

## Krážem automatickou regulací II.

aneb *Nastavovat PID regulátor není vlastně potřeba*  
(dokončení z čísla 5/90)

Vladimír Görner, Jaroslav Maršík a Petr Klán

I když pro regulační techniku nebývá problém regulátor PID nastavit, přesto by každý uvítal možnost, jak si tuto práci ušetřit. Samonastavitelný nebo adaptivní regulátor je potřebný hlavně v případech, kdy regulovaná soustava mění své vlastnosti v tak velkém rozsahu, že pevně nastavený regulátor už není schopen v celém tomto rozsahu zajistit potřebnou kvalitu nebo dokonce stabilitu regulace. Adaptivita resp. samonastavitelnost také redukuje počet uživatelsky nastavitelných parametrů regulátoru. Snahou je, aby se u adaptivních regulátorů nemusel nastavovat žádný parametr.

### 1 Myšlenka adaptivního regulátoru

Všechny dále popisované způsoby adaptivní regulace postupně vznikly z regulátoru, založeného na kritériu "maximální rezervy stability". Tento regulátor cyklicky nastavoval každý svůj parametr doprostřed stabilního rozsahu, přičemž meze stability se určovaly z mezního cyklu, generovaného pomocí členu s charakteristikou relé.

O několik let později se objevila ve Švédsku podobná metoda, založená na kombinaci vybudování mezního cyklu a pravidla Zieglera a Nicholse, která dospěla až k sériové výrobě samonastavitelného regulátoru PID (SATT Autotuner), který se v mnoha aplikacích dodnes velmi dobře osvědčuje. Nevýhodou zmíněných regulátorů je nutnost generování mezního cyklu, kdy musí být zajištěna malá amplituda kmitů, avšak větší než je úroveň klidového šumu v regulační smyčce, aby vůbec mezní cyklus mohl nastat. Ve fázi adaptace má regulace v příslušné větvi charakter "on-off", po nastavení běží regulátor s pevnými parametry. Nejde tedy o trvale adaptivní regulaci, ale adaptace se zapíná podle potřeby většinou ručně. Výhodou je mimořádná jednoduchost jak samotného regulátoru, tak i jeho obsluhy, která vlastně nevyžaduje odbornou kvalifikaci.

Naším cílem však je nejen jednorázově nastavitelný, ale i trvale adaptivní regulátor, k jehož adaptaci není třeba zavádět speciální zkušební poruchy nebo mezní režimy. Tyto vlastnosti mají regulátory, založené na nových způsobech vyhodnocení míry kmitavosti nebo míry tlumení regulační odchylky.

**Kmitavost** (resp. její opak - **tlumení**) je kritérium, které většinou rozhoduje o kvalitě regulačního procesu hlavně z hlediska praktických požadavků. Víme, že kmitavost je závislá na celkovém zesílení v regulační smyčce (přímo úměrně) a na tvaru a místě vstupu regulačních poruch. Impulsové a skokové poruchy vybudí kmity spíše než poruchy s pomalým náběhem; poruchy na výstupu regulované soustavy dávají kmitavější děj než tytéž poruchy na vstupu. Umíme-li tedy nějakým způsobem kvantifikovat míru kmitavosti u obecného průběhu regulační odchylky, máme možnost sestrojít adaptační smyčky na principu běžné regulační smyčky, které automaticky udržují míru kmitavosti na požadované hodnotě pomocí hodnot příslušných parametrů základního regulátoru.

Existuje několik velmi jednoduchých algoritmů pro vyhodnocení kmitavosti nebo tlumení obecného průběhu regulační odchylky. Hodnoty indexu kmitavosti, resp. tlumení, které těmito metodami vypočítáme, jsou však nelineárními funkcemi hodnot získaných podle matematické definice. Tyto nelinearity jsou pro každou z metod jiné, a kromě toho žádnou nelze přímo vyjádřit analyticky. Můžeme však každou závislost "ocejchovat" pomocí standardního tvaru odezvy. Tímto způsobem jsme pro každý algoritmus určili doporučenou žádanou hodnotu příslušného indexu.

Zmíněný standardní tvar regulační odezvy je pro všechny možné případy, kdy můžeme použít regulátorů I, PI a PID, prakticky stejný. Rozdíly jsou jen v amplitudovém a časovém měřítku. Rovněž i odezvy, dosažené pomocí teoretického kvadraticky optimálního regulátoru, jsou velmi podobné.

Je to dáno tím, že jednoduchá regulační smyčka se jako celek chová podobně jako systém 2. až 3. řádu, i když sama regulovaná soustava je řádu mnohem vyššího. To je známý poznatek, který lze částečně vysvětlit např. pomocí Nyquistova diagramu, z něhož vyplývá, že smyčka kmitá nejsnáze jen na jediné frekvenci, která pak má rozhodující vliv na tvar odezvy, zatímco ostatní frekvence, splňující fázovou podmínku pro vznik oscilací, nemají k tomu dostatečné zesílení, a proto se neuplatní. Toto vítané "snížení řádu", způsobené negativní zpětnou vazbou, se však exaktně odvodit nebo dokázat uspokojivě nepodařilo.

Při návrhu adaptačních smyček se dále uplatňují velmi jednoduché a logické závislosti, které platí pro soustavy vyšších řádů (od třetího výše). Pomalá soustava předpokládá použití pomalého regulátoru a pomalou adaptaci. Rychlou soustavu můžeme regulovat i adaptovat rychle. Z toho také plyne přímá úměrnost mezi časovými konstan-

Ing. Vladimír Görner, CSc. (\*1956) absolvoval VŠCHT v Praze. Po dobu aspirantury v oboru technická kybernetika se zabýval řízením technologických procesů v reálném čase. V současné době pracuje v Ústavu teorie informace a automatizace ČSAV, kde se zabývá problematikou CADCS systémů.

Ing. Jaroslav Maršík, CSc. je vedoucím vědeckým pracovníkem ÚTIA ČSAV. Dlouhodobě se zabývá adaptivními PID regulátory a je autorem všech uvedených algoritmů.

Ing. Petr Klán je pracovníkem ÚTIA ČSAV. Zabývá se vývojem programových a technických prostředků pro regulaci.

tami soustavy a regulátoru. Obecně platí, že změníme-li časové měřítko soustavy  $k$ -krát, musíme změnit časové měřítko regulátoru i adaptačních smyček rovněž  $k$ -krát. Výsledná odezva regulační smyčky bude mít časové měřítko také  $k$ -násobné.

Vzhledem k zmíněnému účinku negativní zpětné vazby se řád systému "sníží" a zcela se potlačí i vliv různých jiných faktorů, včetně některých pomyslných parametrů regulované soustavy. Proto nám postačí k adaptaci sledovat jen **kmitavost** a **globální časovou konstantu** regulačního procesu, která charakterizuje jeho pomalost. Pomocí kmitavosti se adaptuje zesílení regulátoru, úměrně globální časové konstantě se nastaví všechny časové konstanty regulátoru. Koeficienty této úměrnosti byly odhadnuty, vyhovují široké třídě případů a přitom nejsou kritické.

Během regulace je nutné dodržovat zásadu, že není-li třeba nebo není-li možno regulovat, tak se ani neadaptuje. To znamená, že v případě prakticky nulové nebo naopak nenulové konstantní regulační odchylky (např. při saturaci akčního členu) je třeba adaptaci odpojit, neboť z nulové regulační odchylky nic nevyhodnotíme a naopak trvale konstantní regulační odchylka indikuje nulovou kmitavost, což má za následek stále zvyšování zesílení (prevence "wind up" adaptace).

Když požadujeme, aby se regulátor přizpůsobil charakteru regulační poruchy na vstupu soustavy, a aby zároveň bez větších překmitů reagoval na skokovou změnu žádané hodnoty, můžeme použít jednodurapacitního filtru k "zaoblení" skokové změny žádané hodnoty. Časová konstanta tohoto filtru bude opět úměrná uvedené globální časové konstantě regulačního procesu.

## 2 Algoritmus pro vyhodnocení globální časové konstanty

Globální časová konstanta indikuje, jak rychlý (či správněji jak pomalý) je regulační proces. Pokud se vyskytnou výrazné kmity, má tato veličina spíše význam reciproké hodnoty kruhové frekvence. Platí tyto vztahy:

$$\tau = \frac{1}{2\pi f} = \frac{T_p}{2\pi}, \quad (1)$$

kde  $\tau$  je globální časová konstanta procesu,  $\omega$  je kruhová frekvence,  $f$  je frekvence a  $T_p$  je perioda kmitů. Hodnotu  $\tau$  počítáme z regulační odchylky  $e$  a to ze středních hodnot její 1. a 2. diference v čase podle vzorce

$$\tau = \sqrt{\frac{(\overline{\Delta e})^2}{(\overline{\Delta^2 e})^2}}, \quad (2)$$

kde  $\tau$  je poměrná hodnota udaná v počtu period algoritmu  $T_0$ . Vzorec vznikl úpravami vztahu, který původně pro spojitě náhodné procesy odvodil Rice, když se zabýval otázkou statistického odhadu frekvence průchodů náhodného signálu stanovenou úrovní.

U složitějších průběhů  $e$  rozhoduje o hodnotě  $\tau$  dominantní složka signálu. Vzorec (2) lze zjednodušit bez nebezpečí zhoršení výsledků na tvar

$$\tau = \frac{|\overline{\Delta e}|}{|\overline{\Delta^2 e}|}, \quad (3)$$

Ušetříme tak odmocninu a násobení, avšak ve zjednodušení lze pokračovat. Protože nejde o výpočet okamžitých hodnot, nýbrž středních, můžeme vztah (3) řešit jako implicitní rovnici iteračně, čímž odpadnou i výpočty středních hodnot a dělení. (Ještě formální připomínka. Pro větší přehlednost vzorců je součin označován tečkou. V důsledku toho se místo desetinné tečky užívá desetinná čárka.) Rovnici (3) můžeme převést na implicitní tvar

$$|\overline{\Delta e}| - \tau \cdot |\overline{\Delta^2 e}| = 0 \quad (4)$$

a řešit ji jako diferenční iteračně

$$\Delta \tau = \tau \cdot (|\overline{\Delta e}| - |\overline{\Delta^2 e}|). \quad (5)$$

Pro dostatečně malou konstantu  $c$  iterace konverguje. Ve výpočtu nemusíme používat středních hodnot, protože iterace má sama centrující účinky. Protože na konvergenci má vliv také velikost  $|\overline{\Delta^2 e}|$  je možno upravit rovnici (5) na konečnou podobu

$$\Delta \tau = c \cdot \tau \cdot \text{sign}(|\overline{\Delta e}| - \tau \cdot |\overline{\Delta^2 e}|) \quad (6)$$

Přírůstky  $\Delta \tau$  budou nyní úměrné jen veličině  $\tau$  nezávisle na velikosti výrazu v závorce. Proces iterace bude sice trvale kmitavý i v ustáleném stavu, takže  $\tau$  bude kolísat okolo své střední hodnoty, ale při vhodné volbě hodnoty  $c$  jen o několik procent.

Uvedenou iteraci si můžeme pro lepší názornost představit jako reléovou (on-off) regulaci k vynulování vztahu (4), kde si místo nuly na pravé straně představíme regulační odchylku, z ní vytvoříme funkci signum, za kterou zařadíme integrátor, jehož výstupem bude veličina  $\tau$ . K dalším výpočtům budeme potřebovat též reciprokovou hodnotu  $h = 1/\tau$ . Abychom se obešli bez dělení, můžeme postupovat analogicky jako při výpočtu  $\tau$ , takže

$$\Delta h = c.h.\text{sign}(|\Delta^2 e| - h \cdot |\Delta e|). \quad (7)$$

Vyloučení některých operací a výpočtů dílčích vztahů zjednodušilo algoritmus, což je důležité v souvislosti s programovým řešením. Odstranila se nutnost volby počátečních hodnot dílčích veličin a zlepšila se dynamika adaptace. Vzorec (6) obstarává dokonce i plynulé zapomínání, které bychom jinak museli zavést, kdybychom pracovali se středními hodnotami diferencí podle původního vztahu (2). Podobná zjednodušení jsme uplatnili i u dalších vztahů pro adaptaci zesílení.

### 3 Algoritmy pro adaptaci zesílení

Adaptace zesílení regulátoru tvoří další regulační smyčku, která udržuje určitý ukazatel, odpovídající příslušnému kritériu kvality regulace, na žádané hodnotě. Regulovanou veličinu v adaptační smyčce představuje tento ukazatel, akční veličinu pak zesílení základního regulátoru. Tento způsob adaptace umožňuje nová velmi jednoduchá kritéria kmitavosti nebo tlumení regulačního procesu, k jejichž vyhodnocení není nutno ani zavádět zvláštní testovací signály, ani identifikovat parametry regulované soustavy. Algoritmy, které byly k tomuto účelu vyvinuty, lze mezi sebou také kombinovat. I když se některé z nich v principu dosti liší, dávají velmi podobné výsledky.

Adaptační smyčka je vždy nelineární, a to u různých algoritmů různě. Doporučené hodnoty příslušných ukazatelů kvality regulace jsou také navzájem rozdílné. Odpovídají mírně kmitavým průběhům regulačních odezev a mohou se podle potřeby poněkud pozměnit, což může být důležité při konkrétní implementaci.

#### 3.1 Adaptace zesílení podle ukazatele kmitavosti

**Ukazatel kmitavosti** by měl udávat podíl sinusové složky v sledovaném signálu obecného průběhu. Matematicky lze tento problém řešit různě, avšak pro naši potřebu zbytečně složitě. Jak už bylo řečeno, k tomuto účelu postačí i algoritmy, indikující hodnoty, které jsou analyticky nedefinovatelnou nelineární funkcí skutečných hodnot kmitavosti, protože máme možnost si tuto nelinearitu "ocejchovat". Kromě toho potřebujeme zjistit jen jednu hodnotu, odpovídající "optimálnímu" regulačnímu procesu, který má průběh určitých vlastností - ne libovolný. Rozhodující je jednoduchost algoritmu.

##### a) Indikátor kmitavosti využívající frekvencí změn znaménka regulační odchylky a její 1. diference

Indikátor slouží ke stanovení indexu kmitavosti  $\kappa$  pomocí poměru frekvencí průchodů nulou regulační odchylky  $f_e$  a její 1. derivace  $f_v$ :

$$\kappa = \frac{f_e}{f_v} \quad (8)$$

Vyhodnotíme-li takto např. delší úsek záznamu nějakého regulačního děje, který má nulovou střední hodnotu (regulátor má integrační složku), snadno zjistíme, že

$$0 \leq f_e \leq f_v, \quad (9)$$

kde  $f_e$  se pro periodický průběh blíží  $f_v$ , zatímco pro silně tlumené průběhy je přibližně  $f_e = 0$ . Index kmitavosti může obecně nabývat hodnot

$$\kappa \in (0, 1) \quad (10)$$

Přímé zjišťování změn znamének regulační odchylky a její 1. derivace však umožňuje adaptaci zesílení jen v případě trvale působících náhodných poruch, zatímco pro ojedinělé řídké (deterministické) poruchy, zejména skokové, je adaptace neúčinná, protože změna znaménka regulační odchylky nemusí nastat vůbec a u derivace jen jednou.

Aplikujeme-li však vztahy, které odvodil již zmíněný Rice, pro nepřímý výpočet frekvence průchodů náhodného signálu nulou, dostaneme algoritmus, který bude pracovat i při jednotlivých poruchách.

V diskrétním tvaru tento nepřímý způsob výpočtu dává

$$f_e = \frac{1}{\pi} \sqrt{\frac{(\Delta e)^2}{e^2}} \quad (11)$$

$$f_v = \frac{1}{\pi} \sqrt{\frac{(\Delta^2 e)^2}{(\Delta e)^2}} \quad (12)$$

takže index kmitavosti

$$\kappa = \frac{f_e}{f_v} = \frac{\overline{(\Delta e)^2}}{\sqrt{e^2 \cdot (\Delta^2 e)^2}}$$

Dříve definovaná globální časová konstanta  $\tau$  je tedy časovou konstantou, která přísluší diferenci regulační odchylky, tedy rychlosti, a měla by vlastně být označena v souladu s (12) jako  $\tau_v$ .

Vztahy (11) až (13) poskytují hodnoty  $\kappa$  pro adaptaci v každém okamžiku vzorkování, zatímco u přímého započítávání skutečných nul vždy teprve v okamžiku, kdy nula nastane.

Další výhoda nepřímého způsobu výpočtu je v tom, že se uplatní jen relativně významné průchody nulou, v jejichž okolí má signál ještě nezanedbatelnou amplitudu ve srovnání s předchozími hodnotami.

Například z teoreticky nekonečného počtu nul  $i$  u tlumeně kmitající odezvy na skok se tedy započítají jen nejvýraznější na začátku, kdežto v případě aperiodického průběhu, kde vůbec nemusí nula nastat, dostaneme informaci spíše o rychlosti přiblížování k nule.

U tohoto kritéria snadno stanovíme doporučenou žádanou hodnotu indexu kmitavosti, a to z požadovaného tvaru průběhu regulační odchylky při skokové poruše. Chceme-li jen jedno výraznější přeregulování, odpovídá to jednomu průchodu nulou a dvěma extrémům regulační odchylky, z čehož vyplývá

$$\kappa_{ref} \approx 0.5.$$

14

Z principu kritéria plyne, že ani regulační poruchy ani regulovaná soustava nesmějí být kmitavé, protože algoritmus neumí rozeznat příčinu kmitavosti, a bude reagovat jen snížením zesílení. Regulační odchylka nesmí obsahovat ani šum relativně vysokých frekvencí, na který regulační smyčka není schopna reagovat. V takovém případě hodnota  $f_v$  je vysoká a má za následek chybnou indikaci nízké hodnoty  $\kappa$ , a tím zvýšení zesílení i kmitavosti. Proto šum, který do regulační odezvy nepatří, se musí odfiltrout. Často jej filtruje sama soustava nebo stačí i vhodně řídké vzorkování.

Rovnici pro adaptaci zesílení  $g$  s použitím uvedeného algoritmu můžeme formulovat několika způsoby. Pro adaptaci zesílení  $g$  platí:

$$\Delta g = \frac{0,1 \cdot g}{\tau_v} \quad \kappa_{ref} \quad 1).$$

kde

$$\kappa = \frac{\tau_v}{\tau_e} \quad \tau_e = \sqrt{\frac{e^2}{(\Delta e)^2}} \quad (16)$$

Je možné další zjednodušení pomocí adaptace on-off s použitím funkce signum:

$$\Delta g = 0,03g \cdot h \cdot \text{sign}(\kappa_{ref} \cdot \tau_e - \tau_v), \quad (17)$$

kde  $h = 1/\tau_v$ , počítané způsobem podle (7). Tato varianta, neobsahující operaci dělení, je v blízkosti správného nastavení  $g$  prakticky rovnocenná předešlé. Předchozí verze (15, 16) však najíždí mnohem rychleji při počátečním startu z velmi malých hodnot zesílení  $g$ , kdy se  $\kappa$  blíží 0.

#### b) Indikátor kmitavosti založený na střední hodnotě součinu regulační odchylky a její 2. difference

Je známo, že při harmonicky kmitavém pohybu  $e = E \cdot \sin \omega t$  má zrychlení  $\frac{d^2 e}{dt^2} = -\omega^2 E \sin \omega t$  opačné znaménko než výchylka  $e$ , zatímco u pohybu monotónního, např.  $e = E \cdot e^{-at}$  má zrychlení znaménko stejné.

To umožňuje určovat poměrnou úroveň kmitavé složky ve směsi signálů např. pomocí tohoto ukazatele:

$$K = \frac{\overline{e \cdot \frac{d^2 e}{dt^2}}}{\left| \overline{e \cdot \frac{d^2 e}{dt^2}} \right|} \quad (18)$$

V diskrétním tvaru pak

$$K = \frac{\overline{e \cdot \Delta^2 e}}{|\overline{e \cdot \Delta^2 e}|}$$

kde možný rozsah ukazatele kmitavosti  $K$  je  $\langle -1, 1 \rangle$ . Prostá náhrada derivací pomocí diferencí však vede, hlavně při řídkém vzorkování, k nepřesnostem, které se projevují tím, že součin  $e \cdot \Delta^2 e$  nedává, jak by měl, při sinusovém tvaru  $e$  v každém kroku zápornou hodnotu, nýbrž objevují se pravidelně i hodnoty kladné. Tento nedostatek však lze lehce napravit vzájemným centrováním, a to buď přímo použitím centrálních diferencí, nebo jednodušeji zpožděním  $e$  o jeden vzorkovací interval, tak jak to ukazuje následující vzorec:

$$e \cdot \Delta^2 e = e(k-1) \cdot [e(k) - 2e(k-1) + e(k-2)]. \quad (20)$$

Rovnici pro adaptaci zesílení vytvoříme buď podobným způsobem jako v předchozím případě

$$\Delta g = c \cdot h \cdot g \cdot \left( K_{ref} + \frac{e \cdot \Delta^2 e}{|e \cdot \Delta^2 e|} \right) \quad (21)$$

nebo zjednodušeně pomocí funkce signum, kde nemusíme počítat střední hodnoty

$$\Delta g = c \cdot h \cdot g \cdot (K_{ref} + \text{sign}(e \Delta^2 e)), \quad (22)$$

kde  $K_{ref} \approx 0,3$ ;  $0,03 < c < 0,1$ ;  $h = \frac{1}{T}$

kde  $h$  počítáme podle (7) a respektujeme vzorec (20).

Zdokonalením algoritmu (22) pro případ velkého podílu bílého šumu v regulační odchylce bude algoritmus

$$\Delta g = c \cdot h \cdot g \cdot [\text{sign}(e(k) - 2e(k-2) + e(k-4)) \cdot \text{sign}(e(k-1) + e(k-3)) + K_{ref}]. \quad (23)$$

Smysl této úpravy pochopíme nejnázřejší, uvažujeme-li součin argumentů obou signum funkcí a jeho střední hodnotu. Po násobení obou závorek dostaneme jednotlivé součiny  $e(k)e(k-1)$ ,  $2e(k-1)e(k-2)$ ,  $e(k-1)e(k-4)$  atd., jejichž střední hodnoty jsou v případě bílého šumu nulové. To platí i pro funkce signum, pokud ovšem není přítomen ještě další signál (korelovaný). Potom vzniká vlivem nelinearity těchto funkcí určitá intermodulace; bílá složka se sice úplně nevytloučí, ale přece jen značně potlačí.

Uvedené zdokonalení je příkladem speciální aplikace centrálních diferencí, které však má za následek vlastně vzorkování pro účely adaptace s dvojnásobnou periodou oproti regulaci. Musíme se proto vyhnout příliš řídkému vzorkování, aby nenastala ztráta informace o sinusové složce ve sledovaném signálu  $e$ . To se může stát vždy, použijeme-li pro adaptaci i běžných centrálních diferencí  $\Delta e = \frac{e(n) - e(n-2)}{2}$ , zatímco pro regulaci jen  $\Delta e = e(n) - e(n-1)$ .

### 3.2 Adaptace zesílení pomocí ukazatele tlumení

Protože **tlumení** je vlastně opakem kmitavosti, můžeme k formulaci ukazatele tlumení využít stejných prvků jako u kmitavosti. Rozdíl je jen ve struktuře příslušného vzorce. Ukazatel tlumení  $\mu$  může být definován např. takto:

$$\mu = \overline{|\text{sign } e + \text{sign} \Delta^2 e|}, \quad (24)$$

přičemž možný rozsah ukazatele  $\mu$  je  $\langle 0, 2 \rangle$ . Nula odpovídá mezi stability, horní mez monotónnímu průběhu. Doporučená hodnota, určená experimentálně je

$$\mu_{ref} \approx 0,7 \quad (25)$$

Podobně jako v případě vzorce (20), je hodnota  $e$  o 1 krok zpožděná. Algoritmus pro adaptaci zesílení  $g$  je

$$\Delta g(k) = c \cdot h(k) \cdot g(k) \cdot [|\text{sign } e(k-1) + \text{sign}(e(k) - 2e(k-1) + e(k-2))| - \mu_{ref}], \quad (26)$$

kde  $0,03 < c < 0,1$ ;

$h = 1/T$  počítáme podle (7);  $\mu_{ref} = 0,7$ .

Pro tento algoritmus je možná podobná protišumová úprava jako u (23):

$$\Delta g = c \cdot h \cdot g \cdot [|\text{sign}(e(k-1) + e(k-3)) + \text{sign}(e(k) - 2e(k-2) + e(k-4))| - \mu_{ref}] \quad (27)$$

Pro správné pochopení všech uvedených algoritmů adaptace zesílení je třeba znovu připomenout, že vzorce, které používáme k indikaci míry kmitavosti nebo tlumení, nevyjadřují skutečné hodnoty této míry v celém rozsahu a pro libovolný tvar signálu. Protože však nejde o signál zcela libovolný, lze zkoušet nalézt pro daný regulační proces

hodnotu, která odpovídá jeho optimálnímu charakteru, a tu zvolit jako referenční. Jde tedy o shodu charakteristiky v jednom bodě, s možností indikovat hodnoty menší nebo větší než hodnota referenční, přičemž nezáleží na tom o kolik. Vzhledem k značné podobnosti regulačních procesů bylo možno ke každému algoritmu dodat téměř univerzální doporučenou referenční hodnotu příslušného ukazatele, kterou si pak uživatel může ještě upravit podle svých nároků na kvalitu regulace (měl by to být jediný parametr nastavovaný uživatelem, a to ještě v úzkém rozsahu). Algoritmy velmi jednoduše (a to je cílem) kvantifikují vlastnost, která nás zajímá, ale jak, to jsme museli zjistit teprve kalibrací na známém modelu nebo přímým pozorováním konkrétního regulačního procesu.

#### 4 Formulace regulačního zákona PID

Výstupní veličina regulátoru může být vytvořena buď přímo jako součet sumační, proporcionální a diferenciální složky, tj.

$$u = \sum \frac{g \cdot e}{\tau} + c_P \cdot g \cdot e + c_D \cdot g \tau \Delta e \quad (28)$$

nebo přírůstkově

$$\Delta u = g \cdot e + c_P \cdot g \tau \Delta e + c_D \cdot g \tau^2 \Delta^2 e \quad (29)$$

I když je mezi oběma způsoby jistý rozdíl, nezáleží na tom, kterého z nich použijeme. Pokud budeme postupovat správně, budou výsledky prakticky stejné, budou se však lišit hodnoty zesílení  $g$ .

V rovnici (28) nelze vytknout  $g$  jako společný faktor, protože není konstantní. Z tohoto hlediska je přírůstkový způsob jednodušší, a kromě toho je méně práce s omezením výstupní veličiny  $u$ , např. při saturaci akčního členu, i se zaváděním počátečních podmínek.

Rovnici (29) lze upravit na výhodnější tvar

$$\Delta u = g(e + c_P \cdot \tau \cdot \Delta e + c_D \cdot \tau^2 \cdot \Delta^2 e) \quad (30)$$

Ve formulaci vztahů (28) až (30) je uplatněno již dříve uvedené pravidlo úměrnosti časových konstant regulátoru globální časové konstantě  $\tau$ . Koeficienty úměrnosti, nalezené experimentálně, mají hodnoty buď

$$c_P \approx c_D \approx$$

pro procesy s dopravním zpožděním nebo

$$c_P \approx c_D \approx 2 \quad (31)$$

pro procesy bez dopravního zpoždění.

Hodnoty uvedené v (31) se týkají případů, kde regulovaná soustava je nejméně třetího řádu. U nižšího řádu mohou být i podstatně vyšší. V tomto případě však je použití adaptivního regulátoru většinou zbytečné, neboť by měl stačit spojitý regulátor PID, který již se soustavou 2. řádu může zaručit dostatečnou robustnost.

#### 5 Adaptace periody algoritmu

Pravidlo úměrnosti mezi globální časovou konstantou  $\tau$  a časovými konstantami regulátoru platí i pro **periodu algoritmu**. Je zřejmé, že je zbytečné hustě vzorkovat velmi pomalý regulační proces. I když takovým vzorkováním podchytíme i malé a rychlé regulační poruchy, vůbec nám to nepomůže, protože regulační smyčka na ně stejně nemůže dostatečně rychle reagovat. Kompenzace poruch, je možná při dobré funkci negativní zpětné vazby jen v úzkém pásmu frekvencí, omezeném shora kritickou frekvencí, při níž už je regulační účinek nulový. Ze stejného důvodu také nemá praktický smysl volit periodu algoritmu podstatně kratší než dopravní zpoždění.

Protože **kritická frekvence** je nejvyšší možná frekvence, kterou může regulační smyčka generovat, je třeba vzorkovat tak, abychom o ní neztratili informaci, což podle Shannona a Kotelnikova znamená periodu vzorkování  $T_v$  volit aspoň jako polovičku periody kritických kmitů  $T_k$  nebo kratší:

$$T_v \leq \frac{T_k}{2} \quad (32)$$

Na každou půlvinu tedy připadá alespoň jeden vzorek, což je nutná podmínka pro zachování informace o sinusovce.

Vztah (33) však platí i naopak

$$T_k \sim 2T$$

tj. čím delší periodu vzorkování zvolíme, tím delší bude kritická perioda. Všimněme si dvou mezních případů:  
a) Při  $T_{vz} \rightarrow 0$  (spojitá regulace) je  $T_k \neq 0$ , takže vždy platí

$$T_k > T. \quad (35)$$

b) Při  $T_{vz} \rightarrow \infty$  je  $T_k \rightarrow 2T_{vz}$  (dynamiku spojité soustavy lze zanedbat, zbývá zpoždění samotného regulátoru, rovné jedné periodě vzorkování).

Poslední tvrzení snadno dokážeme: uvažujeme soustavu bez zpoždění, čistě proporcionalní, a regulátor, např. integrační

$$\begin{aligned} y &= Z.u && \text{[soustava]}, \\ \Delta u &= g.(w - y) && \text{[regulátor]}. \end{aligned} \quad (36, 37)$$

Po diferencování (36) a dosazení (37) dostaneme:

$$\Delta y = Z.\Delta u = Z.g.(w - y). \quad (38, 39, 40)$$

$$y(k+1) - y(k) = Z.g.(w(k) - y(k)),$$

$$y(k+1) = y(k).[1 - Z.g] + Z.g.w(k).$$

Kritické zesílení  $g = 2/Z$  dává

$$y(k+1) = -y(k) + 2w(k) \quad (41)$$

Z rovnice (41) vyplývá změna znaménka regulované veličiny v každém okamžiku vzorkování, což je v souladu s (34).

Přímka  $T_k = 2T_{vz}$  je tedy hranicí vymežující oblast, v níž se vždy nalézá funkce  $T_k(T_{vz})$  a tedy také  $T_k(T_0)$ .

V této oblasti také leží minimum uvedené funkce (nejkratší kritická perioda, viz obrázek 1), které nepochybně souvisí s optem pro regulaci.

Protože však pro dobrou rekonstrukci sinusovky je, zejména s ohledem na fázi, jeden vzorek na půlvinu příliš málo, zvolili jsme vzorkování třikrát hustší, což by už mělo stačit. Tím se také dostaneme spolehlivě dovnitř oblasti vymezené přímkou (34), patrně i do blízkosti zmíněného minima (nebo se od něho příliš nevzdálíme, leží-li blíže k hranici). Budeme tedy požadovat, aby

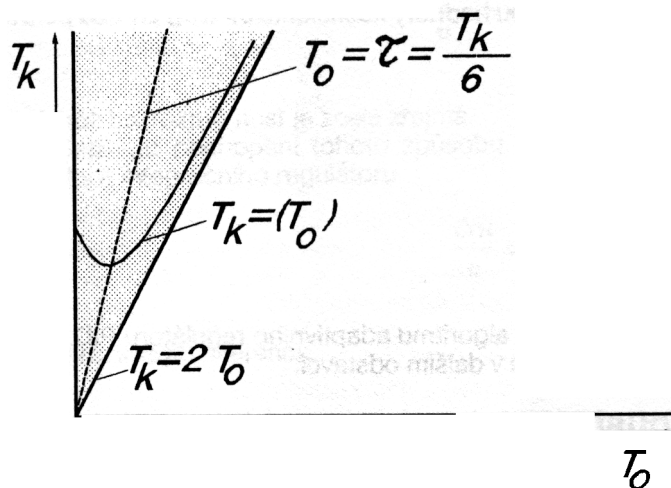
$$T_n \approx \frac{T_k}{6} \quad (42)$$

Jak jsme již dříve řekli, bude perioda algoritmu přímo úměrná globální časové konstantě  $\tau$  regulačního procesu, a proto si vyjádříme  $T_k$  pomocí  $\tau$ .

Protože  $T_k = 2\pi\tau_k$  (viz (1)), dostaneme po dosazení do (42) vztah pro adaptaci periody algoritmu

$$T_n \approx \tau. \quad (43)$$

Tento vztah se netýká jen procesů na hranici stability, ale obecně všech, které mohou nastat, tedy i aperiodických, neboť  $\tau$  vždy charakterizuje jejich délku.



Obr. 1: Oblast pro kritickou periodu vzorkování

Vzhledem k tomu, že závislost kvality regulace na periodě algoritmu je dosti plochá, tím více pak v okolí optima, vyhovuje algoritmus (43) velmi dobře, což bylo ověřeno simulací mnohých příkladů.

Poměrně velká perioda, která se takto automaticky nastavuje, má mj. výhodu v tom, že se stírají detailní rozdíly v dynamice regulovaných soustav, takže zmíněná podobnost regulačních procesů je tím lepší a kromě toho se také filtruje šum relativně vysokých frekvencí, který nelze vyregulovat. Odstraní se tak závislost některých jevů na velikosti periody algoritmu. Abychom mohli periodu algoritmu adaptovat, musíme mít možnost ji nastavovat pomocí programu, což však u běžných počítačů přímo nejde. Zvolíme tedy pevné základní vzorkování s dodatečně krátkou periodou  $T_{VZ}$  a z něho vybíráme jen každý  $\tau$ -tý vzorek, takže adaptovaná perioda algoritmu  $T_0$  je vždy celistvým násobkem základní periody  $T_{VZ}$ .

K nastavení periody algoritmu potřebujeme vypočítat hodnotu globální časové konstanty  $\tau$ . Můžeme postupovat i tak, že použijeme vzorce (2) nebo z něho odvozeného zjednodušeného algoritmu (6) při základním vzorkování s periodou  $T_{VZ}$ , kdežto pro samotný regulátor vezmeme každý  $\tau$ -tý vzorek. (Nezapomeňme, že hodnota  $\tau$  je poměrná - podle vzorce (2) vyjde v počtu základních vzorkovacích period  $T_{VZ}$ !) Použité diference  $\Delta e$  a  $\Delta^2 e$  jsou s krokem  $T_{VZ}$ .

Tento postup je však poměrně značně ovlivněn šumem, který není hustým vzorkováním dostatečně filtrován. Proto je výhodnější využít k výpočtu  $\tau$  přímo samu adaptovanou periodu algoritmu  $T_0$ . Navíc je to i jednodušší. Diference  $\Delta e$  a  $\Delta^2 e$  jsou nyní počítány s krokem  $T_0$ .

Protože  $T_0$  už nebude konstantní, jako dříve  $T_{VZ}$ , bude lépe vyjádřit hodnotu  $\tau$  ne jako poměrné číslo, vztažené k  $T_0$ , ale ve skutečném čase, tedy

$$\tau(T_0) = T_0 \cdot \frac{|\overline{\Delta e(T_0)}|}{|\overline{\Delta^2 e(T_0)}|} \quad (44)$$

Dosadíme-li zákon adaptace (43), dostaneme podmínku

$$T_0 = T_0 \cdot \frac{|\overline{\Delta e(T_0)}|}{|\overline{\Delta^2 e(T_0)}|}, \quad (45)$$

z níž vyplývá implicitní rovnice

$$|\overline{\Delta e(T_0)}| - |\overline{\Delta^2 e(T_0)}| = 0 \quad (46)$$

s neznámou  $T_0$ .

Rovnici (46) řešíme analogicky jako (6) iteračně:

$$\Delta T_0 = c \cdot T_0 \cdot \text{sign}(|\overline{\Delta e(T_0)}| - |\overline{\Delta^2 e(T_0)}|), \quad 47$$

což je algoritmus pro adaptaci periody algoritmu ve své konečné podobě. Vrátime-li se opět k původní bezrozměrné definici globální časové konstanty  $\tau$ , pak tato veličina, vyjádřená pomocí  $T_0$ , je rovna jedné. Proto i do výrazu pro výstupní veličinu regulátoru (30) v tomto případě dosadíme  $\tau = 1$ , čímž vznikne další vítané zjednodušení:

$$\Delta u(T_0) = g \cdot [e(T_0) + c_P \cdot \Delta e(T_0) + c_D \cdot \Delta^2 e(T_0)]. \quad (48)$$

Následkem řídnějšího vzorkování, k němuž adaptace vždy vede, jsou hodnoty koeficientů  $c_P$  a  $c_D$  zhruba poloviční oproti těm, které platily při vzorkování s periodou  $T_{VZ}$ :

**soustava bez dopravního zpoždění**

$$c_P \approx c_D \approx 1, \quad (49)$$

**soustava s výraznějším dopravním zpožděním**

$$c_P \approx c_D \approx 0.5. \quad (50)$$

Tím máme všechny potřebné vztahy pro formulaci kompletního algoritmu adaptivního regulátoru PID. Je však ještě další možnost, jak tento regulátor dále zdokonalit, což ukážeme v dalším odstavci.

## 6 Kompenzace zesílení regulované soustavy

Při pokusech se soustavami, které měly jednotkové zesílení  $Z$ , se projevila zajímavá vlastnost regulátoru a to v tom, že hodnota zesílení  $g$  se ve všech případech pohybovala v úzkém rozmezí  $<0.5, 1>$ . Vrchní mez se vyskytovala v případech soustav bez dopravního zpoždění, kdežto spodní při výraznějším dopravním zpoždění.



Nabízela se tedy myšlenka vypustit algoritmus adaptace zesílení  $g$  a nastavit je ručně, a kompenzovat zesílení regulované soustavy tak, aby bylo fiktivně jednotkové (z hlediska regulační smyčky). Zesílení soustavy lze zjistit velmi jednoduše, i když jen zhruba, z ustálených hodnot výstupu  $y$  a vstupu  $u$

$$Z \approx \frac{y}{u} \quad (51)$$

a zavést do regulátoru jeho reciprokou hodnotu. Regulační zákon pak nabývá tvaru

$$\Delta u(T_0) = g \frac{u(T_0)}{y(T_0)} [e(T_0) - c \cdot \Delta e(T_0) + c \cdot \Delta^2 e(T_0)] \quad (52)$$

Je jasné, že velikost zesílení  $Z$  je zatížena chybou dynamickou v přechodném stavu a chybou od regulační poruchy; ta však bývá ve srovnání s regulační veličinou buď malá, nebo je malá alespoň její proměnná část. Konstantní část  $A$  lze přibližně odhadnout ze statické charakteristiky regulované soustavy

$$y = A + Z \cdot u, \quad (53)$$

z čehož zesílení

$$\approx \frac{y - A}{u} \quad (54)$$

takže po kompenzaci dostaneme

$$\Delta u(T_0) = g \cdot \frac{u(T_0)}{y(T_0) - A} [e(T_0) - c \cdot \Delta e(T_0) + c \cdot \Delta^2 e(T_0)], \quad (55)$$

kde  $0,5 < c < 1$  (viz(49,50)).

Je zajímavé, že použití dokonalejších metod (ale mnohem složitějších) vedlo vždy k horšímu výsledku, hlavně z hlediska dynamiky. Největší předností tohoto způsobu kompenzace zesílení  $Z$  je právě jeho rychlost, kdežto na přesnosti už tolik nezáleží. Na rychlé změny zesílení soustavy reaguje dostatečně pohotově, aby jejich následky téměř v zárodku kompenzoval bez nebezpečí nestability nebo neopak velmi líné regulace. Například skoková změna zesílení soustavy desetkrát nevyvolá ani zpočátku nestabilní oscilace. Je tedy mnohem rychlejší než ostatní popsání metody adaptace zesílení. Tento způsob se osvědčil i se silně nelineárními soustavami. Kromě toho je možno jej kombinovat s některou z uvedených variant adaptace zesílení.

Z matematického hlediska jde opět o nelineární problém, který nelze řešit exaktně analyticky. Na regulační zákon (52) nebo (55) se však můžeme dívat také jinak, a to jako na "ekviprocentní" regulaci, neboli vztah mezi bezrozměrnými poměrnými veličinami, z něhož v ustáleném stavu zmizí zesílení. Rovnici (52) lze upravit na tvar

$$\frac{\Delta u}{u} = g \frac{e + c \cdot \Delta e + c \cdot \Delta^2 e}{y} \quad (56)$$

jehož bezrozměrnost je zcela zřejmá.

K lepšímu pochopení tohoto způsobu regulace si všimněme dále nejjednoduššího případu soustavy bez dynamiky a integračního regulátoru

$$\frac{\Delta u}{u} = g \cdot e = g \frac{w - y}{y} \quad (57)$$

Po rozepsání diferencí:

$$\frac{u(n+1) - u(n)}{u(n)} = g \cdot \frac{w(n+1) - y(n)}{y(n)} \quad (58)$$

a pro  $g = 1$  dostaneme:

$$\frac{u(n+1)}{u(n)} = \frac{w(n+1)}{y(n)} \quad (59)$$

nebo

$$\frac{w(n+1)}{u(n+1)} = \frac{y(n)}{u(n)} \quad (60)$$

Z úměry (59) vyplývá nová hodnota veličiny  $u$

$$u(n+1) = u(n) \cdot \frac{w(n+1)}{y(n)}$$

zatímco (60) může posloužit ke grafické konstrukci (založené na podobnosti pravoúhlých trojúhelníků) posloupnosti regulačních zásahů při nelineárních statických charakteristikách regulovaných soustav  $y=f(u)$ . Uvedené úměry spolu s úměrami týkajícími se časových konstant, definovaných dříve, daly také podnět k názvu **trojčlenkový regulátor**, který zároveň vystihuje kromě podstaty věci i její jednoduchost.

Pro lineární závislost  $y=Z \cdot u$  je regulace jednokroková:

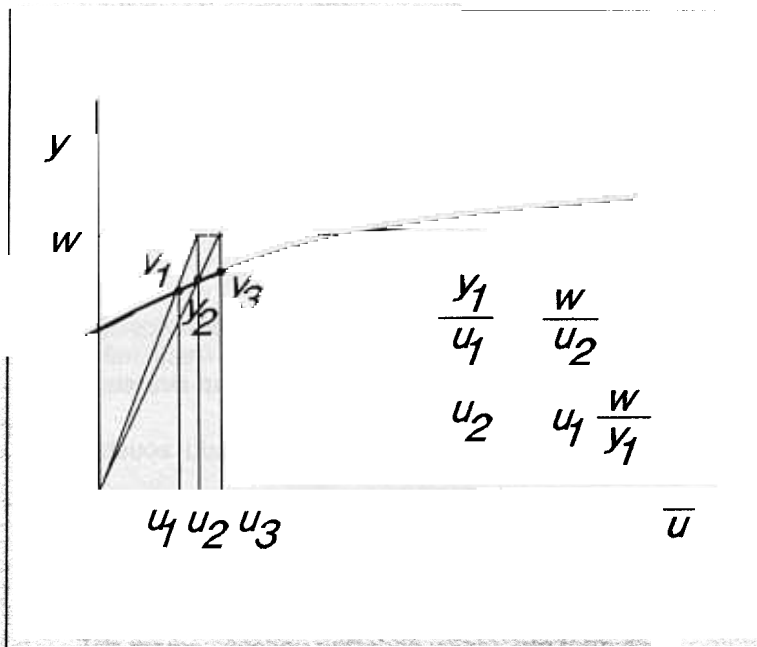
$$\frac{y(n+1)}{Z} = \frac{y(n)}{Z} \cdot \frac{w(n+1)}{y(n)} \quad (62)$$

tedy

$$y(n+1) = w(n+1), \quad (63)$$

kdežto u nelineárních soustav je to vždy iterace, jak je vidět na obrázku 2.

Tato iterace nemusí vždy konvergovat, což závisí na tvaru nelinearity. Dokonce i u nevhodně posunutě přímký se to může také stát, jak ukazuje následující obrázek 3.



Obr.2: Iterační charakter regulace nelineární soustavy

vány. Aditivní poruchy, které u normální lineární regulace změny zesílení nevyvolávají, se však při tomto způsobu regulace naopak projeví, ale většinou nepodstatně. Pokud by aditivní poruchy byly tak velké, že by nastaly velké změny zesílení, je možno přibrat na pomoc některý z uvedených algoritmů pro adaptaci zesílení  $g$ .

Výskyt takovéto nestability můžeme odstranit třemi způsoby:

a) Tak, jak ukazují rovnice (53) až (55), přičemž se nemusíme omezovat pouze na lineární případy. Fiktivní posun charakteristiky  $y(u)$  směrem nahoru má vždy stabilizační účinek.

b) Snížením zesílení  $g$ . V původním grafickém postupu podle (60), který platí pro  $g=1$ , to odpovídá příslušnému zmenšení každého právě zjištěného přírůstku  $\Delta u = u(n+1) - u(n)$  na hodnotu  $g \cdot \Delta u$ .

c) Zavedením inverzní funkce  $u(y)$  k dané charakteristice  $y(u)$ , což je ovšem možné jen tehdy, známe-li dobře analyticky nebo tabelárně funkci  $y(u)$ , (přičemž na multiplikativní konstantě nezáleží). Tím se výsledná statická charakteristika linearizuje.

Je zřejmé, že uvedený regulátor je zejména vhodný pro soustavy s multiplikativními poruchami, jako je např. změna výhřevnosti paliva apod. Takovéto změny ve velkém rozsahu, i velmi rychlé, jsou velmi dobře kompenzovány, aniž by hrozilo nebezpečí nestability regulace.

Multiplikativní poruchy způsobují změny zesílení, které jsou tímto regulátorem kompenzo-

## 7 Algoritmus adaptivního regulátoru

Filtrace **žádané hodnoty** regulované veličiny  $w$  při skokových změnách ( $l$  je nezávisle proměnná - okamžik vzorkování,  $w_1$  je vyhlazená hodnota  $w$ )

$$w_1(l) = w_1(l-1) + 0,5(w(l) - w_1(l-1))$$

**Regulační odchylka**

$$e(l) = w_1(l) - y(l) \quad (65)$$

**První diference regulační odchylky**

$$\Delta e(l) = e(l) - e(l-1) \quad (66)$$

**Druhá diference regulační odchylky**

$$\Delta^2 e(l) = e(l) - 2e(l-1) + e(l-2) \quad (67)$$

**Perioda algoritmu**

$$T_0(l) = T_0(l-1) + 0,03 \cdot T_0(l-1) \cdot \text{sign}(b \cdot |\Delta e(l)| - |\Delta^2 e(l)|),$$

volitelnou konstantou  $b$  máme možnost ovlivnit hodnotu  $T_0$ .

**Výstupní veličina regulátoru**

$$u(l) = u(l-1) + g \frac{u(l-1) - a}{u(l-1) - a} (e(l) + c \cdot \Delta e(l) + c \cdot \Delta^2 e(l)), \quad (69)$$

pro  $0,5 < g < 1$ ;  $0,5 < c < 1$ , kde  $a$  je posun statické charakteristiky regulované soustavy  $y = a + Z \cdot u$ . Podle potřeby je možno tyto vztahy doplnit ještě adaptací zesílení  $g$  podle některého z algoritmů (15,16), (17), (22), (23), (24), (26), (27).

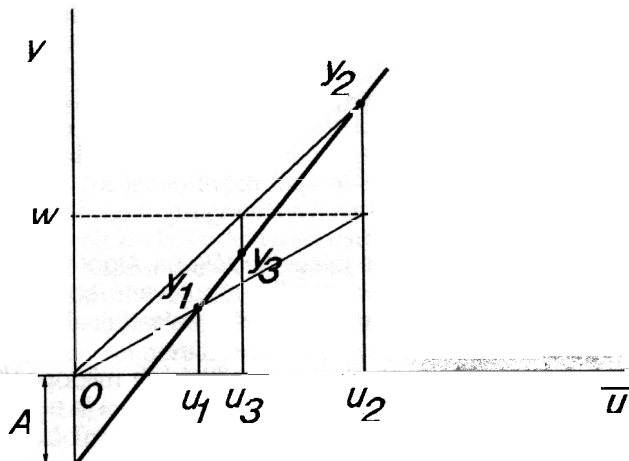
### Doporučení pro uživatele

a) Nezapomenout na vypínání adaptace, jestliže regulační odchylka je prakticky nulová nebo při saturaci akčního členu. Respektovat příslušné omezení výstupu  $u$  shora i zdola. Hodnoty  $u$  ani  $y - a$  nesmí být nulové.

b) Předpokládá se, že  $w > 0$ . Jestliže by se mělo regulovat na  $w = 0$ , pak musíme zvolit vhodnou hodnotu  $a$ , odpovídající posunu statické charakteristiky soustavy  $y = a + f(u)$ .

c) Při uvádění poprvé do provozu volíme počáteční hodnotu  $T_0$  raději velkou a diferenční korekce nulové, tzn.  $c = 0$ . V tomto případě se neuplatní dynamika soustavy. Po dosažení ustáleného stavu nastavíme "optimální" hodnotu  $c$  v rozmezí  $< 0,5, 1 >$ .

Tímto postupem zabráníme možným zámitům, vzniklým při velké počáteční regulační odchylce spolupůsobením dynamiky soustavy a nevhodných diferenčních korekcí, dokud se nenastaví správná délka periody vzorkování  $T_0$ .



Obr. 3: Možnost vzniku nestabilních kmitů

Pamatujme (alespoň při simulačních zkouškách) na možnost změn konstanty  $b$  ovlivňující velikost  $T_0$  a samozřejmě vždy i na proměnnou počáteční hodnotu  $T_0$  samé.

d) Při aplikaci dodatečné adaptace hodnoty  $g$  je třeba pamatovat na možnost nastavení referenční hodnoty indexu kmitavosti, abychom mohli upravit charakter regulačního procesu podle svých představ.

e) Znaménko vazby regulátoru (aby byla negativní) musíme zjistit sami, regulátor je automaticky nenastaví!

f) Algoritmus je použitelný jen v těch případech, které dovolují použití PID regulátoru, tj. u soustav, které jsou samy o sobě stabilní. Řád soustavy by měl být větší než 2, jinak je číslicový regulátor zbytečný. Dopravní zpoždění ani "rozumné" nelinearity nevadí.

## 8 Ukázka části programu pro adaptivní PID regulaci

Jako příklad poslouží program pro simulaci adaptivní regulace PID soustavy 3. řádu s dopravním zpožděním. Program je pomůckou k lepšímu pochopení způsobu adaptace vzorkování, k ilustraci jednoduchosti regulátoru a hlavně k vyzkoušení funkce algoritmu. Program je v jazyku BASIC.

```
10 DIM y(5): DIM e(3)
20 READ t0, r, c, z, u, w, w1, g, b
30 DATA 10, 0, .5, 1, 1, 100, 0, .5, 1
40 FOR i=0 TO t0
50 LET r=r+RND-.5
60 LET y(5)=1.5*y(4)-.75*y(3)+.125*(y(2)+z*u+r)
70 IF INKEY$="m" THEN LET w=100
80 IF INKEY$="b" THEN LET w=200
90 FOR j=1 TO 4:LET y(j)=y(j+1):NEXT j
100 NEXT i
110 LET w1=w1+.5*(w-w1):LET e(3)=w1-y(1):
    LET d1=e(3)-e(2): LET d2=e(3)-2*e(2)+e(1)
120 IF ABS e(3)<.001*w OR u=300 OR u=1 THEN GOTO 150
130 LET t0=t0+.03*t0*SGN(b*ABS d1-ABS d2):
    IF t0<1 THEN LET t0=5
150 LET u=u+g*u/y(1)*(e(3)+c*d1+c*d2)
160 IF u<1 THEN LET u=1
170 IF u>300 THEN LET u=300
180 CLS
190 PRINT y(1), t0, g, c
200 LET e(1)=e(2):LET e(2)=e(3):GO TO 40
```

### Vysvětlivky k programu

- Při prvním startu volíme  $c = 0$ .
- Řádek 50:  $r$  je porucha typu náhodná procházka.
- Řádek 60: Regulovaná soustava s přenosem  $\frac{0,125z^{-2}}{(z-0,5)^3}$ ; vzorkování  $y$  se základním krokem  $T_{vz} = 1$  (husté).
- Řádek 70 a 80: Změna žádané hodnoty  $w$  stiskem příslušné klávesy.
- Řádek 90: Časové přesuny pořadnic regulované veličiny (husté vzorkování).
- Řádek 110: Definice "zaoblené" žádané hodnoty  $w_1$ , regulační odchylky  $e$  a její 1., 2. difference  $d1$  a  $d2$ , s řídkým (adaptovaným) vzorkováním.
- Řádek 120: Podmínky pro přeskočení adaptace.
- Řádek 130: Vzorec pro adaptaci periody algoritmu  $T_0$ .
- Řádek 150: Výstupní veličina  $u$  (regulační zákon PID) v přírůstkovém tvaru.
- Řádek 160 a 170: Omezení rozsahu výstupní veličiny  $u$ .
- Řádek 200: Aktualizace veličiny  $e$  vzorkované s adaptovanou periodou  $T_0$ .

## 9 Závěr

V článku je popsána řada adaptivních algoritmů pro odhad parametrů PID regulačního zákona. Algoritmy zajišťují jistým způsobem optimální nastavení parametrů regulačního zákona podle dynamiky regulované soustavy, bez zásahu obsluhy a při pevné struktuře regulačního zákona. Použité algoritmy adaptace předpokládají dosti reálnou představu o globálním tvaru přechodové charakteristiky regulované soustavy.

Algoritmy vzhledem ke své jednoduchosti jsou vhodné pro implementaci na monolitických mikropočítačích (MCS-48, MCS-51, MCS-96). Předpokládá se, že každý regulátor obsluhuje svou regulační smyčku a je napojen na jedno nadřazené centrum. Uvedené algoritmy mohou sloužit pro náhradu spojitých PID regulátorů číslicovými adaptivními PID regulátory.

Číslicová verze PID regulátoru je v současnosti nejrozšířenějším prostředkem regulace. Přední světový výrobci regulační techniky (FOXBORO, SAAT, SHIMADEN, EUROTHERM, SIEMENS) mají řadu vlastních způsobů samočinného seřizování parametrů PID regulátoru. Společným rysem jejich algoritmů je heuristický přístup k záznamu a vyhodnocení dynamických vlastností regulované soustavy. V článku prezentované algoritmy jsou co do výsledků minimálně srovnatelné s těmito zahraničními algoritmy.  $\square$