Automatizácia - vývojový smer v technike, ktorý zavádza do výrobného procesu a iných oblastí činnosti človeka, stroje a zariadenia umožňujúce (automatické) riadenie i samočinné (automatické) vykonávanie týchto činností bez priamej účasti človeka

Riadenie - cieľavedomá činnosť spojená s reguláciou výstupných veličín (poloha, rýchlosť, teplota, tlak, prietok, koncentrácia) na konštantnú alebo na premenlivú hodnotu referenčnej premennej

Riadenie v otvorenej slučke - je realizované podľa vopred definovaného vzťahu medzi riadiacim zásahom a výstupnou veličinou bez znalosti výstupnej veličiny

- výhody:
  - jednoduchosť
  - nízke náklady na realizáciu riadenia
- nevýhody:
  - malá presnosť
  - citlivosť na vonkajšie podnety
  - neschopnosť riadenia nestabilných procesov
  - pomalá odozva na riadiaci signál

Riadenie v uzavretej slučke (spätnoväzobné riadenie) - je založené na monitorovaní a snímaní výstupu a jeho porovnávaní s referenčným signálom. Rozdiel medzi referenčným signálom a zodpovedajúcim výstupom predstavuje chybu - regulačnú odchýlku, na základe ktorej sa generuje riadiaci zásah. V teórii automatickej regulácie sa riadiaci systém nazýva regulátor, riadený systém nazývame regulovaným systémom (objektom, procesom)

Presnosť riadenia - presnosť riadenia v uzavretej slučke závisí na:

- Presnosti zariadení snímajúcich a moniturujúcich výstup
- Presnosti zariadenia porovnávajúceho skutočný výstup s referenčným signálom
- Citlivosti a rýchlosti riadiaceho systému spracúvajúceho regulačnú odchýlku

Systém - množina prvkov a usporiadaná množina väzieb medzi nimi, ktoré spolu určujú samotnú funkciu systému.

Systém s rozloženými parametrami - ide o systém, ktorý nemožno opísať konečným počtom stavových veličín

Systém so sústredenými parametrami - ide o systém, ktorý je možné opísať konečným počtom stavových veličín.

Mechanický systém - systém, ktorého stav dokážeme opísať pomocou veličín z mechaniky (hmotnosť, rýchlosť, zrýchlenie, poloha a. p.)

SISO systém (single input single output system) - systém s jedným vstupom a s jedným výstupom

MIMO systém (multi input multi output system) - systém z viacerými vstupmi a výstupmi

Elektromechanický systém - kompaktný systém tvorený súčasne z elektrických i mechanických funkčných súčastí (pr. elektromotor), stav systému sa dá vyjadriť iba súčasným použitím elektrických a mechanických veličín.

Elektrický systém - systém, ktorého stav dokážeme opísať pomocou elektrických veličín (napätie, prúd, odpor, kapacita, indukčnosť a. p.)

Prvok systému - časť systému, ktorej vnútorná štruktúra nás nezaujíma, ale poznáme transformačné vzťahy jej vstupných veličín na výstupné

Stav systému - je určený okamžitými hodnotami stavových veličín

Vstupy - do systému sú tie premenné, ktoré priamo ovplyvňujú pochody v procese a ktorými môžeme proces priamo riadiť.

Výstupy zo systému - sú také premenné v procese, ktoré môžeme priamo merať a ktorých chovanie je výsledkom pôsobenia riadiacich vstupov a porúch

Poruchy - vstupy do procesu, ktoré ovplyvňujú pochody v procese, ale nemôžeme pomocou nich proces priamo riadiť

Vnútorné premenné - sú také premenné, ktoré reprezentujú chovanie sa procesu vo vnútri systému – iný názov stavové premenné (sú sumarizáciou vplyvov všetkých vstupov)

Prevodová charakteristika - prevodová charakteristika hovorí o tom aká je veľkosť výstupu pri nejakej hodnote vstupu do systému. Prevodová charakteristika hovorí len o ustálených stavoch.

Impulzová charakteristika - je priebeh výstupnej veličiny systému ak na jeho vstup privedieme Diracov impulz, t. j. impulzová charakteristika je odozva systému na Diracov impulz $\delta(t)$

Lineárny systém - systém, ktorého prevodová charakteristika je lineárna (systém, ktorého zosilnenie sa nemení)

Nelineárny systém - systém, ktorého prevodová charakteristika je nelineárna (systém, ktorého zosilnenie sa mení v závislosti od stavu systému)

Prenos systému - je definovaný vzťahom:

$$S(s) = \frac{B(s)}{A(s)} = \frac{b_m s^m + b_{m-1} s^{m-1} + ... + b_1 s + b_0}{s^n + a_{n-1} s^{n-1} + ... + a_1 s + a_0}$$

Prenos systému môžeme získať z lineárnej diferenciálnej rovnice opisujúcej tento systém pomocou Laplaceovej transformácie (pri nulových počiatočných podmienkach). Pri reálnych systémoch je stupeň polynómu čitateľa menší ako stupeň polynómu menovateľa.

$$\frac{d^n y}{dt^n} + a_{n-1}\frac{d^{n-1} y}{dt^{n-1}} + ... + a_1 \frac{dy}{dt} + a_0 y = ...$$
$$... = b_m \frac{d^m u}{dt^m} + b_{m-1}\frac{d^{m-1} u}{dt^{m-1}} + ... + b_1 \frac{du}{dt} + b_0 u$$

Póly systému - korene polynómu menovateľa A(s) prenosovej funkcie

Nuly systému - korene polynómu čitateľa B(s) prenosovej funkcie

Signály - veličiny rôznej fyzikálnej podstaty využívané na prenos informácie

Rozdelenie signálov - signály môžeme rozdeliť nasledovne

- deterministické
  - prechodné
  - kvázdiperiodické
  - periodické
- náhodné (stochastické)
  - stacionárne
  - nestacionárne

Deterministické signály - dajú sa popísať matematickou funkciou tak, že vieme urciť ich hodnotu v ktoromkoľvek časovom okamihu

- periodické - dajú sa popísať periodickou funkciou, pre ktorú platí:

$$f(t) = f(t + T)$$

  kde T je doba periódy signálu. Dajú sa rozložiť do Fourierového radu a majú diskrétne spektrum
- kváziperiodické - sú zložené z niekoľkých periodických signálov, ktoré majú nesúdeliteľné frekvencie
- prechodné - trvajú obmedzenú alebo teoreticky neobmedzenú dobu, ale neopakujú sa periodicky. Ich spektrum je spojité.

Stochastické (náhodné) signály - signály, ktoré sa dajú popísať len pomocou štatistiky

- stacionárne - takto označujeme signály, ktorých štatistiky sa nemenia
- nestacionárne - signály, ktorých štatistiky sa menia s časom

(štatistiky = napr. stredná hodnota, disperzia, a. p.)

Proporcionálny regulátor(P regulátor) - Výstupný signál z P regulátora je úmerný okamžitej hodnote vstupného signálu, pričom vstupom je regulačná odchýlka. Matematický opis:

- v časovej oblasti: $u(t) = P\, e(t)$
  kde
  - $u(t)$ je akčný zásah
  - $e(t)$ je regulačná odchýlka
  - P je zosilnenie regulátora
- prenos regulátora v s-oblasti: $G_r(s) = P$

Integrátor (I regulátor) - Koeficient K_I sa nazýva zosilnenie I regulátora a jeho prevrátená hodnota $T_I = \frac{1}{K_I}$ je integračná časová konštanta (integračný koef.) Matematický opis:

- v časovej oblasti:

$$u(t) = K_I \int e(t)dt$$

  kde
  - $u(t)$ je akčný zásah
  - $e(t)$ je regulačná odchýlka
  - K_I je zosilnenie I regulátora
- prenos regulátora v s-oblasti:

$$G_r(s) = K_I \frac{1}{s} = \frac{I}{s} = \frac{1}{T_I s}$$

PI regulátor - Výstupný signál z PI regulátora obsahuje dve zložky. Prvá je priamo úmerná okamžitej hodnote vstupného signálu, kým druhá zložka je závislá na integrále vstupného signálu. Koeficient P sa nazýva zosilnenie regulátora (často vyjadrené ako prevrátená hodnota pásma proporcionality) a $\mathrm{T_I}$ je integračná časová konštanta. Matematický opis:

- v časovej oblasti:

$$\mathrm{u(t)} \;=\; \mathrm{P\,e(t)} \;+\; \mathrm{K_I} \int \mathrm{e(t)dt}$$

kde

  - u(t) je akčný zásah
  - e(t) je regulačná odchýlka
  - P je zosilnenie proporcionálnej zložky regulátora
  - $\mathrm{K_I}$ je zosilnenie integračnej zložky regulátora

- prenos regulátora v s-oblasti:

$$\mathrm{G_r(s)} \;=\; \mathrm{P} \;+\; \frac{\mathrm{K_I}}{\mathrm{s}} \;=\; \mathrm{P}\left(1 \;+\; \frac{1}{\mathrm{T_I s}}\right)$$

čiže:

$$\mathrm{K_I} \;=\; \frac{\mathrm{P}}{\mathrm{T_I}}$$

Ideálny PD regulátor - Výstupný signál z PD regulátora je priamo úmerný tak okamžitej hodnote, ako aj derivácii vstupného signálu. Koeficient P sa nazýva zosilnenie regulátora (často vyjadrený ako prevrátená hodnota pásma proporcionality) a $\mathrm{T_D}$ je derivačná časová konštanta. Matematický opis regulátora:

- v časovej oblasti:

$$\mathrm{u(t)} \;=\; \mathrm{P\,e(t)} \;+\; \mathrm{K_D}\frac{\mathrm{de(t)}}{\mathrm{dt}} \;=\; \mathrm{P}\left(\mathrm{e(t)} \;+\; \mathrm{T_D}\frac{\mathrm{de(t)}}{\mathrm{dt}}\right)$$

kde

  - u(t) je akčný zásah
  - e(t) je regulačná odchýlka
  - P je zosilnenie proporcionálnej zložky regulátora
  - $\mathrm{K_D}$ je zosilnenie derivačnej zložky regulátora
  - $\mathrm{T_D}$ derivačná časová konštanta

- prenos regulátora v s-oblasti:

$$\mathrm{G_r(s)} \;=\; \mathrm{P} \;+\; \mathrm{K_D s} \;=\; \mathrm{P}\,(1 \;+\; \mathrm{T_D s})$$

čiže:

$$\mathrm{K_D} \;=\; \mathrm{P\,T_D}$$

Prenos ideálneho PID regulátora - Výstupný signál z PID regulátora je priamo úmerný okamžitej hodnote vstupného signálu, derivácii a integrálu vstupného signálu. Matematický opis regulátora:

- v časovej oblasti:

$$\mathrm{u(t)} \;=\; \mathrm{P\,e(t)} \;+\; \mathrm{K_I} \int \mathrm{e(t)dt} \;+\; \mathrm{K_D}\frac{\mathrm{de(t)}}{\mathrm{dt}} \;=\; ...$$
$$... = \mathrm{P}\left(\mathrm{e(t)} \;+\; \frac{1}{\mathrm{T_I}}\int \mathrm{e(t)dt} \;+\; \mathrm{T_D}\frac{\mathrm{de(t)}}{\mathrm{dt}}\right)$$

  kde

  - u(t) je akčný zásah
  - e(t) je regulačná odchýlka
  - P je zosilnenie proporcionálnej zložky regulátora
  - $\mathrm{K_I}$ je zosilnenie integračnej zložky regulátora
  - $\mathrm{T_I}$ integračná časová konštanta
  - $\mathrm{K_D}$ je zosilnenie derivačnej zložky regulátora
  - $\mathrm{T_D}$ derivačná časová konštanta

- prenos regulátora v s-oblasti:

$$\mathrm{G_r(s)} \;=\; \mathrm{P} \;+\; \frac{\mathrm{K_I}}{\mathrm{s}} \;+\; \mathrm{K_D s} \;=\; \mathrm{P}\left(1 \;+\; \frac{1}{\mathrm{T_I s}} \;+\; \mathrm{T_D s}\right)$$

  čiže:

$$\mathrm{K_D} \;=\; \mathrm{P\,T_D} \quad \mathrm{a} \quad \mathrm{K_I} \;=\; \frac{\mathrm{P}}{\mathrm{T_I}}$$

Prenos PID regulátora s aproximatívnou derivačnou zložkou - Výstupný signál z PID regulátora je priamo úmerný okamžitej hodnote vstupného signálu, derivácii a integrálu vstupného signálu. Derivačná zložka je rozšírená o filter. Je to z dôvodu nerealizovateľnosti derivačnej zložky v reálnych systémoch, tak aby sme sa priblížili realite pridali sme k derivačnej zložke menovateľ. Ak je koeficient v čitateli niekoľkonásobne väčší ako v menovateli, prenos má derivačný charakter. Prenos takéhoto regulátora v s-oblasti:

$$\mathrm{G_r(s)} \;=\; \mathrm{P} \;+\; \frac{\mathrm{K_I}}{\mathrm{s}} \;+\; \frac{\mathrm{K_D s}}{\mathrm{T_f s} \;+\; 1} \;=\; \mathrm{P}\left(1 \;+\; \frac{1}{\mathrm{T_I s}} \;+\; \frac{\mathrm{T_D s}}{\mathrm{T_f s} \;+\; 1}\right)$$

kde

- P je zosilnenie proporcionálnej zložky regulátora
- $\mathrm{K_I}$ je zosilnenie integračnej zložky regulátora
- $\mathrm{T_I}$ integračná časová konštanta
- $\mathrm{K_D}$ je zosilnenie derivačnej zložky regulátora
- $\mathrm{T_D}$ derivačná časová konštanta
- $\mathrm{T_f}$ je časová konštanta filtra. Túto volíme podľa vzťahu:

$$\mathrm{T_f} \;=\; \frac{\mathrm{T_D}}{\mathrm{N}}, \;\; \mathrm{N} \;=\; 5 \,..\, 10$$

Metódy výpočtu koeficientov spojitých regulátorov -

- experimentálne metódy - sú založené na priamom nastavovaní koeficientov regulátora v napojení na reálny proces
- metódy graficko analytické v časovej oblasti
- metódy graficko analytické vo frekvenčnej oblasti
- metódy založené na znalosti matematických modelov
- numerické metódy - sú založené na výpočte optimálnych koeficientov regulátorov minimalizáciou funkcionálov (zostavených z regulačnej odchýlky a jej derivácií, resp. regulovanej veličiny a jej derivácií, riadiaceho zásahu a derivácie riadiaceho zásahu a pod.)

$$\min_{\mathrm{P},\,\mathrm{T_I},\,\mathrm{T_D}} \left\{\mathrm{e},\ \Delta\mathrm{e},\ \Delta^2\mathrm{e},\ \ldots,\mathrm{u},\ \Delta\mathrm{u},\ \Delta^2\mathrm{u},\ \ldots,\ \Delta\mathrm{y},\ \Delta^2\mathrm{y},\ \ldots\right\}$$

Návrh regulátorov na základe vyhodnotenia prechodových charakteristík - Na základe vyhodnotenia prechodových charakteristik dokážeme určiť:

- štruktúru modelu a koeficienty modelu pre nekmitavé, kmitavé a lineárne rastúce procesy (stabilné procesy)
- koeficienty regulátora (na základe identifikácie parametrov)

Identifikácia - analytická, experimentálna a vyhodnocovacia činnosť zameraná na stanovenie modelu skúmaného systému

Ziegler - Nicholsonova metóda návrhu regulátora z prechodovej charakteristiky - Požiadavka: modifikácia podľa Smitha a Corripia - tak aby pomer dvoch po sebe idúcich amplitúd regulovanej veličiny bol menší ako jedna štvrtina t.j

$$\frac{a_2}{a_1} \leq 0.25$$

Tvar regulátora $G_r(s) = P\left(1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s\right)$	Zosilnenie regulátora P	Integračná časová konštanta T_I	Derivačná časová konštanta T_D
Typ P	$\frac{1}{K_p}\frac{\tau}{\alpha}$	—	—
Typ PI	$\frac{0.8}{K_p}\frac{\tau}{\alpha}$	$3\,\alpha$	—
Typ PD	$\frac{1.2}{K_p}\frac{\tau}{\alpha}$	—	$0.25\,\alpha$
Typ PID	$\frac{1.2}{K_p}\frac{\tau}{\alpha}$	$2\,\alpha$	$2\,\alpha$

Cohen - Coon metóda návrhu regulátorov z prechodovej charakteristiky - Cohen – Coon pravidlá pre výpočet parametrov regulátora sú určitou modifikáciou metód Z-N metódy. Podmienka použitia:

$$\frac{\mathrm{a_2}}{\mathrm{a_1}} \le 0.25$$

Tvar regulátora $\mathrm{G_r(s)} = \mathrm{P}\left(1 + \frac{1}{\mathrm{T_I s}} + \mathrm{T_D s}\right)$	Zosilnenie regulátora P	Integračná časová konštanta $\mathrm{T_I}$	Derivačná časová konštanta $\mathrm{T_D}$
Typ P	$\frac{1}{\mathrm{K_p}}\frac{\tau}{\alpha}\left[1 + \frac{1}{3}\frac{\alpha}{\tau}\right]$	—	—
Typ PI	$\frac{1}{\mathrm{K_p}}\frac{\tau}{\alpha}\left[0.9 + \frac{1}{12}\frac{\alpha}{\tau}\right]$	$\alpha\left[\frac{30 + 3\frac{\alpha}{\tau}}{9 + 20\frac{\alpha}{\tau}}\right]$	—
Typ PD	$\frac{1}{\mathrm{K_p}}\frac{\tau}{\alpha}\left[\frac{5}{4} + \frac{1}{6}\frac{\alpha}{\tau}\right]$	—	$\alpha\left[\frac{6 - 2\frac{\alpha}{\tau}}{22 + 3\frac{\alpha}{\tau}}\right]$
Typ PID	$\frac{1}{\mathrm{K_p}}\frac{\tau}{\alpha}\left[\frac{4}{3} + \frac{1}{4}\frac{\alpha}{\tau}\right]$	$\alpha\left[\frac{32 + 6\frac{\alpha}{\tau}}{13 + 8\frac{\alpha}{\tau}}\right]$	$\alpha\left[\frac{4}{11 + 2\frac{\alpha}{\tau}}\right]$

Návrh koeficientov PID regulátora na základe minimalizácie ITAE - Kritérium kvality regulácie ITAE: kritérium časom váhovanej absolútnej regulačnej plochy. Vypočítame z prechodovej charakteristiky pomocou vzťahu:

$$\mathrm{I_{TAE}} = \int_0^\infty \mathrm{t^m} \left|\mathrm{e(t)} - \mathrm{e}(\infty)\right| \quad \text{kde m je váha kritéria}$$

Podmienka metódy: $0.1 < \frac{\alpha}{\tau} < 1.0$

Tvar regulátora $\mathrm{G_r(s)} = \mathrm{P}\left(1 + \frac{1}{\mathrm{T_I s}} + \mathrm{T_D s}\right)$	Zosilnenie regulátora P	Integračná časová konštanta $\mathrm{T_I}$	Derivačná časová konštanta $\mathrm{T_D}$
Typ P (komp. poruchy)	$\frac{0.49}{\mathrm{K_p}}\left[\frac{\tau}{\alpha}\right]^{1.084}$	—	—
Typ PI (sled. žiad. hodnoty)	$\frac{0.586}{\mathrm{K_p}}\left[\frac{\tau}{\alpha}\right]^{0.916}$	$\frac{\alpha}{1.03 - 0.165\left(\frac{\tau}{\alpha}\right)}$	—
Typ PI (komp. poruchy)	$\frac{0.859}{\mathrm{K_p}}\left[\frac{\tau}{\alpha}\right]^{0.977}$	$\frac{\alpha}{0.674\left(\frac{\tau}{\alpha}\right)^{0.600}}$	—
Typ PID (sled. žiad. hodnoty)	$\frac{0.965}{\mathrm{K_p}}\left[\frac{\tau}{\alpha}\right]^{0.855}$	$\frac{\alpha}{0.796 - 0.147\left(\frac{\tau}{\alpha}\right)}$	$0.308\tau\left(\frac{\tau}{\alpha}\right)^{0.929}$
Typ PID (komp. poruchy)	$\frac{1.357}{\mathrm{K_p}}\left[\frac{\tau}{\alpha}\right]^{0.947}$	$\frac{1.357}{\mathrm{K_p}}\left[\frac{\tau}{\alpha}\right]^{0.734}$	$0.381\tau\left(\frac{\tau}{\alpha}\right)^{0.995}$

Robustné metódy nastavenia PID regulátora metódou IMC - Základom IMC (Internal model control) metódy, navrhnutej Riverom a Morrarim je, že na základe nameranej prechodovej charakteristiky, určíme charakteristické veličíny (dobu prieťahu α, dobu nábehu τ). Potom voľbou koeficienta IMC filtra λ vnútime uzavretému obvodu správanie sa procesu prvého rádu s dopravným oneskorením. Čím je λ väčšie, tým bude uzavretý regulačný obvod rýchlejší. Vzťahy na výpočet koeficientov regulátorov sú úvedené v tabuľke:

Prenos regulátora $\mathrm{G_r(s)}$ $\mathrm{P}\left(1 + \frac{1}{\mathrm{T_I s}} + \mathrm{T_D s}\right)$	Zosilnenie regulátora P	Integračná časová konštanta $\mathrm{T_I}$	Derivačná časová konštanta $\mathrm{T_D}$	Koeficient IMC filtra λ pre $\lambda > 0.2\,\tau$
Typ PI	$\frac{\tau}{\lambda\,\mathrm{K_p}}$	τ	—	$\frac{\lambda}{\alpha} > 1.7$
Typ PI	$\frac{2\,\tau + \alpha}{2\,\lambda\,\mathrm{K_p}}$	$\tau + \frac{\alpha}{2}$	—	$\frac{\lambda}{\alpha} > 1.7$
Typ PID	$\frac{2\,\tau + \alpha}{2\,(\lambda + \alpha)\,\mathrm{K_p}}$	$\tau + \frac{\alpha}{2}$	$\frac{\tau\alpha}{2\,\tau + \alpha}$	$\frac{\lambda}{\alpha} > 0.25$

Naslinova metóda návrhu PID regulátora - Výpočet koeficientov regulátora sa realizuje na základe vybranej hodnoty koeficienta preregulovania a tlmenia uzavretého regulačného obvodu. Metóda je vhodná pre aperiodické procesy vyšších rádov

Princíp metódy

- Vychádza z prakticky zisteného vzťahu vyjadrujúceho závislosť koeficientov charakteristického polynómu od hodnoty tlmenia resp. preregulovania uzavretého regulačného obvodu (URO).
- Ak regulovaný proces je vyjadrený prenosovou funkciou v tvare $\mathrm{G_P(s)} = \frac{\mathrm{B(s)}}{\mathrm{A(s)}}$ a spojitý regulátor v tvare $\mathrm{G_R(s)} = \frac{\mathrm{Q(s)}}{\mathrm{P(s)}}$ potom prenosová funkcia URO (uzavretého regulačného obvodu) pre SISO (single input sinle output) regulačný obvod je tvare:
$$\mathrm{G_{y/w}} = \frac{\mathrm{G_R(s)\,G_P(s)}}{1 + \mathrm{G_R(s)\,G_P(s)}}$$
- Charakteristická rovnica uzavretého regulačného obvodu je v tvare:
$$\mathrm{A(s)P(s) + B(s)Q(s) = C(s) = c_0 + c_1 s + c_2 s^2 + ... + c_r s^r}$$
Rovnice regulátora:
$$\mathrm{G_R(s) = r_0 + \frac{r_1}{s} + r_2 s = \frac{Q(s)}{P(s)} \quad ie \quad Q(s) = r_2 s^2 + r_0 s + r_1 \quad P(s) = s}$$
teda:
$$\mathrm{r_0 = P \quad r_1 = \frac{P}{T_I} \quad r_2 = P\,T_D}$$

Nasledujúca tabuľka znázorňuje vzťah medzi preregulovaním $\eta[\%]$ a koeficientami tlmenia uzavretého regulačného obvodu

Koeficient tlmenia α	1.7	1.75	1.8	1.9	2	2.2	2.4
Preregulovanie $\eta[\%]$	20	16	12	8	5	3	1

Medzi koeficientami charakteristického polynómu a preregulovaním resp. tlmením v URO platí táto závislosť

$$\mathrm{c_i^2} \leq \alpha\, \mathrm{c_{i-1}\, c_{i+1}}$$

kde α je koeficient tlmenia odpovedajúci hodnote preregulovania $\eta[\%]$ pre $\mathrm{i} = 1, 2, ..., \mathrm{r} - 1$. Porovnaním ľavej a pravej strany pri rovnakých mocninách s pre $\mathrm{i} = 1, 2, \ldots, \mathrm{r} - 1$ získame systém algebraických rovníc, z ktorých vypočítame neznáme koeficienty regulátora.

Metóda návrhu koeficientov PID regulátora pomocou časových konštánt - Určenie koeficientov spojitého regulátora je možné realizovať z prenosovej funkcie modelu riadeného procesu:

$$\mathrm{G_p(s)} = \mathrm{K} \frac{\prod\limits_{i=1}^{m} (1 + \mathrm{T_{bi}s})}{\prod\limits_{j=1}^{n} (1 + \mathrm{T_{aj}s})} \mathrm{e^{-Ds}}$$

Z časových konštánt prenosu $\mathrm{G_p(s)}$ vypočítame sumačnú časovú konštatnu:

$$\mathrm{T_s} = \sum_{j=1}^{n} \mathrm{T_{aj}} - \sum_{i=1}^{m} \mathrm{T_{bi}} + \mathrm{D}$$

Potom môžeme počítať koeficienty regulátorov podľa tabuľky:

—	Prenos regulátora $\mathrm{G_r(s)}$ $\mathrm{P}\left(1 + \frac{1}{\mathrm{T_I s}} + \mathrm{T_D s}\right)$	Zosilnenie regulátora P	Integračná časová konštanta $\mathrm{T_I}$	Derivačná časová konštanta $\mathrm{T_D}$
Normálny PID	Typ P	$\frac{1}{\mathrm{K}}$	—	—
	Typ PD	$\frac{1}{\mathrm{K}}$	—	$0.33\ \mathrm{T_s}$
	Typ PI	$\frac{0.5}{\mathrm{K}}$	$0.5\ \mathrm{T_s}$	—
	Typ PID	$\frac{1}{\mathrm{K}}$	$0.66\ \mathrm{T_s}$	$0.1667\ \mathrm{T_s}$
Rýchly PID	Typ PI	$\frac{1}{\mathrm{K}}$	$0.7\ \mathrm{T_s}$	—
	Typ PID	$\frac{2}{\mathrm{K}}$	$0.8\ \mathrm{T_s}$	$0.194\ \mathrm{T_s}$

Metóda návrhu PID reg. založená na tvaroch Butterworthovho pol. - Metóda výpočtu spojitých regulátorov sa vyznačuje tým, že sa porovnáva charakteristický polynóm uzavretého obvodu s referenčnými štandardnými tvarmi Buttherworthových polynómov. Porovnaním polynómov na ľavej a pravej strane pri rovnakých stupňoch „s“ sa získavajú lineárne rovnice. Riešením týchto rovníc určíme neznáme koeficienty regulátora. V tabuľke sú uvedené štandardné Butterworthove polynómy:

Rád referenčného polynómu	Referenčný polynóm	—
1	$1 + q$	$q = \frac{s}{\omega_0}$
2	$1 + 1.4\,q + q^2$	
3	$1 + 2\,q + 2\,q^2 + q^3$	
4	$1 + 2.61\,q + 3.41\,q^2 + 2.61\,q^3 + q^4$	

Metóda návrhu PID reg. založená na tvaroch Graham-Lathropa - Metóda výpočtu spojitých regulátorov sa vyznačuje tým, že sa porovnáva charakteristický polynóm uzavretého obvodu s referenčnými štandardnými tvarmi polynómov. Porovnaním polynómov na ľavej a pravej strane pri rovnakých stupňoch „s“ sa získavajú lineárne rovnice, ktorých riešením určíme neznáme koeficienty PID regulátora. V tabuľke sú uvedené štandardné polynómy Graham-Lathropa:

Rád referenčného polynómu	Referenčný polynóm	—
1	$1 + q$	$q = \frac{s}{\omega_0}$
2	$1 + 1.41\,q + q^2$	
3	$1 + 2.15\,q + 1.75\,q^2 + q^3$	
4	$1 + 2.7\,q + 3.4\,q^2 + 2.1\,q^3 + q^4$	

Experimentálna Ziegler-Nicholsova metóda návrhu PID regulátora - Je založená na analytickom alebo experimentálnom určovaní kritického zosilnenia (vo frekvenčnej oblasti, alebo pomocou ideálneho relé zapojeného do obvodu).

Princíp:

1. Zapojením ideálneho relé do regulačného obvodu dôjde k rozkmitaniu uzavretého obvodu a z priebehu kmitov je možné určiť kritickú hodnotu zosilnenia $\mathrm{K_{KR}}$ a kritickú periódu kmitov $\mathrm{T_{KR}}$.
2. Po výpočte koeficientov regulátorov sa relé odpojí a nastavia sa koeficienty spojitého alebo diskétneho regulátora. Riadiaci zásah pri zapojení s relé nadobúda iba dve hodnoty $\pm\mathrm{M}$ a má teda odĺžníkový priebeh pričom výstupná veličina y kmitá s periodickým sínusovým priebehom.
3. Na základe známych závislosti a ekvivalentného prenosu ideálneho relé môžeme určiť kritické zosilnenie a kritickú periódu kmitov. Kritické zosilnenie je potom určené vzťahom : $\mathrm{K_{KR}} = \dfrac{4\,\mathrm{M}}{\mathrm{e_{max}}}$, kde $\mathrm{e_{max}}$ je maximálna hodnota regulačnej odchýlky a M je hodnota výstupu z relé.

Metódu Zieglera-Nicholsa môžeme priamo kombinovať s graficko-analytickým postupom priamo v Matlabe. Zistíme najprv kritickú frekvenciu a kritické zosilnenie pomocou príkazov bode (logaritmické frekv. charakteristiky) a margin (kritická hodnota zosilnenia a kritická hodnota frekvencie). Zo získaných hodnôt určíme koeficienty regulátora podľa nasledujúcej tabuľky:

Tvar regulátora $\mathrm{G_r(s)} = \mathrm{P}\left(1 + \dfrac{1}{\mathrm{T_I s}} + \mathrm{T_D s}\right)$	Zosilnenie regulátora P	Integračná časová konštanta $\mathrm{T_I}$	Derivačná časová konštanta $\mathrm{T_D}$
Typ P	$0.5\ \mathrm{K_{KR}}$	—	—
Typ PI	$0.45\ \mathrm{K_{KR}}$	$0.85\ \mathrm{T_{KR}}$	—
Typ PID	$0.6\ \mathrm{K_{KR}}$	$0.5\ \mathrm{T_{KR}}$	$0.12\ \mathrm{T_{KR}}$

Metóda optimálneho modulu pri návrhu PID regulátora - Metóda sa vyznačuje jednoduchosťou výpočtu koeficientov regulátora, ktorý zaručuje dobrú kvalitu regulácie aj pre systémy s veľkým dopravným oneskorením. Metóda vychádza zo splnenia podmienky pre modul uzavretého regulačného obvodu:

$$\mathrm{mod}\left(G_{y/w}(s)\right) \;=\; \left|\frac{G_o(j\omega)}{1 \,+\, G_o(j\omega)}\right| \;=\; 1$$

uvedený modul bude rovný jednej vtedy, ak reálna zložka otvoreného obvodu:

$$\mathrm{Re}\left\{G_o(j\omega)\right\} \;=\; -\frac{1}{2}$$

Pre praktické úlohy môžeme koeficienty spojitého regulátora vypočítať z prenosovej funkcie v tvare:

$$G_p(s) \;=\; \frac{K}{1 \,+\, a_1 s \,+\, a_2 s^2 + \,...\, + a_n s^n}$$

na základe maticového vzťahu pre optimálny modul

$$A\,x \;=\; b \qquad \begin{bmatrix} a_1 & -1 & 0 \\ a_3 & -a_2 & a_1 \\ a_5 & -a_4 & a_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r_1 \\ r_0 \\ r_2 \end{bmatrix} \;=\; \begin{bmatrix} 1 \\ 2a_2 \,-\, a_1^2 \\ a_2^2 \,-\, 2a_1 a_3 \,+\, 2a_4 \end{bmatrix}$$

$$r_0 \;=\; P \qquad r_1 \;=\; \frac{P}{T_I} \qquad r_2 \;=\; P\,T_D$$

Koeficienty jednotlivých spojitých typov regulátorov (P, PI, PD, PID) môžeme získať priamo z uvedeného maticového vyjadrenia vynechaním potrebných riadkov a stĺpcov (napr. PI regulátor sa získa vynechaním tretieho riadku matice A a vektora b a posledného stĺpca matice A

$$A\,x \;=\; b \qquad \begin{bmatrix} a_1 & -1 \\ a_3 & -a_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r_1 \\ r_0 \end{bmatrix} \;=\; \begin{bmatrix} 1 \\ 2a_2 \,-\, a_1^2 \end{bmatrix} \qquad r_0 \;=\; P \qquad r_1 \;=\; \frac{P}{T_I}$$

Ak je prenosová funkcia riadeného procesu v tvare

$$G_p(s) \;=\; K\,\frac{\prod_{j=1}^{m} 1 \,+\, \tau_j s}{\prod_{i=1}^{n} 1 \,+\, T_i s}\, e^{-Ds}$$

potom túto prenosovú funkciu môžeme prepočítať na formu v tvare zosilnenia (čitateľ) a polynóm (menovateľ) podľa nasledujúcich vzťahov (Newtonove rovnice):

$$\sum_{i=0}^{n-1} (-1)^{n-i} a_i p_{n-i} \,+\, n\,a_n \qquad \text{kde} \qquad p_k \;=\; \sum_{i=1}^{n} T_i^k \,-\, \sum_{j=1}^{m} \tau_j^k \,+\, D\,\delta_{1k}$$

$$\begin{aligned}
a_0 &= 1 \\
a_1 &= p_1 \\
a_2 &= \frac{p_1^2 \,-\, p_2}{2} \\
a_3 &= \frac{p_1^3 \,-\, 3p_1p_2 \,+\, 2p_3}{6} \\
a_4 &= \frac{p_1^4 \,-\, 6p_1^2p_2 \,+\, 8p_1p_3 \,+\, 3p_2^2 \,+\, 6p_4}{24} \\
a_5 &= \frac{p_1^5 \,-\, 10p_1^3p_2 \,+\, 20p_1^2p_3 \,+\, 15p_1p_2^2 \,-\, 30p_1p_4 \,-\, 20p_2p_3 \,+\, 24p_5}{120}
\end{aligned}$$