

Prednáška 8: Adaptívne riadenie dynamických systémov s využitím princípu samonastavovania

Riadenie a Umelá Inteligencia

doc. Ing. Anna Jadlovská, PhD.,

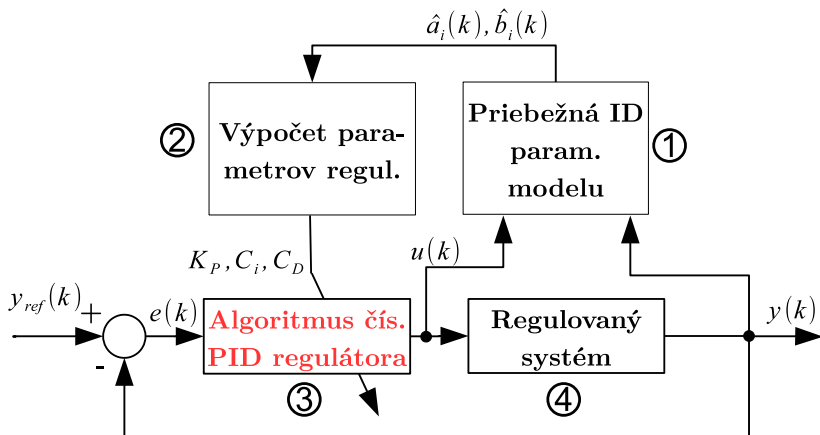
Katedra kybernetiky a umelej inteligencie
Fakulta elektrotechniky a informatiky
Technická univerzita v Košiciach

LS 2015/2016

Adaptívne určovanie koeficientov číslicového PID regulátora

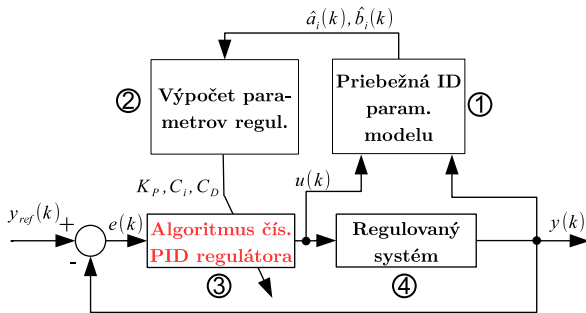
- 1 Adaptívny spôsob riadenia volíme, ak PARAMETRE riadeného systému (jeho fyzikálneho modelu) sú vplyvom šumu a iných externých porúch premenlivé alebo neurčité
- 2 **Adaptivita** → schopnosť prispôbiť sa dopredu neznámym alebo meniacim sa podmienkam

Adaptívne určovanie koeficientov číslicového PID regulátora



Bloková schéma (riadiaca štruktúra) samo-nastavujúceho regulátora (self-tuning controller (STC))

Adaptívne určovanie koeficientov číslicového PID regulátora



- 3 STC algoritmus riadenia (STC regulátor) predstavuje súčinnosť 2 nezávislých blokov, v ktorých sú implementované algoritmy pre
 - ▶ **identifikáciu parametrov** riadeného systému v každom diskretnom kroku k (blok pre identifikáciu: 1)
 - ▶ výpočet riadiaceho zásahu v každom diskretnom kroku k (bloky 2 a 3)

Adaptívne určovanie koeficientov číslicového PID regulátora

- Informácie o vlastnostiach regulovaného systému (blok 4) získava algoritmus STC regulátora z odozvy na riadiaci zásah $y(k) \Rightarrow$ vypočítaný riadiaci zásah (zákon riadenia) $u(k)$ neslúži len na dosiahnutie požadovaného správania sa riadeného systému (sledovanie zmien $y_{ref}(k)$), ale aj na spresnenie parametrov $\hat{a}_i(k)$, $\hat{b}_i(k)$ modelu systému

Adaptívne určovanie koeficientov číslicového PID regulátora

Na základe priebežného merania výstupu riadeného systému $y(k)$ a známej postupnosti riadiacich zásahov $u(k)$ sa v každom kroku spresňujú parametre matematického modelu riadeného systému.

Zmena parametrov modelu riadeného systému sa transformuje na zmenu koeficientov pre počítaný riadiaci zásah.

Podstatou je poznanie funkčnej závislosti koeficientov (parametrov) číslicového PID regulátora na parametroch riadeného systému

$$\begin{aligned}K_P &= f_1(a_i(k), b_i(k), T_{VZ}) \\C_i &= f_2(a_i(k), b_i(k), T_{VZ}) \\C_d &= f_3(a_i(k), b_i(k), T_{VZ})\end{aligned}\tag{1}$$

Algoritmus samonastavujúceho PID(PSD) regulátora

A. Výpočet zákona riadenia $u(k)$ pre číslicový PID regulátor za predpokladu, že riadený systém má známe parametre a_i , b_i , ktoré sa v čase nemenia.

- ① Pri výpočte zákona riadenia $u(k)$ použijeme Takahashiho vzťah:

$$u(k) = u(k-1) + K_P \left[(-y(k) + y(k-1)) + \frac{T}{T_i}(w(k) - y(k)) + \frac{T_D}{T}(2y(k-1) - y(k-2) - y(k)) \right] \quad (2)$$

Algoritmus samonastavujúceho PID(PSD) regulátora

- 2 Určenie koeficientov číslicového PID (PSD) regulátora:

$$\begin{aligned}K_P &= K \\K_i &= K_P \frac{T}{T_i} = K_P C_i \\K_D &= K_P \frac{T_D}{T} = K_P C_d\end{aligned}\quad (3)$$

Podľa hodnôt **kritického zosilnenia** K_{KR} a **kritickej frekvencie** $f_{KR} \sim (T_{KR})$ pri ktorých je URO na hranici stability sa realizuje podľa **Z-N metódy** (Prednáška 3):

$$K_P = 0.6 K_{KR} \left(1 - \frac{T}{T_{KR}}\right), C_i = 1.2 K_{KR} \frac{T}{T_{KR}}, C_d = \frac{3}{40} \frac{K_{KR} T_{KR}}{T}$$

Algoritmus samonastavujúceho PID(PSD) regulátora

Musí byť splnený predpoklad, že vieme vypočítať/experimentálne zistiť K_{KR} a T_{KR} pre hranicu stability URO, pretože K_{KR} , T_{KR} sú nutné na výpočet K_P , C_i , $C_d = f(K_{KR}, T_{KR})$.

Opísaným spôsobom môžeme jednorázovo určiť (vypočítať) riadiaci zásah $u(k)$:

$$u(k) = u(k-1) + K_P (-y(k) + y(k-1)) + K_i(w(k) - y(k)) + K_D(2y(k-1) - y(k-2) - y(k))$$
$$K_P = 0.6K_{KR} - \frac{C_i}{2}, C_i = 1.2K_{KR} \frac{T_{VZ}}{T_{KR}}, C_d = \frac{3K_{KR}T_{KR}}{40T_{VZ}} \quad (4)$$
$$K_i = K_P C_i, K_d = K_P C_d$$

Algoritmus samonastavujúceho PID(PSD) regulátora

B. Výpočet zákona riadenia $u(k)$ pre číslicový PID regulátor za predpokladu, že riadený systém má buď neznáme parametre alebo parametre systému $a_i(k)$, $b_i(k)$ sa menia v čase.

Moderný prístup spočíva na analytickom určovaní K_{KR} a T_{KR} ako funkcie zmien parametrov modelu systému:

$$\begin{aligned}K_{KR} &= g_1(a_i(k), b_i(k), T_{VZ}) \\T_{KR} &= g_2(a_i(k), b_i(k), T_{VZ})\end{aligned}\tag{5}$$

a následnom prepočte koeficientov K_P , C_i , C_d číslicového PID regulátora podľa (4)

Analytické určenie parametrov K_{KR} , T_{KR} ako funkcie parametrov mat. modelu systému

- 1 Predpokladajme riadený systém v tvare DPF:

$$F_P(z) = \frac{Y(z)}{U(z)} = \frac{B(z)}{A(z)} = \frac{b_0 + b_1z^{-1} + \dots + b_mz^{-m}}{1 + a_1z^{-1} + \dots + a_mz^{-m}} \quad (6)$$

z dôvodu fyzikálnej realizovateľnosti je koeficient $b_0 = 0$

- 2 diferenčná rovnica pre riadený systém je v tvare:

$$y(k) = -a_1y(k-1) - a_2y(k-2) - \dots - a_my(k-m) + b_1u(k-1) + b_2u(k-2) + \dots + b_mu(k-m) \quad (7)$$

Analytické určenie parametrov K_{KR} , T_{KR} ako funkcie parametrov mat. modelu systému

- 3 Aby sme mohli analytickým výpočtom určiť kritické zosilnenie K_{KR} a kritickú frekvenciu $f_{KR} \sim (T_{KR})$ predpokladáme, že riadiace zásahy sú výstupom z proporcionálneho regulátora:

$$\begin{aligned} w(k) &= y_{ref}(k) \\ u(k-i) &= K_P[w(k-i) - y(k-i)], i = 1, 2, \dots, m \end{aligned} \quad (8)$$

Analytické určenie parametrov K_{KR} , T_{KR} ako funkcie parametrov mat. modelu systému

- 4 Dosadením za $u(k-i)$ do modelu dynamického systému (7) dostaneme

$$y(k) = b_1 K_P [w(k-1) - y(k-1)] + b_2 K_P [w(k-2) - y(k-2)] + \dots + b_m K_P [w(k-m) - y(k-m)] - a_1 y(k-1) - a_2 y(k-2) - \dots - a_m y(k-m) \quad (9)$$

- 5 Prepísaním rovnice URO do z-oblasti pri nulových počiatkových podmienkach dostaneme:

$$Y(z) = b_1 K_P [W(z) - Y(z)]z^{-1} + b_2 K_P [W(z) - Y(z)]z^{-2} + \dots + b_m K_P [W(z) - Y(z)]z^{-m} - a_1 Y(z)z^{-1} - a_2 Y(z)z^{-2} - \dots - a_m Y(z)z^{-m} \quad (10)$$

Analytické určenie parametrov K_{KR} , T_{KR} ako funkcie parametrov mat. modelu systému

- 6 Prenosová funkcia diskretného URO sa určí:

$$\begin{aligned} F_{Y/W}(z) &= \frac{b_1 K_P z^{-1} + b_2 K_P z^{-2} + \dots + b_m K_P z^{-m}}{1 + (b_1 K_P + a_1) z^{-1} + \dots + (b_m K_P + a_m) z^{-m}} = \\ &= \frac{n_1 z^{-1} + n_2 z^{-2} + \dots + n_m z^{-m}}{1 + b z^{-1} + \dots + q z^{-m}} = \frac{Y(z)}{W(z)} \end{aligned} \quad (11)$$

$$n_i = b_i K_P, i = 1, 2, \dots, m, \quad b = b_1 K_P + a_1, \quad q = b_m K_P + a_m$$

- 7 Charakteristická rovnica URO:

$$1 + b z^{-1} + \dots + q z^{-m} = 0 \quad (12)$$

Analytické určenie parametrov K_{KR} , T_{KR} ako funkcie parametrov mat. modelu systému

- 8 Zavedením $z = \frac{s+1}{s-1}$ do CHR URO (12) dostaneme CHR v s -oblasti:

$$(s+1)^m + b(s+1)^{m-1}(s-1) + c(s+1)^{m-2}(s-1)^2 + \dots + q(s-1)^m = 0 \quad (13)$$

Aplikáciou Routh-Shurovho testu stability na rovnicu (13) vypočítame K_{KR} , T_{KR} , pri ktorých je URO na hranici stability,

pretože $K_{KR} = g_1(a_i(k), b_i(k), T_{VZ})$ a $T_{KR} = g_2(a_i(k), b_i(k), T_{VZ})$ sú funkciami parametrov dynamického systému \Rightarrow pre jednotlivé modely procesov rôznych rádov dostaneme rôzne všeobecné vyjadrenia.

Analytické určenie parametrov K_{KR} , T_{KR} ako funkcie parametrov mat. modelu systému

- 9 Na základe poznania hodnôt $K_{KR}(\hat{a}_i(k), \hat{b}_i(k), T_{VZ})$ a $T_{KR}(\hat{a}_i(k), \hat{b}_i(k), T_{VZ})$ môžeme podľa vzorcov (4) určiť hodnoty koeficientov riadiaceho zásahu: K_P, C_i, C_d .

Záver:

Analyticko-numerický spôsob určenia K_{KR} a T_{KR} môže byť pre modely vyšších rádoov ($n \geq 2$) značne komplikovaný.

Nakoľko $K_{KR} = g_1(a_i(k), b_i(k), T_{VZ})$ a $T_{KR} = g_2(a_i(k), b_i(k), T_{VZ})$ sú funkciami odhadnutých parametrov riadeného systému, budeme sa venovať ich odhadu s využitím rekurzívnej metódy najmenších štvorcov (RLSM \sim RMNŠ).

Odhad parametrov modelu systému $\hat{a}_i(k), \hat{b}_i(k)$ rekurzívnou metódou najmenších štvorcov

- 10 Odhad parametrov riadeného systému $\hat{a}_i(k), \hat{b}_i(k)$ rekurzívnou metódou najmenších štvorcov (RLSM \sim RMNŠ)

- vektor identifikovaných parametrov:

$$P = [a_1, a_2, \dots, a_m, b_1, b_2, \dots, b_m]^T \quad (14)$$

- vektor nameraných vstupno/výstupných údajov:

$$z(k) = [-y(k-1), -y(k-2), \dots, -y(k-m), u(k-1), u(k-2), \dots, u(k-m)] \quad (15)$$

- parametre P riadeného systému sa môžu odhadovať rekurzívnym spôsobom:

$$\underbrace{P(j+1)}_{\text{nový odhad parametrov}} = \underbrace{P(j)}_{\text{starý odhad parametrov}} + \underbrace{\alpha(j+1)}_{\text{korekčný vektor}} \left[\underbrace{y(j+1)}_{\substack{\text{nová meraná} \\ \text{hodnota} \\ \text{výstupu procesu}}} - \underbrace{z(j+1)^T P(j)}_{\substack{\text{predikcia výstupu} \\ \text{modelu (prediktor)}}} \right] \quad (16)$$

Odhad parametrov modelu systému $\hat{a}_i(k), \hat{b}_i(k)$ rekurzívnou metódou najmenších štvorcov

- 11 Rekurzívny výpočtový proces môžeme vyjadriť ako postupnosť vykonania numerických výpočtov

A.

A1. voľba počiatočných hodnôt: Q, \hat{P}

Q - kovariančná matica (jej inicializácia)

A2. výpočet predikčnej chyby:

$$e(j+1) = y(j+1) - z(j+1)^T \hat{P}(j)$$

A3. výpočet korekčného vektora:

$$\alpha(j+1) = [z(j+1)^T Q(j) z(j+1) + 1]^{-1}$$

$$\tau(j+1) = \alpha(j+1) Q(j) z(j+1)$$

A4. výpočet vektora parametrov:

$$\hat{P}(j+1) = \hat{P}(j) + \tau(j+1) e(j+1)$$

$$Q(j+1) = Q(j) - \alpha(j+1) Q(j) z(j+1) z(j+1)^T Q(j)$$

Odhad parametrov modelu systému $\hat{a}_i(k), \hat{b}_i(k)$ rekurzívnou metódou najmenších štvorcov

B. Aby sa vo výpočtom procese odhadu parametrov zidentifikovaného systému lepšie zohľadnila premenlivosť parametrov modelu zavádzame **FAKTOR ZABÚDANIA** Φ , ktorý prihliada na vplyv minulých V/V dát:

Výpočtový proces RLSM:

B1.

- ▶ voľba počiatkových hodnôt kovariančnej matice $Q \in \langle 10^3/10^7 \rangle$
- ▶ inicializácia vektora parametrov \hat{P}
- ▶ inicializácia faktora zabúdania Φ

Odhad parametrov modelu systému $\hat{a}_i(k), \hat{b}_i(k)$ rekurzívnou metódou najmenších štvorcov (s faktorom zabúdania)

Výpočtový proces RLSM:

B2. výpočet predikčnej chyby:

$$e(j+1) = \underbrace{y(j+1)}_{\text{meraný výstup}} - \underbrace{z(j+1)^T \hat{P}(j)}_{\substack{\text{predikcia výstupu} \\ \text{modelu}}}$$

B3. výpočet korekčného faktora \cong vektora zosilnení:

$$\tau(j+1) = \frac{Q(j)z(j+1)}{\Phi(j+1) + z(j+1)^T Q(j)z(j+1)}$$

Odhad parametrov modelu systému $\hat{a}_i(k), \hat{b}_i(k)$ rekurzívnou metódou najmenších štvorcov

B4. výpočet nového vektora parametrov $\hat{P}(j+1)$:

$$\hat{P}(j+1) = \hat{P}(j) + \tau(j+1)e(j+1)$$

$$Q(j+1) = \frac{1}{\Phi(j+1)} \left[Q(j) - \frac{Q(j)z(j+1)z^T(j+1)Q(j)}{\Phi(j+1) + z^T(j+1)Q(j)z(j+1)} \right]$$

B5. výpočet novej hodnoty faktora zabúdania:

$$\Phi(j+1) = \Phi_0\Phi(j) + (1 - \Phi_0)$$

$$\Phi_0 \in \langle 0.9 \div 1 \rangle$$

Návrh algoritmu STC (Self-Tuning Controller)

- 12 Algoritmus STC - PSD regulátora pozostáva z týchto krokov:
- 1 rekurzívna (priebežná) identifikácia koeficientov modelu RLSM
→ $\hat{a}_i(k), \hat{b}_i(k) \Rightarrow$ bodový odhad parametrov riadeného systému (B1 ÷ B5)
 - 2 výpočet kritického zosilnenia K_{KR} a periódy kmitov URO na hranici stability T_{KR}
 - 3 výpočet proporcionálnej K_P , sumačnej K_i a diferenčnej K_D konštanty číslicového PID regulátora podľa modifikovanej Z-N metódy
 - 4 výpočet zákona riadenia $u(k)$ podľa Takahashiho vzťahu
 - 5 rotácia vektora údajov a zber nových údajov