

UNIVERZITA PARDUBICE
Fakulta elektrotechniky a informatiky

Porovnání metod nastavení PID regulátoru

Josef Vokoun

Bakalářská práce
2021

Univerzita Pardubice
Fakulta elektrotechniky a informatiky
Akademický rok: 2020/2021

ZADÁNÍ BAKALÁŘSKÉ PRÁCE (projektu, uměleckého díla, uměleckého výkonu)

Jméno a příjmení: **Josef Vokoun**
Osobní číslo: **I18095**
Studijní program: **B2612 Elektrotechnika a informatika**
Studijní obor: **Řízení procesů**
Téma práce: **Porovnání metod nastavení PID regulátoru**
Zadávající katedra: **Katedra řízení procesů**

Zásady pro vypracování

Cíl: Na základě simulací regulace sady soustav porovnat chování PID regulátoru nastaveného metodou Ziegler Nichols a vybranými metodami vycházejícími z aproximačních modelů.

Teoretická část:

- a) spojitý PID regulátoru, struktura a modifikace
- b) určení parametrů aproximačního přenosu z měřených dat
- c) vybrané metody nastavení PID regulátoru
- d) hodnocení kvality regulace

Praktická část:

- a) vybrat sadu řízených soustav
- b) v prostředí MATLAB/SIMULINK vytvořit program pro určení parametrů aproximačních modelů pro vybranou soustavu
- c) v prostředí MATLAB/SIMULINK vytvořit program pro simulaci regulace a vyhodnocení výsledků

Rozsah pracovní zprávy: **40-50 stran**
Rozsah grafických prací:
Forma zpracování bakalářské práce: **tištěná/elektronická**

Seznam doporučené literatury:

BALÁTĚ, Jaroslav. Automatické řízení. 2., přeprac. vyd. Praha: BEN, 2004, 663 s. ISBN 80-730-0148-9.
O'DWYER, Aidan. *Handbook of PI and PID Controllers Tuning Rules*. London: Imperial College Press, 2003. ISBN 1-86094-350-0.
ÅSTRÖM, K. J. & HÄGGLUND, T. *PID Controllers: Theory, Design, and Tuning* (2nd ed.). Research Triangle Park: Instrument Society of America, 1995, ISBN 1-55617-516-7.

Vedoucí bakalářské práce: **doc. Ing. František Dušek, CSc.**
Katedra řízení procesů

Datum zadání bakalářské práce: **27. listopadu 2020**

Termín odevzdání bakalářské práce: **14. května 2021**

L.S.

Ing. Zdeněk Němec, Ph.D.
děkan

Ing. Daniel Honc, Ph.D.
vedoucí katedry

V Pardubicích dne 29. ledna 2021

Prohlášení

Prohlašuji:

Tuto práci jsem vypracoval samostatně. Veškeré literární prameny a informace, které jsem v práci využil, jsou uvedeny v seznamu použité literatury.

Byl jsem seznámen s tím, že se na moji práci vztahují práva a povinnosti vyplývající ze zákona č. 121/2000 Sb., autorský zákon, zejména se skutečností, že Univerzita Pardubice má právo na uzavření licenční smlouvy o užití této práce jako školního díla podle § 60 odst. 1 autorského zákona, a s tím, že pokud dojde k užití této práce mnou nebo bude poskytnuta licence o užití jinému subjektu, je Univerzita Pardubice oprávněna ode mne požadovat přiměřený příspěvek na úhradu nákladů, které na vytvoření díla vynaložila, a to podle okolností až do jejich skutečné výše.

Beru na vědomí, že v souladu s § 47b zákona č. 111/1998 Sb., o vysokých školách a o změně a doplnění dalších zákonů (zákon o vysokých školách), ve znění pozdějších předpisů, a směrnicí Univerzity Pardubice č. 9/2012, bude práce zveřejněna v Univerzitní knihovně a prostřednictvím Digitální knihovny Univerzity Pardubice.

V Pardubicích dne 3. 5. 2021

Josef Vokoun

Poděkování

Rád bych poděkoval svému vedoucímu bakalářské práce doc. Ing. Františkovi Duškovi, CSc. za odbornou pomoc, cenné rady a čas, který mi věnoval.

V Pardubicích dne 3. 5. 2021

Josef Vokoun

ANOTACE

Práce je věnována problematice porovnání metod nastavení PID regulátoru. Pro zvolenou sadu soustav byly simulovány průběhy regulace s PID regulátorem nastaveným vybranými metodami a porovnány s regulací PID regulátorem nastaveným dle Zieglera-Nicholse. Simulace a vyhodnocení regulačních průběhů byly provedeny ve výpočetním prostředí MATLAB.

KLÍČOVÁ SLOVA

PID regulátor, Ziegler-Nichols, identifikace, regulace, aproximace.

TITLE

COMPARING OF PID CONTROLLER SETTING METHODS

ANNOTATION

The work is oriented to the issue of comparing the methods of setting PID controller. For the selected set of systems, the PID regulation controls set by selected methods and compared to the regulation of PID controller se according to Ziegler-Nichols were simulated. Simulations and evaluation of control waveform were performed in the MATLAB computing environment.

KEYWORDS

PID controller, Ziegler-Nichols, Identification, Regulation, Approximation.

OBSAH

| | | |
|--------|--|----|
| | SEZNAM ZKRATEK A ZNAČEK | 9 |
| | SEZNAM SYMBOLŮ VELIČIN A FUNKCÍ..... | 11 |
| | SEZNAM ILUSTRACÍ | 13 |
| | SEZNAM TABULEK | 15 |
| | ÚVOD | 16 |
| 1 | PID REGULÁTOR..... | 17 |
| 1.1 | STANDARDNÍ TVAR A JEHO MODIFIKACE..... | 17 |
| 1.1.1 | Paralelní regulátor | 18 |
| 1.1.2 | Regulátor se stupněm volnosti | 18 |
| 1.1.3 | Sériový regulátor..... | 19 |
| 1.1.4 | Kaskádní regulátor | 19 |
| 1.2 | URO – ZAPOJENÍ REGULÁTORU | 19 |
| 2 | NASTAVENÍ PID REGULÁTORU | 21 |
| 2.1 | APROXIMAČNÍ PŘENOS | 24 |
| 2.1.1 | Soustava 1. řádu s dopravním zpožděním..... | 24 |
| 2.1.2 | Soustava 2. řádu s dopravním zpožděním – vícenásobná časová konstanta..... | 25 |
| 2.1.3 | Soustava 2. řádu s dopravním zpožděním – komplexní kořeny | 25 |
| 2.1.4 | Soustava 3. řádu s dopravním zpožděním – různé časové konstanty | 26 |
| 2.1.5 | Soustava vyššího řádu s dopravním zpožděním – násobná časová konstanta | 26 |
| 2.2 | METODY NASTAVENÍ..... | 26 |
| 2.2.1 | Ziegler, Nichols – ZN | 27 |
| 2.2.2 | Lipták – LI | 28 |
| 2.2.3 | Tan – TA..... | 28 |
| 2.2.4 | Witt, Waggoner – WW | 29 |
| 2.2.5 | Åström, Hägglund – AH..... | 29 |
| 2.2.6 | Shinskey – SH..... | 30 |
| 2.2.7 | Lopez – LO | 31 |
| 2.2.8 | Huang, Chao – HC | 32 |
| 2.2.9 | Chao – CH..... | 33 |
| 2.2.10 | Panda – PA..... | 34 |
| 2.2.11 | Haalman – HA | 35 |
| 2.2.12 | Jones, Tham – JT | 35 |

| | | |
|--------|---|----|
| 2.2.13 | Trybus – TR | 35 |
| 3 | KVALITA REGULACE | 37 |
| 3.1 | IAE | 37 |
| 3.2 | ISE..... | 37 |
| 3.3 | DOBA REGULACE | 38 |
| 3.4 | RELATIVNÍ PŘEKMIT | 38 |
| 3.5 | RYCHLOST ODEZVY | 38 |
| 4 | SIMULACE | 40 |
| 4.1 | SOUSTAVA 1. ŘÁDU S DOPRAVNÍM ZPOŽDĚNÍM – KRÁTKÉ | 40 |
| 4.1.1 | Aproximační přenosy | 40 |
| 4.1.2 | Simulace regulace | 42 |
| 4.2 | SOUSTAVA 1. ŘÁDU S DOPRAVNÍM ZPOŽDĚNÍM – DLOUHÉ..... | 45 |
| 4.2.1 | Aproximační přenosy | 45 |
| 4.2.2 | Simulace regulace | 47 |
| 4.3 | SOUSTAVA 3. ŘÁDU – RŮZNÉ ČASOVÉ KONSTANTY | 49 |
| 4.3.1 | Aproximační přenosy | 50 |
| 4.3.2 | Simulace regulace | 51 |
| 4.4 | SOUSTAVA 3. ŘÁDU – KOMPLEXNÍ KOŘENY..... | 54 |
| 4.4.1 | Aproximační přenosy | 55 |
| 4.4.2 | Simulace regulace | 56 |
| 4.5 | SOUSTAVA 3. ŘÁDU – NÁSOBNÁ ČASOVÁ KONSTANTA..... | 60 |
| 4.5.1 | Aproximační přenosy | 60 |
| 4.5.2 | Simulace regulace | 62 |
| 5 | ZÁVĚR | 66 |
| | POUŽITÁ LITERATURA | 67 |
| | PŘÍLOHY | 68 |

SEZNAM ZKRATEK A ZNAČEK

| | |
|-----------------|--|
| 1DOF | Regulátor s jedním stupněm volnosti |
| 2DOF | Regulátor se dvěma stupni volnosti |
| A ₁ | Aproximace soustavou 1. řádu s dopravním zpožděním |
| A ₂ | Aproximace soustavou 2. řádu s dopravním zpožděním |
| A ₃ | Aproximace soustavou 2. řádu s dopravním zpožděním |
| A ₄ | Aproximace soustavou 3. řádu s dopravním zpožděním |
| A ₅ | Aproximace soustavou n. řádu s dopravním zpožděním |
| AH | Åström, Hägglund |
| A _n | Aproximace |
| HA | Haalman |
| HC | Huang, Chao |
| CH | Chao |
| IAE | Integrál absolutní odchylky |
| ISE | Integrál kvadratické odchylky |
| ITAE | Integrál časové absolutní odchylky |
| JT | Jones, Tham |
| LI | Lipták |
| LO | Lopez |
| P | proporcionální (regulátor) |
| PA | Panda |
| PI | proporcionálně integračně (regulátor) |
| PID | proporcionálně integračně derivační (regulátor) |
| R ₁ | Standardní regulátor |
| R ₂ | Sériový regulátor |
| R ₃ | Kaskádní regulátor |
| R ₄ | Regulátor s dalším stupněm volnosti |
| S _{1a} | Soustava 1. řádu s dopravním zpožděním – krátké |
| S _{1b} | Soustava 1. řádu s dopravním zpožděním – dlouhé |
| S ₂ | Soustava 3. řádu – různé časové konstanty |
| S ₃ | Soustava 3. řádu – relativní tlumení |
| S ₄ | Soustava 3. řádu – jedna časová konstanta |
| SH1 | Shinskey – první metoda |

| | |
|-----|---|
| SH2 | Shinskey – druhá metoda |
| TA | Tan |
| TR | Trybus |
| URO | uzavřený regulační obvod |
| WW | Witt, Waggoner |
| ZN | Ziegler, Nichols |
| ZN1 | metoda Zieglera–Nicholse z kritických parametrů |
| ZN2 | metoda Zieglera–Nicholse z přechodové charakteristiky |

SEZNAM SYMBOLŮ VELIČIN A FUNKCÍ

| | |
|------------------|---|
| a_0, a_1, a_2 | koeficienty aproximační funkce |
| A_{m1}, A_{m2} | amplituda |
| b, c | váhové konstanty regulátoru |
| e | regulační odchylka |
| $E(s)$ | obraz regulační odchylky |
| e_d | regulační odchylka derivační části |
| e_p | regulační odchylka proporcionální části |
| $F_a(s)$ | přenos aproximačního modelu |
| $F_{A_1}(s)$ | přenos aproximačního modelu A_1 |
| $F_{A_2}(s)$ | přenos aproximačního modelu A_2 |
| $F_{A_3}(s)$ | přenos aproximačního modelu A_3 |
| $F_{A_4}(s)$ | přenos aproximačního modelu A_4 |
| $F_{A_5}(s)$ | přenos aproximačního modelu A_5 |
| $F_p(s)$ | přenos pomocného regulátoru |
| $F_r(s)$ | přenos regulátoru |
| $F_{S_{1a}}(s)$ | přenos soustavy S_{1a} |
| $F_{S_{1b}}(s)$ | přenos soustavy S_{1b} |
| $F_{S_2}(s)$ | přenos soustavy S_2 |
| $F_{S_3}(s)$ | přenos soustavy S_3 |
| $F_{S_4}(s)$ | přenos soustavy S_4 |
| J | plocha křivky |
| K | kvadratická hodnota kritéria |
| K_m | zesílení soustavy |
| M_s | míra citlivosti |
| N | filtrační konstanta |
| n | řád soustavy |
| r_0 | zesílení |
| r_{0k} | kritické zesílení |
| r_1 | derivační konstanta regulátoru |
| r_{-1} | integrační konstanta regulátoru |
| t | čas, s |

| | |
|--------------------------|-----------------------------------|
| T_1, T_2 | zpožďující členy regulátoru |
| $T_{1/4}$ | perioda čtvrtinového tlumení |
| T_d | derivační časová konstanta, s |
| T_i | integrační časová konstanta, s |
| T_k | kritická perioda |
| T_{m1}, T_{m2}, T_{m3} | časová konstanta, s |
| t_{max} | doba dosažení překmitu, s |
| T_n | doba náběhu, s |
| t_o | doba odezvy, s |
| t_r | doba regulace, s |
| T_u | doba průtahu, s |
| u | akční veličina |
| $U(s)$ | obraz akční veličiny |
| w | žádaná hodnota |
| x_1, x_2, x_3 | stavitelný parametr |
| y | regulovaná veličina |
| $y(\infty)$ | ustálená regulovaná veličina |
| y_{max} | maximální překmit |
| y_{rp} | relativní překmit |
| δ | nezávislá proměnná |
| Δ | pásmo tolerance |
| κ | poměrný zisk |
| λ | robustnost kompenzovaného systému |
| ζ | součinitel tlumení |
| τ | dopravní zpoždění, s |
| χ | závislá proměnná |

SEZNAM ILUSTRACÍ

| | |
|---|----|
| Obr. 1.1 – Uzavřený regulační obvod 1DOF | 20 |
| Obr. 1.2 – Uzavřený regulační obvod 2DOF | 20 |
| Obr. 2.1 – Metoda Zieglera-Nicholse – čtvrtinového tlumení (Wágnerová, 2013)..... | 22 |
| Obr. 2.2 – Metoda Zieglera-Nicholse – kritické zesílení (Wágnerová, 2013)..... | 22 |
| Obr. 2.3 – Metoda Zieglera-Nicholse z přechodové charakteristiky | 23 |
| Obr. 2.4 – Experimentální identifikace pomocí optimalizace | 24 |
| Obr. 3.1 – Odezva URO s ukazateli kvality | 39 |
| Obr. 4.1 – Přechodová charakteristika soustavy S_{1a} a aproximací | 42 |
| Obr. 4.2 – Chyby aproximací soustavy S_{1a} | 42 |
| Obr. 4.3 – Přechodová charakteristika ZNA_0R_1 | 43 |
| Obr. 4.4 – Porovnání metod LI a AH s metodou ZNA_0R_1 | 43 |
| Obr. 4.5 – Porovnání metody JT s metodou ZNA_0R_1 | 44 |
| Obr. 4.6 – Přechodová charakteristika soustavy S_{1b} a aproximací | 46 |
| Obr. 4.7 – Chyby aproximací soustavy S_{1b} | 47 |
| Obr. 4.8 – Přechodová charakteristika ZNA_0R_1 | 47 |
| Obr. 4.9 – Porovnání metod TA, WW a AH s metodou ZNA_0R_1 | 48 |
| Obr. 4.10 – Porovnání metody PA s metodou ZNA_0R_1 | 48 |
| Obr. 4.11 – Přechodová charakteristika soustavy S_2 a aproximací | 51 |
| Obr. 4.12 – Chyby aproximací soustavy S_2 | 51 |
| Obr. 4.13 – Porovnání metod ZN2 a WW s metodou ZNA_0R_1 | 52 |
| Obr. 4.14 – Přechodová charakteristika ZNA_0R_1 | 52 |
| Obr. 4.15 – Porovnání metod LO a PA s metodou ZNA_0R_1 | 53 |
| Obr. 4.16 – Porovnání metody JT s metodou ZNA_0R_1 | 53 |
| Obr. 4.17 – Přechodová charakteristika soustavy S_3 a aproximací | 56 |
| Obr. 4.18 – Chyby aproximací soustavy S_3 | 56 |
| Obr. 4.19 – Přechodová charakteristika ZNA_0R_1 | 57 |
| Obr. 4.20 – Porovnání metod LI a AH s metodou ZNA_0R_1 | 58 |
| Obr. 4.21 – Porovnání metody LO s metodou ZNA_0R_1 | 58 |
| Obr. 4.22 – Porovnání metody TR s metodou ZNA_0R_1 | 59 |
| Obr. 4.23 – Přechodová charakteristika soustavy S_4 a aproximací | 61 |
| Obr. 4.24 – Chyby aproximací soustavy S_4 | 62 |
| Obr. 4.25 – Přechodová charakteristika ZNA_0R_1 | 62 |

| | |
|--|----|
| Obr. 4.26 – Porovnání metod ZN2, LI a WW s metodou ZNA ₀ R ₁ | 63 |
| Obr. 4.27 – Porovnání metod LO, CH a PA s metodou ZNA ₀ R ₁ | 64 |
| Obr. 4.28 – Porovnání metody JT s metodou ZNA ₀ R ₁ | 64 |

SEZNAM TABULEK

| | |
|--|----|
| Tab. 2.1 – Nastavení parametrů regulátoru – čtvrtinové tlumení | 21 |
| Tab. 2.2 – Nastavení parametrů regulátoru – kritické zesílení | 22 |
| Tab. 2.3 – Nastavení parametrů regulátoru z přechodové charakteristiky | 23 |
| Tab. 2.4 – Přehled vybraných metod | 27 |
| Tab. 2.5 – Stavitelné parametry – LO | 32 |
| Tab. 2.6 – Stavitelné parametry – TR | 36 |
| Tab. 4.1 – Kritické parametry soustavy S_{1a} | 41 |
| Tab. 4.2 – Parametry aproximací soustavy S_{1a} | 41 |
| Tab. 4.3 – Vyhodnocení soustavy S_{1a} | 44 |
| Tab. 4.4 – Kritické parametry soustavy S_{1b} | 46 |
| Tab. 4.5 – Parametry aproximací soustavy S_{1b} | 46 |
| Tab. 4.6 – Vyhodnocení soustavy S_{1b} | 49 |
| Tab. 4.7 – Kritické parametry soustavy S_2 | 50 |
| Tab. 4.8 – Parametry aproximací soustavy S_2 | 50 |
| Tab. 4.9 – Vyhodnocení soustavy S_2 | 54 |
| Tab. 4.10 – Kritické parametry soustavy S_3 | 55 |
| Tab. 4.11 – Parametry aproximací soustavy S_3 | 55 |
| Tab. 4.12 – Vyhodnocení soustavy S_3 | 59 |
| Tab. 4.13 – Kritické parametry soustavy S_4 | 61 |
| Tab. 4.14 – Parametry aproximací soustavy S_4 | 61 |
| Tab. 4.15 – Vyhodnocení soustavy S_4 | 65 |

ÚVOD

Cílem této bakalářské práce je porovnání různých metod nastavení PID regulátoru s metodou, kterou společně navrhli pánové Ziegler a Nichols jako univerzální, tudíž pro nespécifický tvar přenosu soustavy. Metody budou vybrány na základě tvaru přenosu, pro který jsou určeny. Konkrétně na přenos prvního, druhého, třetího a vyššího řádu. Těmito přenosy budou aproximovány skutečné soustavy s různým zpožděním, časovými konstantami, nebo tendencí k periodickému průběhu. A následně bude vyhodnocena kvalita regulace. Simulace regulací a vyhodnocení bude realizováno ve výpočetním prostředí MATLAB.

1 PID REGULÁTOR

Regulátor je zařízení v regulačním obvodu, kterým se provádí proces takzvané automatické regulace. Do regulované soustavy se obvykle zahrnují všechny členy regulačního obvodu, např. snímač, porovnávací, akční a měřicí člen, kromě samotného regulátoru. Úkolem regulátoru je pomocí působení na vstup řízené soustavy (akční veličina $u(t)$) dosáhnout, aby výstup soustavy (regulovaná veličina $y(t)$) dosáhl žádané hodnoty $w(t)$. V případě PID regulátoru je akční veličina určována pouze na základě vyhodnocení regulační odchylky

$$e(t) = w(t) - y(t), \quad (1.1)$$

kde w – žádaná hodnota,
 y – regulovaná veličina.

Toto vyhodnocení se skládá ze tří složek. A to proporcionální, integrační a derivační (Balátě, 2003).

Proporcionální složka způsobuje zesílení a ustálení na nové hodnotě, což vede ke vzniku trvalé regulační odchylky. Tuto odchylku lze zmenšit, vznikne ovšem nebezpečí, že dojde k nestabilitě regulačního obvodu. Takové chování lze vyřešit integrační složkou, která odstraňuje trvalou regulační odchylku, ovšem přináší problém s rozkmitáním obvodu, které nastává při zvětšování podílu integrační složky vůči proporcionální. Proto je vhodné přidat derivační složku, která nejen kompenzuje integrační složku, ale i predikuje chování obvodu a zamezuje překmitu regulačního pochodu (Automa, 2003).

Další vlastností regulátoru je robustnost, což znamená, že relativně velká změna parametrů regulátoru vyvolá relativně malé změny v chování, což pro každou soustavu představuje rozsah bezpečných hodnot parametrů z pohledu stability URO se známým počátkem neboli podmínku pro možnost experimentálního nastavení parametrů PID regulátoru zapojeného do URO.

Snadná implementace regulátoru je zajištěna aproximací teoretického zpracování vstupního signálu popsaného rovnicí PID regulátoru mechanickým či elektrickým zařízením, např. pneumatickým, hydraulickým, analogovým elektrickým regulátorem a v dnešní době rozšířené číslicové zpracování signálu v kompaktních regulátorech s mikroprocesory.

1.1 STANDARDNÍ TVAR A JEHO MODIFIKACE

Standardní tvar, též označovaný jako ideální nebo regulátor bez interakce, získáme z lineární integro-diferenciální rovnice skutečného regulátoru (Balátě, 2003)

$$T_2^2 u''(t) + T_1 u'(t) + u(t) = r_0 e(t) + r_{-1} \int_0^t e(\tau) d\tau + r_1 \frac{de(t)}{dt}, \quad (1.2)$$

kde $r_0 e(t)$ – proporcionální složka regulátoru,

$r_{-1} \int_0^t e(\tau) d\tau$ – integrační složka regulátoru,

$r_1 \frac{de(t)}{dt}$ – derivační složka regulátoru,

$T_2^2 u''(t), T_1 u'(t)$ – zpožďující členy regulátoru.

Za předpokladu nulových počátečních podmínek a nulových časových konstant zpožďujících členů ($T_1 = 0, T_2 = 0$) dostaneme pohybovou rovnici danou vztahem

$$u(t) = r_0 e(t) + r_{-1} \int_0^t e(\tau) d\tau + r_1 \frac{de(t)}{dt}, \quad (1.3)$$

kde r_0 – zesílení regulátoru,

r_{-1} – integrační konstanta regulátoru,

r_1 – derivační konstanta regulátoru.

Za předpokladu osamocení zesílení a provedení Laplaceovy transformace rovnice 1.3 získáme přenos 1.4 standardního PID regulátoru

$$F_r(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = r_0 \left(1 + \frac{r_{-1}}{r_0} \frac{1}{s} + \frac{r_1}{r_0} s \right) = r_0 \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right), \quad (1.4)$$

kde $T_i = \frac{r_0}{r_{-1}}$ – integrační časová konstanta regulátoru, (1.5)

$T_d = \frac{r_1}{r_0}$ – derivační časová konstanta regulátoru. (1.6)

Pro další účely se regulátor označí jako R_1 .

1.1.1 Paralelní regulátor

Paralelní tvar je ekvivalentní k standardnímu tvaru a výhodou tohoto tvaru je, že čistou proporcionální nebo integrační akci lze získat s konečnými parametry. Regulátor rovněž může obsahovat komplexní nuly, a proto je více flexibilní tvar regulátoru. Přenos je dán vztahem

$$F_r(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = r_0 + \frac{1}{T_i s} + T_d s. \quad (1.7)$$

Tento tvar je též označován jako ideálně paralelní, nezávislý, nebo regulátor s nezávislým zesílením (O'Dwyer, 2009).

1.1.2 Regulátor se stupněm volnosti

Regulátor s váhovou proporcionální složkou je modifikací standardního tvaru, která se stará o vyvážení regulační odchylky (O'Dwyer, 2006). Regulátor se označí R_4 . Přenos je dán vztahem

$$F_r(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = r_0 \left(b + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right), \quad (1.8)$$

kde b – váhová proporcionalní konstanta regulátoru.

1.1.3 Sériový regulátor

Opakem standardního PID regulátoru je sériový tvar PID regulátorů označovaný jako regulátor s interakcí, kde se integrační a derivační složka ovlivňují (O'Dwyer, 2009). Tento tvar byl používán častěji a je pro to historický důvod, kdy se vyráběly pneumatické nebo hydraulické regulátory. Ty neumožňují paralelní zapojení. Postupem času je nahradily analogové elektrické regulátory, a nakonec číslicové regulátory. Regulátor se označí R_2 .

Přenos je dán vztahem

$$F_r(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = r_0 \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) (1 + T_d s), \quad (1.9)$$

1.1.4 Kaskádní regulátor

Kaskádní regulátor je modifikací sériového regulátoru, kde se filtruje derivační časová konstanta, tj. šum na vstupu regulátoru (O'Dwyer, 2009). Filtr slouží nejen k filtraci náhodného šumu, ale také k potlačení, tlumení derivačního rázu, což je prudká změna žádané hodnoty. Regulátor tedy zareaguje se zpožděním a klidnějším průběhem. Regulátor se označí R_3 . Přenos je dán vztahem

$$F_r(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = r_0 \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) \frac{1 + T_d s}{1 + \frac{T_d s}{N}}, \quad (1.10)$$

kde N – filtrační konstanta.

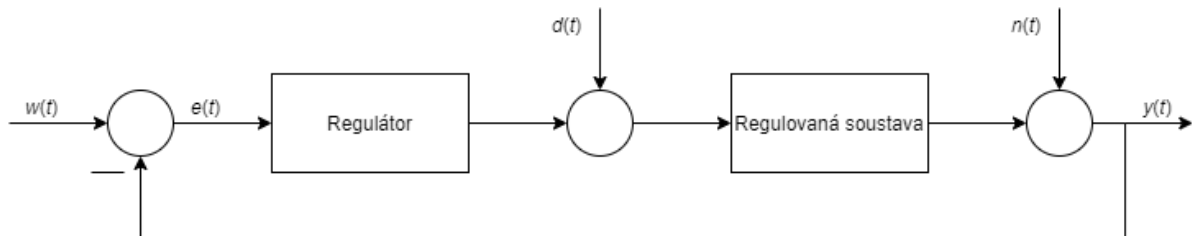
1.2 URO – ZAPOJENÍ REGULÁTORU

Uzavřený regulační obvod je zapojení soustavy s regulátorem v záporné zpětné vazbě. V tomto zapojení se využívá záporná zpětná vazba, která umožňuje reagovat na výstup regulačního obvodu $y(t)$ a poruchy $d(t)$, $n(t)$.

Uzavřený regulační obvod se dělí na 1DOF, což je regulační obvod s jedním stupněm volnosti, viz obr. 1.1 a 2DOF je regulační obvod se dvěma stupni volnosti, viz. obr. 1.2.

Obvod 2DOF umožňuje zpracovávat žádanou hodnotu s jinými parametry než regulovanou veličinu, oproti 1DOF, která reaguje jen na změnu regulační odchylky, a proto se jí též říká systém s chybovou zpětnou vazbou. Kompensace 2DOF je dána vztahem

$$u(t) = r_0 \left(e_p + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(\tau) d\tau + T_d \frac{de_d}{dt} \right), \quad (1.11)$$



Obr. 1.1 – Uzavřený regulační obvod 1DOF

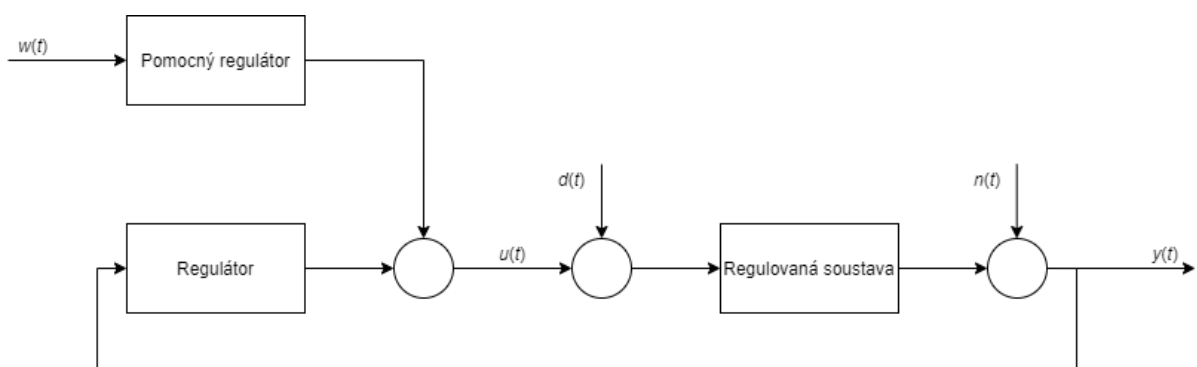
kde $e_p = bw - y$ – regulační odchylka proporcionální části, (1.12)

$e_d = cw - y$ – regulační odchylka derivační části, (1.13)

b, c – váhové konstanty.

Regulátor bude reagovat na poruchy stejně jako 1DOF, ale pomocný regulátor, který je součástí a jehož přenos je dán vztahem 1.14, bude reagovat na žádanou hodnotu podle nastavení váhových konstant b, c . Akční veličina je tudíž dle zapojení dána součtem výstupů z regulátoru a pomocného regulátoru

$$F_p(s) = \frac{Y(s)}{W(s)} = r_0 \left(b + \frac{1}{T_i s} + c T_d s \right). \quad (1.14)$$



Obr. 1.2 – Uzavřený regulační obvod 2DOF

2 NASTAVENÍ PID REGULÁTORU

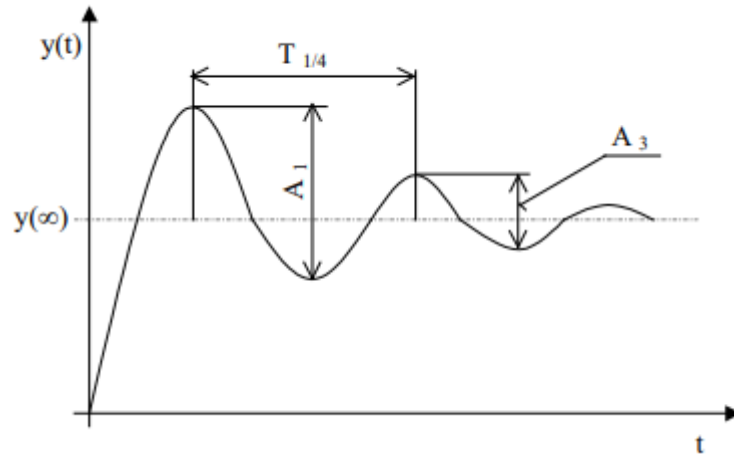
Základní rozdělení metod nastavení PID regulátorů (dle výchozích informací) je na analytické a experimentální.

Experimentální postup vychází z experimentů na řízené soustavě, případně z vyhodnocení experimentálně získaných dat, např. ze statické nebo přechodové charakteristiky. Jedním ze zástupců experimentálních metod je metoda „pokus-omyl“, u které není vyžadována žádná informace o regulované soustavě, ale nastavují se parametry přímo na reálném obvodu, který musí fyzicky existovat. Postup nastavení regulátoru je takový, že se žádaná hodnota w nastaví na výstupní hodnotu y . Integrovaná časová konstanta se nastaví na maximální hodnotu $T_i = \infty$ a derivační časová konstanta se položí rovno nule $T_d = 0$. Zesílení regulátoru r_0 se sníží. Poté se zvyšuje zesílení tak, aby při skokové změně žádané veličiny bylo dosaženo požadovaného průběhu. Dále se začne snižovat integrační časová konstanta, až je odstraněna trvalá regulační odchylka. Následně se nastaví derivační časová konstanta, kterou se sníží případný překmit.

Další metodou jsou Zieglerovy-Nicholsovy metody. První z nich je získání parametrů čtvrtinovým tlumením. Opět se odstraní integrační a derivační časová konstanta a zvyšuje se zesílení regulátoru tak, že dvě po sobě jdoucí amplitudy (A_{m1} , A_{m3}) budou v poměru 1 : 4. Z průběhu se stanoví perioda čtvrtinového tlumení $T_{1/4}$ a z regulátoru se odečte zesílení r_0 . Průběh je zobrazen na obr. 2.1. Regulátor se poté nastaví podle tab. 2.1.

Tab. 2.1 – Nastavení parametrů regulátoru – čtvrtinové tlumení

| Typ regulátoru | r_0 | T_i | T_d |
|----------------|----------|-----------|---------------|
| P | r_0 | – | – |
| PI | $0,9r_0$ | $T_{1/4}$ | – |
| PID | $1,2r_0$ | $T_{1/4}$ | $0,25T_{1/4}$ |

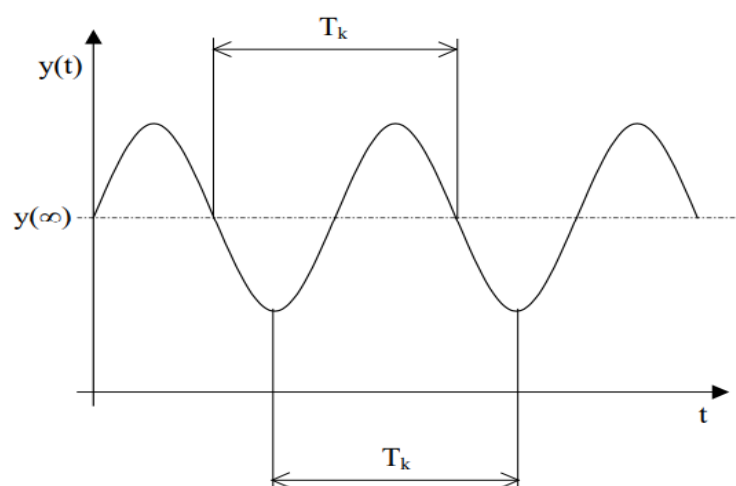


Obr. 2.1 – Metoda Zieglera-Nicholse – čtvrtinového tlumení (Wágnerová, 2013)

Druhou možností je metoda Zieglera-Nicholse vycházející z kritických parametrů. Tato metoda je podobná čtvrtinovému tlumení s tím rozdílem, že obvod je přiveden zesílením regulátoru na mez stability, viz. obr. 2.2. To znamená, že kmity se netlumí, ani nerostou. Zesílení, při kterém došlo k mezi stability, je kritické zesílení r_{0k} a perioda kmitů je kritická perioda T_k . Regulátor se potom nastaví podle tab. 2.2.

Tab. 2.2 – Nastavení parametrů regulátoru – kritické zesílení

| Typ regulátoru | r_0 | T_i | T_d |
|----------------|--------------|-----------|------------|
| P | $0,5r_{0k}$ | | |
| PI | $0,45r_{0k}$ | $0,83T_k$ | |
| PID | $0,6r_{0k}$ | $0,5T_k$ | $0,125T_k$ |

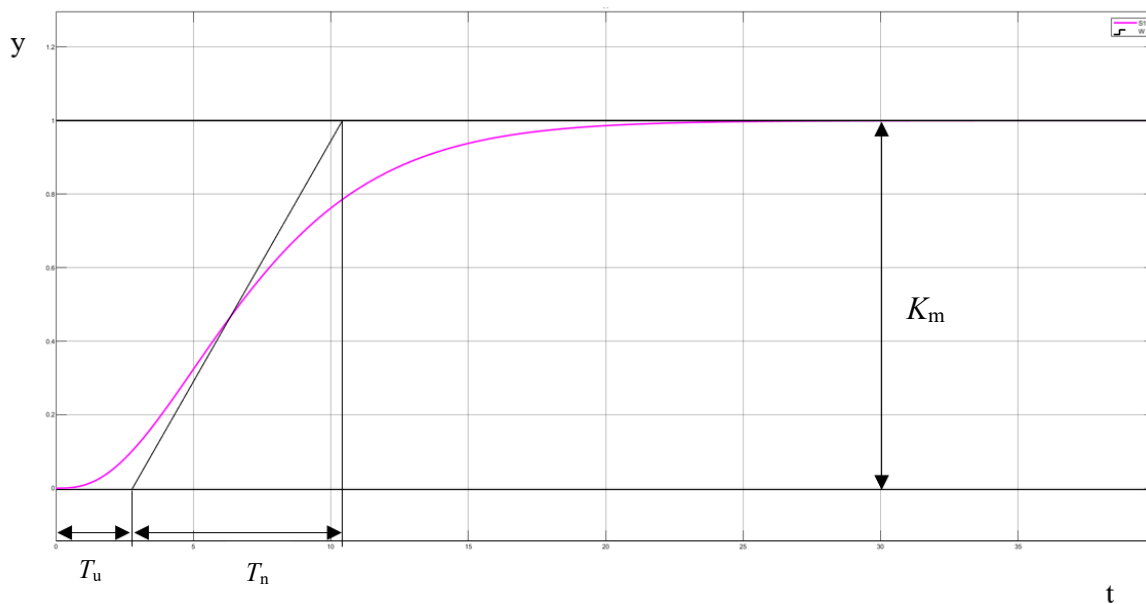


Obr. 2.2 – Metoda Zieglera-Nicholse – kritické zesílení (Wágnerová, 2013)

Třetí variací Zieglerovy-Nicholsovy metody je určení parametrů z přechodové charakteristiky. Předpokladem je aperiodický průběh regulované soustavy. Tato metoda spočívá ve vytvoření tečny v inflexním bodu, která nám určí dobu průtahu T_u , dobu náběhu T_n a odečtením zesílení K_m z přechodové charakteristiky, viz. obr. 2.3. Parametry regulátoru se nastaví podle tab. 2.3.

Tab. 2.3 – Nastavení parametrů regulátoru z přechodové charakteristiky

| Typ regulátoru | r_0 | T_i | T_d |
|----------------|---------------------------|-----------|-----------|
| P | $\frac{T_n}{T_u K_m}$ | - | - |
| PI | $0,9 \frac{T_n}{T_u K_m}$ | $3,5 T_u$ | - |
| PID | $1,2 \frac{T_n}{T_u K_m}$ | $2 T_u$ | $0,5 T_u$ |



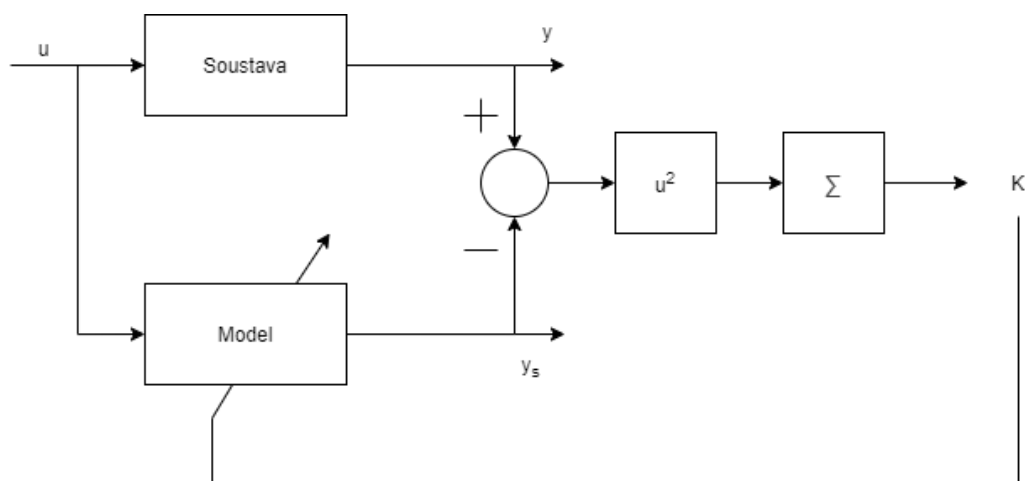
Obr. 2.3 – Metoda Zieglera-Nicholse z přechodové charakteristiky

2.1 APROXIMAČNÍ PŘENOS

Většina metod nastavení PID regulátoru vychází z hodnot parametrů jednoduchých přenosů, které aproximují chování regulované soustavy. Tyto aproximační přenosy obsahují obvykle pouze tři parametry.

Aproximace přenosu je nahrazení přenosu reálné, zkoumané soustavy známým tvarem, např. soustavou prvního řádu s dopravním zpožděním. Hodnoty parametrů aproximačního přenosu, např. zesílení, časová konstanta a dopravní zpoždění se určí tak, aby rozdíl mezi skutečným a aproximačním přenosem byl minimální. Tvary aproximačních přenosů se rozdělují na proporcionální nekmitavé, proporcionální kmitavé a integrační nekmitavé.

Parametry aproximačních přenosů byly určeny numerickou optimalizací tak, aby hodnota kvadratického kritéria K byla minimální. Jako kritérium shody byl zvolen integrál z kvadrátu rozdílu mezi odezvou přenosu aproximované soustavy a odezvou aproximačního přenosu na vstupní signál ve tvaru skoku, viz. obr. 2.4.



Obr. 2.4 – Experimentální identifikace pomocí optimalizace

2.1.1 Soustava 1. řádu s dopravním zpožděním

V soustavě prvního řádu je obsažen jeden člen, který je schopen akumulovat energii nebo hmotu. Příkladem takové soustavy je tlaková nádrž s ventilem. Taková soustava reaguje ihned na změnu vstupu nebo výstupu. Přidáním dlouhé přívodní trubice se tlak začne měnit s odstupem. Soustava prvního řádu s dopravním zpožděním je popsána vztahem

$$F_a(s) = \frac{K_m}{T_{m1}s+1} e^{-\tau s}, \quad (2.1)$$

kde T_{m1} – časová konstanta,

K_m – zesílení soustavy,

τ – dopravní zpoždění.

Aproximace soustavou prvního řádu s dopravním zpožděním je označena A_1 .

2.1.2 Soustava 2. řádu s dopravním zpožděním – vícenásobná časová konstanta

Soustava je složena ze dvou členů, které jsou schopné akumulovat energii nebo hmotu. Jako příklad lze uvést dvě nádrže nad sebou, kde vrchní nádrž je napouštěna určitým přítokem a napouští spodní, ze které se voda vypouští. Rychlost napouštění druhé nádrže je tedy závislé na výšce hladiny vrchní nádrže. Dopravní zpoždění můžeme opět zavést dlouhým potrubím na přítoku horní nádrže. Přenos soustavy druhého řádu s dopravním zpožděním a pouze reálnými kořeny je dán vztahem

$$F_a(s) = \frac{K_m}{(T_{m1}s+1)(T_{m2}s+1)} e^{-\tau s}, \quad (2.2)$$

kde T_{m1}, T_{m2} – časová konstanta,

K_m – zesílení soustavy,

τ – dopravní zpoždění.

Přechodová charakteristika soustavy druhého řádu začíná nulovou rychlostí změny regulované veličiny y , protože směrnice tečny v počátku je nulová. Proto začátek průběhu má parabolický tvar, který se v inflexním bodě převrací.

Soustava druhého řádu s dopravním zpožděním a reálnými časovými konstantami je označena A_2 .

2.1.3 Soustava 2. řádu s dopravním zpožděním – komplexní kořeny

Soustava s komplexními kořeny je vyjádřena vztahem (2.3), který obsahuje součinitel tlumení. Pokud je jeho hodnota větší než jedna, pak se jedná o soustavu s aperiodickým dějem (tj. s reálnými kořeny), viz. obr. 2.6. Jestliže je součinitel tlumení roven jedné, je soustava na mezi periodicity (tj. dvojnásobný reálný kořen) a je-li součinitel menší než jedna, tak je průběh periodický, kmitavý (tj. s dvojicí komplexně sdružených kořenů)

$$F_a(s) = \frac{K_m}{(T_{m1}^2 s^2 + 2\xi T_{m1} s + 1)} e^{-\tau s}, \quad (2.3)$$

kde T_{m1} – časová konstanta,

K_m – zesílení soustavy,

τ – dopravní zpoždění,

ξ – součinitel tlumení.

Soustava druhého řádu s dopravním zpožděním a součinitelem tlumení je označena A₃.

2.1.4 Soustava 3. řádu s dopravním zpožděním – různé časové konstanty

Soustava třetího řádu obsahuje tři členy, kteří akumulují energii nebo hmotu. Princip je obdobný soustavě druhého řádu. Rozdílné časové konstanty můžeme vyjádřit např. různými velikostmi nádrží. Tudiž čím více časových konstant, tím pomalejší, plošší průběh náběhu.

Přenos je dán vztahem

$$F_a(s) = \frac{K_m}{(T_{m1}s+1)(T_{m2}s+1)(T_{m3}s+1)} e^{-\tau s}, \quad (2.4)$$

kde T_{m1}, T_{m2}, T_{m3} – časová konstanta,

K_m – zesílení soustavy,

τ – dopravní zpoždění.

Soustava třetího řádu s dopravním zpožděním a rozdílnými časovými konstantami je označena A₄.

2.1.5 Soustava vyššího řádu s dopravním zpožděním – násobná časová konstanta

Soustavu vyššího řádu s jednou časovou konstantou si lze představit jako spojení více tlakových nádrží do série, které jsou stejně velké a mají stejné vlastnosti. Soustava je popsána přenosem

$$F_a(s) = \frac{K_m}{(T_{m1}s+1)^n} e^{-\tau s}, \quad (2.5)$$

kde T_{m1} – časová konstanta,

K_m – zesílení soustavy,

τ – dopravní zpoždění.

Soustava n. řádu s dopravním zpožděním je označena A₅.

2.2 METODY NASTAVENÍ

V tab. 2.4 je uveden souhrn vybraných metod s označeními, se zdroji a pro co jsou metody určeny, případně s jakými předpoklady pracují.

Tab. 2.4 – Přehled vybraných metod

| Metoda | Autor | Zdroj | Edice | Strana | Soustava | Regulátor | Poznámka |
|--------|---------------------|---------|-------|--------|----------------|----------------|-----------------------|
| ZN | Ziegler, Nichols | O'Dwyer | 3 | 324 | – | R ₁ | čtvrtinové tlumení |
| ZN | Ziegler, Nichols | O'Dwyer | 3 | 78 | A ₁ | R ₁ | čtvrtinové tlumení |
| LI | Lipták | O'Dwyer | 3 | 80 | A ₁ | R ₁ | – |
| TA | Tan | O'Dwyer | 2 | 209 | A ₁ | R ₂ | – |
| WW | Witt, Waggoner | O'Dwyer | 3 | 134 | A ₁ | R ₃ | – |
| AH | Åström, Hägglund | Åström | 2 | 217 | A ₁ | R ₄ | – |
| SH | Shinskey | O'Dwyer | 3 | 208 | A ₂ | R ₁ | IAE |
| HA | Haalman | O'Dwyer | 2 | 352 | A ₂ | R ₂ | ISE |
| HC | Huang, Chao | O'Dwyer | 3 | 238 | A ₂ | R ₃ | IAE |
| SH | Shinskey | O'Dwyer | 2 | 343 | A ₂ | R ₃ | IAE |
| LO | Lopez | O'Dwyer | 3 | 207 | A ₃ | R ₁ | IAE |
| CH | Chao | O'Dwyer | 3 | 245 | A ₃ | R ₃ | ITAE |
| PA | Panda | O'Dwyer | 2 | 350 | A ₃ | R ₃ | – |
| JT | Jones, Tham | O'Dwyer | 3 | 296 | A ₄ | R ₁ | – |
| TR | Trybus | O'Dwyer | 3 | 313 | A ₅ | R ₁ | – |

2.2.1 Ziegler, Nichols – ZN

Byly vybrány dvě metody nastavení PID regulátoru, které vyvinuli John G. Ziegler a Nathaniel B. Nichols. První metoda, tj. ZN1, bude pro ostatní metody referenční. Tato metoda je použitelná pouze pro soustavy vyšších řádu, případně s dopravním zpožděním. Tato metoda vyžaduje znalost kritických hodnot regulované soustavy, které se podle vztahů v tab. 2.2 přepočítají na parametry standardního tvaru PID regulátoru, tj. regulátor označený R₁. Cílem je dosáhnout čtvrtinového tlumení URO při změně žádané hodnoty.

Druhá metoda, tj. ZN2, je určena taktéž pro regulátor R₁, avšak vychází z aproximace řízené soustavy A₁. Cílem je dosáhnout čtvrtinového tlumení. V rovnicích (2.6 až 2.8) jsou uvedeny výpočetní vztahy pro nastavení PID regulátoru. Ve vztahu (2.6) pro výpočet zesílení je

stavitelný parametr x_1 , který umožňuje ladění průběhu regulace a interval nastavení je $1,2 \leq x_1 \leq 2$ (O'Dwyer, 2009)

$$r_0 = \frac{x_1 T_{m1}}{K_m \tau}, \quad (2.6)$$

$$T_i = 2\tau, \quad (2.7)$$

$$T_d = 0,5\tau, \quad (2.8)$$

kde T_{m1} – časová konstanta,
 K_m – zesílení soustavy,
 τ – dopravní zpoždění,
 x_1 – stavitelný parametr.

2.2.2 Lipták – LI

Metodu LI vyvinul Béla G. Lipták Metoda LI určuje parametry regulátoru ve tvaru R1 a vychází z aproximace řízené soustavy A_1 (O'Dwyer, 2009). V rovnicích (2.9 až 2.11) jsou uvedeny výpočetní vztahy pro nastavení PID regulátoru

$$r_0 = \frac{0,85T_m}{K_m \tau}, \quad (2.9)$$

$$T_i = 1,6\tau, \quad (2.10)$$

$$T_d = 0,6\tau, \quad (2.11)$$

kde T_{m1} – časová konstanta,
 K_m – zesílení soustavy,
 τ – dopravní zpoždění.

2.2.3 Tan – TA

Metodu TA vyvinul Kok K. Tan a kolektiv. Metoda TA určuje parametry regulátoru ve tvaru R2 a vychází z aproximace řízené soustavy A_1 (O'Dwyer, 2006). V rovnicích (2.12 až 2.14) jsou uvedeny výpočetní vztahy pro nastavení PID regulátoru

$$r_0 = \frac{0,6T_{m1}}{K_m \tau}, \quad (2.12)$$

$$T_i = \tau, \quad (2.13)$$

$$T_d = \tau, \quad (2.14)$$

kde T_{m1} – časová konstanta,
 K_m – zesílení soustavy,
 τ – dopravní zpoždění.

2.2.4 Witt, Waggoner – WW

Metodu WW vyvinuli S. D. Witt a R. C. Waggoner. Metoda WW určuje parametry regulátoru ve tvaru R_3 a vychází z aproximace řízené soustavy A_1 . Je možné volit filtrování derivační složky N v intervalu $10 \leq N \leq 20$ (O'Dwyer, 2009). V rovnicích (2.15 až 2.17) jsou uvedeny výpočetní vztahy pro nastavení PID regulátoru

$$r_0 = \frac{1,350 \frac{T_{m1}}{\tau} + 0,25 + \frac{T_{m1}}{\tau} \sqrt{0,7425 + 0,0150 \frac{\tau}{T_{m1}} + 0,0625 \left(\frac{\tau}{T_{m1}}\right)^2}}{2K_m}, \quad (2.15)$$

$$T_i = \frac{T_{m1}}{1,350 \frac{T_{m1}}{\tau} + 0,25 - \frac{T_{m1}}{\tau} \sqrt{0,7425 + 0,0150 \frac{\tau}{T_{m1}} + 0,0625 \left(\frac{\tau}{T_{m1}}\right)^2}}, \quad (2.16)$$

$$T_d = \frac{T_{m1}}{1,350 \frac{T_{m1}}{\tau} + 0,25 + \frac{T_{m1}}{\tau} \sqrt{0,7425 + 0,0150 \frac{\tau}{T_{m1}} + 0,0625 \left(\frac{\tau}{T_{m1}}\right)^2}}, \quad (2.17)$$

kde T_{m1} – časová konstanta,

K_m – zesílení soustavy,

τ – dopravní zpoždění.

2.2.5 Åström, Hägglund – AH

Metodu AH vyvinuli Karl J. Åström a Tore Hägglund. Tato metoda je založena na frekvenční odezvě. Parametry lze získat metodou kritického zesílení, kde získáme parametry r_{0k} , T_k a poměrný zisk κ , který je dán vztahem (2.18). Metoda AH určuje parametry regulátoru ve tvaru R_4 a vychází z aproximace řízené soustavy A_0 . Pro sadu přenosů byly nalezeny koeficienty (a_0 , a_1 , a_2) aproximační funkce závislosti parametrů PID na charakteristikách. Regulátor lze nastavit se dvěma úrovněmi bezpečnosti v amplitudě a fázi odpovídajícím hodnotám modulu citlivostní funkce $M_s = 1,4$ nebo $M_s = 2$ (Åström, 1995). V rovnicích (2.19 až 2.22) jsou uvedeny výpočetní vztahy pro nastavení PID regulátoru s mírou citlivosti $M_s = 1,4$ a v rovnicích (2.23 až 2.26) jsou uvedeny výpočetní vztahy pro míru citlivosti $M_s = 2$

$$\kappa = \frac{1}{K_m r_{0k}}, \quad (2.18)$$

$$r_0 = r_{0k} \cdot 0,33e^{-0,31\kappa - \kappa^2}, \quad (2.19)$$

$$T_i = T_k \cdot 0,76e^{-1,6\kappa - 0,36\kappa^2}, \quad (2.20)$$

$$T_d = T_k \cdot 0,76e^{-1,6\kappa - 0,36\kappa^2}, \quad (2.21)$$

$$b = 0,58e^{-1,3\kappa + 3,5\kappa^2}, \quad (2.22)$$

$$r_0 = r_{0k} \cdot 0,72e^{-1,6\kappa + 1,2\kappa^2}, \quad (2.23)$$

$$T_i = T_k \cdot 0,59e^{-1,3\kappa+0,38\kappa^2}, \quad (2.24)$$

$$T_d = T_k \cdot 0,15e^{-1,4\kappa+0,56\kappa^2}, \quad (2.25)$$

$$b = 0,25e^{0,56\kappa-0,12\kappa^2}, \quad (2.26)$$

kde K_m – zesílení soustavy

κ – poměrný zisk,

r_{0k} – kritické zesílení,

T_k – kritická perioda.

2.2.6 Shinskey – SH

Metodu SH vyvinul Francis G. Shinskey. Byly vybrány dvě metody SH. Metoda SH1 určuje parametry regulátoru ve tvaru R_1 a vychází z aproximace řízené soustavy A_2 (O'Dwyer, 2009). Aby bylo možné použít tuto metodu, je nutné získat kritické parametry. Cílem metody je dosažení minimální absolutní regulační odchylky. Nastavení regulátoru je omezeno podmínkou χ danou vztahem

$$x = \frac{T_{m2}}{T_{m2} + \tau}, \quad (2.27)$$

kde T_{m2} – časová konstanta,

τ – dopravní zpoždění.

V rovnicích (2.28 až 2.30) jsou uvedeny výpočetní vztahy s omezením $\chi = 0,25$

$$r_0 = 0,62r_{0k}, \quad (2.28)$$

$$T_i = 0,38T_k, \quad (2.29)$$

$$T_d = 0,38T_k, \quad (2.30)$$

kde r_{0k} – kritické zesílení,

T_k – kritická perioda.

V rovnicích (2.31 až 2.33) jsou uvedeny výpočetní vztahy pro omezení $\chi = 0,5$

$$r_0 = 0,68r_{0k}, \quad (2.31)$$

$$T_i = 0,33T_k, \quad (2.32)$$

$$T_d = 0,19T_k, \quad (2.33)$$

kde r_{0k} – kritické zesílení,

T_k – kritická perioda.

V rovnicích (2.34 až 2.36) jsou uvedeny vztahy pro nastavení PID regulátoru s omezením $\chi = 0,75$

$$r_0 = 0,79r_{0k}, \quad (2.34)$$

$$T_i = 0,26T_k, \quad (2.35)$$

$$T_d = 0,21T_k, \quad (2.36)$$

kde r_{0k} – kritické zesílení,

T_k – kritická perioda.

Metoda SH2 určuje parametry regulátoru ve tvaru R_3 a vychází z aproximace řízené soustavy A_2 . Cílem metody je dosažení minimální absolutní regulační odchylky. Metoda je omezena podmínkou, která rozděluje nastavení na dva intervaly. Podmínkou danou poměrem druhé časové konstanty a dopravním zpožděním. Jeden interval je menší nebo roven třem, druhý je větší než tři. Je možné volit stupeň filtrace derivační složky, který není specifikován, a proto byl vybrán často používaný $N = 20$. V rovnicích (2.37 až 2.39) jsou uvedeny výpočetní vztahy pro nastavení PID regulátoru s omezením $T_{m2}/\tau \leq 3$

$$r_0 = \frac{100}{\left(48+57\left[1-e^{-\frac{1,2T_{m1}}{\tau}}\right]\right)\frac{K_m\tau}{T_{m1}}\left(1+0,34\frac{T_{m2}}{\tau}-0,2\left[\frac{T_{m2}}{\tau}\right]^2\right)}, \quad (2.37)$$

$$T_i = \tau \left(1,5 - e^{-\frac{T_{m1}}{1,5\tau}}\right) \left(1 + 0,9 \left[1 - e^{-\frac{T_{m2}}{\tau}}\right]\right), \quad (2.38)$$

$$T_d = 0,56\tau \left(1 - e^{-\frac{1,2T_{m1}}{\tau}}\right) + 0,6T_{m2}, \quad (2.39)$$

kde K_m – zesílení soustavy,

T_{m1}, T_{m2} – časové konstanty,

τ – dopravní zpoždění.

V rovnicích (2.40 až 2.42) jsou uvedeny výpočetní vztahy pro omezení $T_{m2}/\tau > 3$ (O'Dwyer, 2006)

$$r_0 = \frac{2,5T_{m1}}{K_m\tau}, \quad (2.40)$$

$$T_i = \tau + 0,2T_{m2}, \quad (2.41)$$

$$T_d = \tau + 0,2T_{m2} \quad (2.42)$$

kde K_m – zesílení soustavy,

T_{m1}, T_{m2} – časové konstanty,

τ – dopravní zpoždění.

2.2.7 Lopez – LO

Metodu LO vyvinul Alfredo M. Lopez mladší. Metoda LO určuje parametry regulátoru ve tvaru R_1 a vychází z aproximace řízené soustavy A_3 . Cílem metody je minimalizace absolutní regulační odchylky. Metoda je omezena poměrem dopravního zpoždění a časové

konstanty, a také hodnotou součinitele tlumení, viz tab. 2.5, která udává i stavitelné parametry x_1 , x_2 a x_3 . V rovnicích (2.43 až 2.45) jsou uvedeny výpočetní vztahy pro nastavení PID regulátoru (O'Dwyer, 2009).

Tab. 2.5 – Stavitelné parametry – LO

| ζ | 0,5 | | | 0,6 | | | 0,8 | | |
|------------------------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|
| Stav. p. | x_1 | x_2 | x_3 | x_1 | x_2 | x_3 | x_1 | x_2 | x_3 |
| $\tau / T_{m1} = 0,1$ | 27,00 | – | 0,28 | 28,00 | – | 0,26 | 30,00 | – | 0,26 |
| $\tau / T_{m1} = 0,2$ | 9,50 | 0,61 | 0,48 | 10,50 | 0,59 | 0,45 | 11,50 | 0,57 | 0,41 |
| $\tau / T_{m1} = 0,5$ | 2,25 | 0,97 | 0,92 | 2,60 | 1,00 | 0,82 | 3,20 | 1,05 | 0,69 |
| $\tau / T_{m1} = 1,0$ | 0,78 | 1,11 | 1,40 | 1,00 | 1,25 | 1,20 | 1,40 | 1,47 | 0,94 |
| $\tau / T_{m1} = 2,0$ | 0,39 | 1,27 | 1,40 | 0,52 | 1,56 | 1,30 | 0,77 | 1,92 | 1,15 |
| $\tau / T_{m1} = 5,0$ | 0,42 | 2,70 | 1,40 | 0,45 | 2,90 | 1,50 | 0,53 | 3,00 | 1,70 |
| $\tau / T_{m1} = 10,0$ | 0,38 | 4,90 | 1,15 | 0,41 | 5,30 | 1,40 | 0,47 | 5,70 | 1,90 |

Tab. 2.5 – Stavitelné parametry – LO – pokračování

| ζ | 1 | | | 1,5 | | | 2,0 | | | 4,0 | | |
|------------------------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|
| Stav. p. | x_1 | x_2 | x_3 | x_1 | x_2 | x_3 | x_1 | x_2 | x_3 | x_1 | x_2 | x_3 |
| $\tau / T_{m1} = 0,1$ | 31,00 | – | 0,24 | 35,00 | – | 0,22 | 40,00 | – | – | 68,00 | – | – |
| $\tau / T_{m1} = 0,2$ | 13,00 | 0,59 | 0,43 | 16,00 | 0,56 | 0,30 | 19,50 | 0,56 | 0,25 | 47,00 | 0,53 | – |
| $\tau / T_{m1} = 0,5$ | 4,00 | 1,06 | 0,59 | 6,00 | 1,11 | 0,46 | 7,80 | 1,14 | 0,39 | 16,50 | 1,14 | 0,29 |
| $\tau / T_{m1} = 1,0$ | 1,85 | 1,56 | 0,82 | 3,00 | 1,75 | 0,68 | 4,30 | 1,85 | 0,60 | 9,00 | 1,92 | 0,52 |
| $\tau / T_{m1} = 2,0$ | 1,05 | 2,30 | 1,10 | 1,65 | 2,60 | 0,05 | 2,30 | 2,90 | 1,00 | 4,80 | 3,30 | 0,98 |
| $\tau / T_{m1} = 5,0$ | 0,62 | 3,60 | 1,90 | 0,85 | 4,30 | 2,10 | 1,10 | 4,80 | 2,15 | 2,15 | 6,50 | 2,30 |
| $\tau / T_{m1} = 10,0$ | 0,52 | 6,10 | 2,35 | 0,60 | 6,90 | 2,90 | 0,70 | 7,40 | 3,45 | 1,20 | 10,00 | 4,00 |

$$r_0 = \frac{x_1}{K_m}, \quad (2.43)$$

$$T_i = x_2 T_{m1}, \quad (2.44)$$

$$T_d = x_3 T_{m1} \quad (2.45)$$

kde K_m – zesílení soustavy,

T_{m1} – časová konstanta,

x_1, x_2, x_3 – stavitelné parametry.

2.2.8 Huang, Chao – HC

Metodu HC vyvinuli Hsiao P. Huang a Yung Ch. Chao. Metoda HC určuje parametry regulátoru ve tvaru R_3 a vychází z aproximace řízené soustavy A_2 . Cílem metody je dosažení minimální absolutní regulační odchylky. Metoda HC pracuje s omezením, že první časová

konstanta musí být větší než druhá. V rovnicích (2.46 až 2.48) jsou uvedeny výpočetní vztahy pro nastavení PID regulátoru. Je nutné nastavit stupeň filtrace derivační složky regulátoru, kdy $N = 8$ (O'Dwyer, 2009)

$$r_0 = \frac{0,817}{K_m} \frac{(T_{m1} + 1,4T_{m2})^{0,982}}{\left[T_{m1} \left(\frac{\tau}{T_{m2}} + 1,039 - \frac{1,398}{1,349 + \frac{T_{m1}}{T_{m2}}} \right) \right]^{0,982}}, \quad (2.46)$$

$$T_i = 0,903(T_{m1} + 1,4T_{m2}) \frac{\left[T_{m1} \left(\frac{\tau}{T_{m2}} + 1,039 - \frac{1,398}{1,349 + \frac{T_{m1}}{T_{m2}}} \right) \right]^{0,780}}{(T_{m1} + 1,4T_{m2})^{0,780}}, \quad (2.47)$$

$$T_d = 0,602(T_{m1} + 1,4T_{m2}) \frac{\left[T_{m1} \left(\frac{\tau}{T_{m2}} + 1,039 - \frac{1,398}{1,349 + \frac{T_{m1}}{T_{m2}}} \right) \right]^{0,954}}{(T_{m1} + 1,4T_{m2})^{0,954}}, \quad (2.48)$$

kde K_m – zesílení soustavy,
 T_{m1}, T_{m2} – časové konstanty.

2.2.9 Chao – CH

Metodu CH vyvinul Yung Ch. Chao. Metoda CH určuje parametry regulátoru ve tvaru R_3 a vychází z aproximace řízené soustavy A_3 . Cílem metody je dosažení minimální ITAE. Metoda je omezena intervalem popsáným vztahem (2.49). Je nutné nastavit stupeň filtrace derivační složky regulátoru, kdy $N = 8$

$$0,05 \leq \frac{0,5\tau}{\xi T_{m1}} \leq 0,5, \quad (2.49)$$

kde ξ – součinitel tlumení,
 T_{m1} – časová konstanta,
 τ – dopravní zpoždění.

V rovnicích (2.50 až 2.52) jsou uvedeny výpočetní vztahy pro nastavení PID regulátoru s omezením $0,8 \leq \zeta \leq 3$

$$r_0 = \frac{-0,2641 + 0,7736\xi - 0,1486\xi^2}{K_m} \left(\frac{\tau}{2\xi T_{m1}} \right)^{-0,7225 - 0,04344\xi - 0,001247\xi^2}, \quad (2.50)$$

$$T_i = 2\xi T_{m1} (0,22257 + 0,7452\xi - 0,1451\xi^2) \left(\frac{\tau}{2\xi T_{m1}} \right)^{0,03138 - 0,04430\xi + 0,01120\xi^2}, \quad (2.51)$$

$$T_d = 2\xi T_{m1} e^{0,05515 - 0,7031\xi + 0,1433\xi^2} + (-1,2256 + 1,8544\xi - 0,3366\xi^2) \ln \left(\frac{\tau}{2\xi T_{m1}} \right) + (-0,2315 + 0,3402\xi - 0,06757\xi^2) \left[\ln \left(\frac{\tau}{2\xi T_{m1}} \right) \right]^2, \quad (2.52)$$

kde K_m – zesílení soustavy,

T_{m1} – časová konstanta,

ξ – součinitel tlumení,

τ – dopravní zpoždění.

V rovnicích (2.53 až 2.55) jsou uvedeny výpočetní vztahy pro omezení $0,3 \leq \xi \leq 0,8$ (O'Dwyer, 2006)

$$r_0 = \frac{1,1295 - 2,8584\xi + 2,1176\xi^2}{K_m} \left(\frac{\tau}{2\xi T_{m1}} \right)^{-0,9904 - 2,5311\xi + 2,8008\xi^2}, \quad (2.53)$$

$$T_i = 2\xi T_{m1} (8,6286 - 20,70\xi + 13,203\xi^2) \left(\frac{0,5\tau}{\xi T_{m1}} \right)^{0,7962 - 2,4809\xi + 1,7611\xi^2}, \quad (2.54)$$

$$T_d = 2\xi T_{m1} e^{3,9285 - 12,874\xi + 8,6434\xi^2} + (3,2228 - 12,034\xi + 9,2547\xi^2) \ln \left(\frac{0,5\tau}{\xi T_{m1}} \right) + (0,6366 - 3,0208\xi + 2,4603\xi^2) \left[\ln \left(\frac{0,5\tau}{\xi T_{m1}} \right) \right]^2, \quad (2.55)$$

kde K_m – zesílení soustavy,

T_{m1} – časová konstanta,

ξ – součinitel tlumení,

τ – dopravní zpoždění.

2.2.10 Panda – PA

Metodu PA vyvinuli Rames C. Panda, Cheng. Ch. Yu a Hsiao P. Huang. Metoda PA určuje parametry regulátoru ve tvaru R_3 a vychází z aproximace řízené soustavy A_3 . Je nutné nastavit stupeň filtrace derivační složky regulátoru, kdy $N = 8$. V rovnicích (2.56 až 2.58) jsou uvedeny výpočetní vztahy pro nastavení PID regulátoru (O'Dwyer, 2006)

$$r_0 = \frac{3}{K_m \left(1 + \frac{1,5\tau}{\xi T_{m1}} \right)}, \quad (2.56)$$

$$T_i = 2\xi T_{m1}, \quad (2.57)$$

$$T_d = \frac{T_{m1}}{2\xi}, \quad (2.58)$$

kde K_m – zesílení soustavy,

T_{m1} – časová konstanta,

ξ – součinitel tlumení,

τ – dopravní zpoždění.

2.2.11 Haalman – HA

Metodu HA vyvinul A. Haalman. Metoda HA určuje parametry regulátory ve tvaru R_2 a vychází z aproximace řízené soustavy A_2 . Cílem je dosažení minimální kvadratické plochy regulační odchylky. Regulátor pracuje s mírou citlivosti $M_s = 1,9$ a omezením $T_{m1} > T_{m2}$. V rovnicích (2.59 až 2.61) jsou uvedeny výpočetní vztahy pro nastavení PID regulátoru (O'Dwyer, 2006)

$$r_0 = \frac{2T_{m1}}{(3K_m\tau)}, \quad (2.59)$$

$$T_i = T_{m1}, \quad (2.60)$$

$$T_d = T_{m2}, \quad (2.61)$$

kde K_m – zesílení soustavy,

T_{m1}, T_{m2} – časové konstanty,

τ – dopravní zpoždění.

2.2.12 Jones, Tham – JT

Metodu JT vyvinuli Richard W. Jones a Ming T. Tham. Metoda JT určuje parametry regulátoru ve tvaru R_1 a vychází z aproximace řízené soustavy A_4 . Metoda bere ohled na robustnost kompenzovaného systému označenou λ . V rovnicích (2.62 až 2.64) jsou uvedeny výpočetní vztahy pro nastavení PID regulátoru (O'Dwyer, 2009)

$$r_0 = \frac{T_{m1} + T_{m2} + T_{m3}}{K_m(\lambda + \tau)}, \quad (2.62)$$

$$T_i = T_{m1} + T_{m2} + T_{m3}, \quad (2.63)$$

$$T_d = \frac{T_{m1}T_{m2} + T_{m2}T_{m3} + T_{m1}T_{m3}}{T_{m1} + T_{m2} + T_{m3}}, \quad (2.64)$$

kde K_m – zesílení soustavy,

T_{m1}, T_{m2}, T_{m3} – časové konstanty,

λ – robustnost kompenzovaného systému,

τ – dopravní zpoždění.

2.2.13 Trybus – TR

Metodu TR vyvinul Leszek Trybus. Metoda TR určuje parametry regulátoru ve tvaru R_1 a vychází z aproximace řízené soustavy A_5 . Metoda je omezena pouze na soustavu třetího, čtvrtého a pátého řádu se stejnou časovou konstantou T_{m1} , a také je omezena poměrem dopravního zpoždění a časové konstanty v rozmezí 0,2 až ∞ . V případě vyššího poměru než

$\tau/T_{m1} = 20$ je vybrána tato poslední možnost. Je možné volit parametr x_1 , jehož hodnoty jsou uvedeny v tab. 2.6. V rovnicích (2.65 až 2.67) jsou uvedeny výpočetní vztahy pro nastavení PID regulátoru s omezením $0,2 \leq \tau/T_{m1} \leq 2$

$$r_0 = \frac{2x_1}{K_m}, \quad (2.65)$$

$$T_i = 2T_{m1}, \quad (2.66)$$

$$T_d = 0,5T_{m1}, \quad (2.67)$$

kde K_m – zesílení soustavy,
 T_{m1} – časová konstanta,
 x_1 – stavitelný parametr,
 τ – dopravní zpoždění.

V rovnicích (2.68 až 2.70) jsou uvedeny výpočetní vztahy pro omezení $\tau/T_{m1} > 2$ (O'Dwyer, 2009)

$$r_0 = \frac{(1+\tau)x_1}{K_m}, \quad (2.68)$$

$$T_i = T_{m1} + 0,5\tau, \quad (2.69)$$

$$T_d = \frac{0,5T_{m1}\tau}{T_{m1}+0,5\tau}, \quad (2.70)$$

kde K_m – zesílení soustavy,
 T_{m1} – časová konstanta,
 x_1 – stavitelný parametr,
 τ – dopravní zpoždění.

Tab. 2.6 – Stavitelné parametry – TR

| | | | | | | | | | | | |
|-----------------|------|------|------|------|------|------|------|------|------|------|-----|
| τ / T_{m1} | 0,20 | 0,22 | 0,25 | 0,29 | 0,33 | 0,40 | 0,50 | 0,67 | 1,00 | 2,00 | n |
| x_1 | 0,23 | 0,23 | 0,22 | 0,22 | 0,21 | 0,21 | 0,20 | 0,18 | 0,16 | 0,12 | 3 |
| x_1 | 0,14 | 0,14 | 0,14 | 0,14 | 0,14 | 0,13 | 0,13 | 0,12 | 0,11 | 0,09 | 4 |
| x_1 | 0,10 | 0,10 | 0,10 | 0,10 | 0,10 | 0,10 | 0,10 | 0,10 | 0,09 | 0,07 | 5 |

Tab. 2.6 – Stavitelné parametry – TR – pokračování

| | | | | | | | | | | |
|-----------------|------|------|------|------|------|------|------|-------|-------|-----|
| τ / T_{m1} | 2,20 | 2,50 | 2,90 | 3,30 | 4,00 | 5,00 | 6,70 | 10,00 | 20,00 | n |
| x_1 | 0,12 | 0,13 | 0,15 | 0,16 | 0,19 | 0,21 | 0,26 | 0,32 | 0,43 | 3 |
| x_1 | 0,09 | 0,10 | 0,11 | 0,13 | 0,15 | 0,17 | 0,21 | 0,26 | 0,37 | 4 |
| x_1 | 0,07 | 0,08 | 0,09 | 0,10 | 0,12 | 0,14 | 0,17 | 0,22 | 0,33 | 5 |

3 KVALITA REGULACE

Porovnání různých metod nastavení PID regulátoru bude provedeno pomocí porovnání kvality regulace.

Kvalitu regulace lze posuzovat v časové, frekvenční nebo v komplexní oblasti. Nejčastěji používaná je časová oblast pro její jednoduchost. Kvalita se posuzuje na základě průběhu odezvy regulované veličiny vyvolané skokovou změnou žádané hodnoty nebo poruchy. Mezi základní kritéria kvality patří doba regulace t_r , rychlost odezvy t_o , relativní překmit y_{rp} . Dalšími kritérii jsou velikost trvalé regulační odchylky a počet přeregulování po dobu regulace.

Pak jsou tzv. integrální kritéria kvality, která vychází z regulačních ploch, které vzniknou rozdílem regulačních odchylek regulované veličiny a nové ustálené hodnoty. Výsledkem tohoto kritéria je hodnota plochy, která by měla vycházet co nejmenší $J \rightarrow 0$. Problémem základního integrálního kritéria je jeho nevhodnost pro kmitavé průběhy, kde dochází ke sčítání ploch s kladnými a zápornými znaménky. Plocha nad ustálenou hodnotou je kladná, plocha pod ustálenou hodnotou je záporná. Pak by na mezi stability kritérium dosahovalo nejnižších hodnot. Proto se využívá modifikací, které upravují hodnoty.

3.1 IAE

Integrál absolutní plochy regulačních odchylek je vhodný pro kmitavé i nekmitavé průběhy. Nevýhodou je nemožnost analytického výpočtu pro kmitavé průběhy. Lze určit jen simulačně. Kritérium převrací plochy pod křivkou, tudíž plochy se pouze sčítají. IAE je dáno vztahem

$$J_{IAE} = \int_0^{\infty} |e(t)| dt = \int_0^{\infty} |w(t) - y(t)| dt, \quad (3.1)$$

kde $e(t)$ – regulační odchylka,
 $w(t)$ – žádaná hodnota,
 $y(t)$ – regulovaná veličina.

3.2 ISE

Integrál kvadrátu plochy regulačních odchylek je vhodný pro kmitavé i nekmitavé průběhy, přičemž oproti IAE lze spočítat i analyticky, ale průběhy bývají až příliš kmitavé. ISE je dáno vztahem

$$J_{ISE} = \int_0^{\infty} (e(t))^2 dt = \int_0^{\infty} (w(t) - y(t))^2 dt, \quad (3.2)$$

kde $e(t)$ – regulační odchylka,
 $w(t)$ – žádaná hodnota,
 $y(t)$ – regulovaná veličina.

3.3 DOBA REGULACE

Doba regulace je definována časem, kdy regulovaná veličina vstoupí do pásma tolerance $\pm \Delta$ a již ho neopustí. Přičemž pásmo tolerance je dáno vztahem a nejčastěji nabývá hodnot 2 nebo 5 %

$$\Delta = \delta y(\infty), \quad (3.3)$$

kde $\delta = 0,01$ až $0,05$,
 $y(\infty)$ – ustálená regulovaná veličina.

3.4 RELATIVNÍ PŘEKMIT

Relativní překmit, též označovaný jako přeregulování, je definován vztahem

$$y_{rp} = \frac{y_{\max} - y(\infty)}{y(\infty)}, \quad (3.4)$$

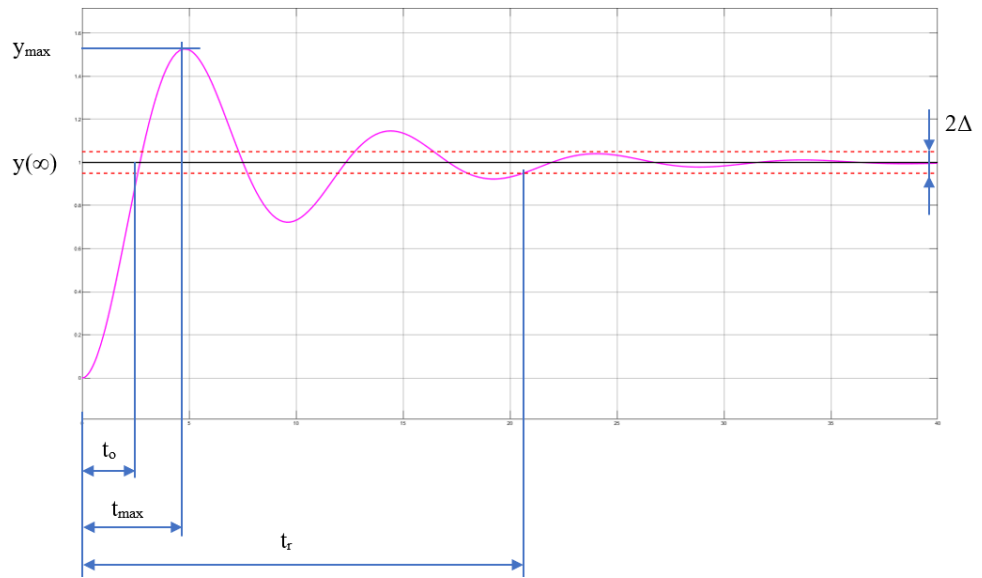
kde y_{\max} – maximální hodnota regulované veličiny při překmitu,
 $y(\infty)$ – ustálená regulovaná veličina.

Dobu dosažení překmitu označíme t_{\max} . Překmit lze měřit pouze u kmitavého, periodického průběhu, jinak by $y_{rp} = 0$.

3.5 RYCHLOST ODEZVY

Rychlost odezvy t_0 je definována jako doba, kdy regulovaná veličina poprvé dosáhne ustálené hodnoty. Někdy je definována jako doba od 10 % do 90 % ustálené hodnoty.

Doba regulace, relativní překmit a rychlost odezvy jsou zobrazeny na obr. 3.1.



Obr. 3.1 – Odezva URO s ukazateli kvality

4 SIMULACE

Porovnání různých metod nastavení PID regulátoru bylo provedeno na základě simulace regulačních experimentů s pěti vybranými regulovanými soustavami. Všechny regulované soustavy byly buď s dopravním zpožděním (S_{1a} , S_{1b}) nebo vyššího (třetího) řádu (S_2 , S_3 a S_4), aby bylo možné vždy určit kritické hodnoty. Parametry všech regulovaných soustav byly zvoleny tak, aby soustava měla jednotkové zesílení a přibližně stejnou dobu do ustálení.

U všech regulačních experimentů byly vyhodnoceny čtyři parametry kvality regulace (ISE, přeregulování, doba náběhu a doba regulace) pro možnost objektivního porovnání průběhů pro různá nastavení a modifikace (R_1 až R_4) PID regulátorů. Pro usnadnění porovnání byly hodnoty parametrů vztaheny k referenčním hodnotám získaným při použití standardního PID regulátoru s parametry nastavenými metodou Zieglera-Nicholse vycházející z kritických hodnot regulované soustavy.

Parametry aproximačních přenosů (A_1 až A_5), potřebné pro některé metody nastavení, byly pro každou metodu určeny numerickou optimalizací v prostředí MATLAB. Pro vyhledání optimálních hodnot byla použita funkce `fminsearch`. Pro výpočet odezvy jak aproximované soustavy, tak i aproximačního přenosu s aktuálními hodnotami hledaných parametrů, byla použita funkce `lsim`. Minimalizováno bylo kritérium suma kvadrátu rozdílu referenční a z aproximačního přenosu počítané odezvy.

4.1 SOUSTAVA 1. ŘÁDU S DOPRAVNÍM ZPOŽDĚNÍM – KRÁTKÉ

Parametry aproximačních přenosů byly určeny numerickou optimalizací v prostředí MATLAB. Ve výpočetním prostředí MATLAB bylo využito funkce `fminsearch`, která hledá optimální parametry, funkce `lsim` pro výpočet odezvy jak aproximované soustavy, tak i aproximačního přenosu s aktuálními hodnotami hledaných parametrů a funkce `chyba`, která vypočítává sumu kvadrátu rozdílu referenční a z aproximačního přenosu počítané odezvy. Cílem metody je dosažení minimální (vzhledem ke zvolenému kritériu) odchylky mezi odezvou aproximované soustavy a aproximačním modelem. Soustava S_{1a} je dána vztahem

$$F_{S_{1a}}(s) = \frac{1}{5s+1} e^{-2,5s}. \quad (4.1)$$

4.1.1 Aproximační přenosy

Soustava byla aproximována pěti modely a byly vypočteny i kritické parametry pomocí funkce `margin`. Kritické parametry jsou uvedeny v tab. 4.1 a parametry soustavy, aproximací

jsou uvedeny v tab. 4.2. První aproximační model má stejný tvar jako soustava, tudíž není třeba odhadovat parametry, viz rovnice 4.2. Parametry dalších aproximací již bylo třeba analyticky určit. Přenosy aproximací A_2 až A_5 jsou uvedeny vztahy

$$F_{A_1}(s) = \frac{1}{5s+1} e^{-2,5s}, \quad (4.2)$$

$$F_{A_2}(s) = \frac{1,0005}{(3,6621s+1)(3,6620s+1)} e^{2,6397s}, \quad (4.3)$$

$$F_{A_3}(s) = \frac{0,9946}{3,8921^2s^2+2 \cdot 0,9127 \cdot 3,8921s+1} e^{2,6871s}, \quad (4.4)$$

$$F_{A_4}(s) = \frac{1}{(5s+1)(6,7573 \cdot 10^{-5}s+1)(1,4603 \cdot 10^{-4}s+1)} e^{-2,4998s}, \quad (4.5)$$

$$F_{A_5}(s) = \frac{0,9907}{(2,3515s+1)^3} e^{0,1344s}. \quad (4.6)$$

Tab. 4.1 – Kritické parametry soustavy S_{1a}

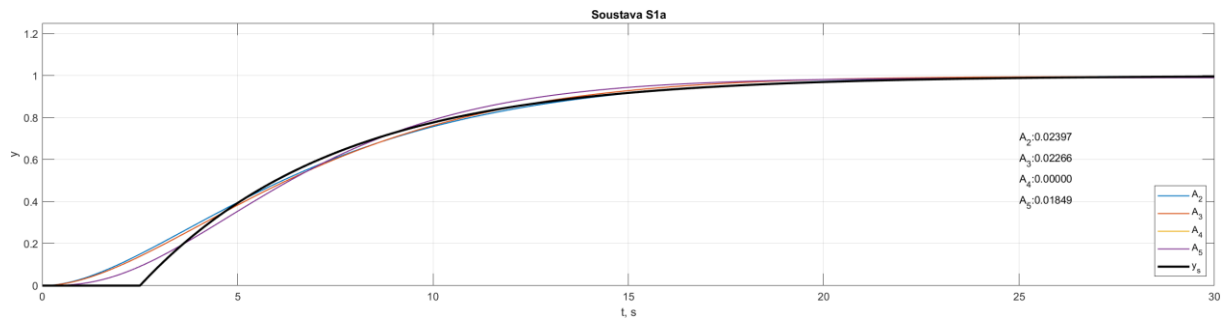
| | |
|----------|--------|
| r_{0k} | 3,8069 |
| T_k | 8,5528 |

Tab. 4.2 – Parametry aproximací soustavy S_{1a}

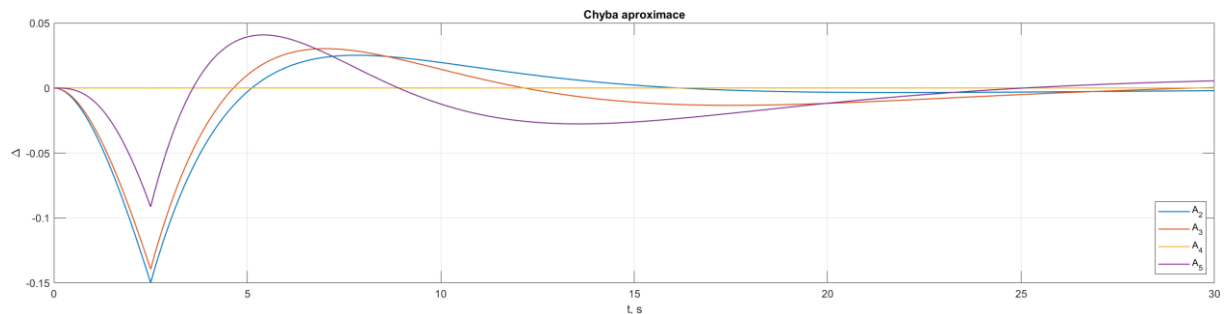
| Soustava, aproximace | K_m | T_{m1} | T_{m2} | T_{m3} | τ | n | ξ |
|----------------------|--------|----------|------------------------|------------------------|--------|-----|--------|
| S_{1a} | 1 | 5 | – | – | 2,5 | – | – |
| A_1 | 1 | 5 | – | – | 2,5 | – | – |
| A_2 | 1,0050 | 3,6621 | 3,6620 | – | 0 | – | – |
| A_3 | 0,9946 | 3,8921 | – | – | 0 | – | 0,9127 |
| A_4 | 1 | 5 | $6,7573 \cdot 10^{-5}$ | $1,4603 \cdot 10^{-4}$ | 2,4998 | – | – |
| A_5 | 0,9907 | 2,3515 | – | – | 0 | 3 | – |

Na obr. 4.1 jsou zobrazeny přechodové charakteristiky soustavy S_{1a} a jejích aproximací. Na obrázku jsou rovněž zobrazeny hodnoty kvadratické chyby aproximace (A_n), které se

pohybují v setinách hodnoty, což již lze považovat za přesné určení parametrů. Na obr. 4.2 jsou zobrazeny kvadratické rozdíly aproximací a soustavy S_{1a} v čase.



Obr. 4.1 – Přechodová charakteristika soustavy S_{1a} a aproximací

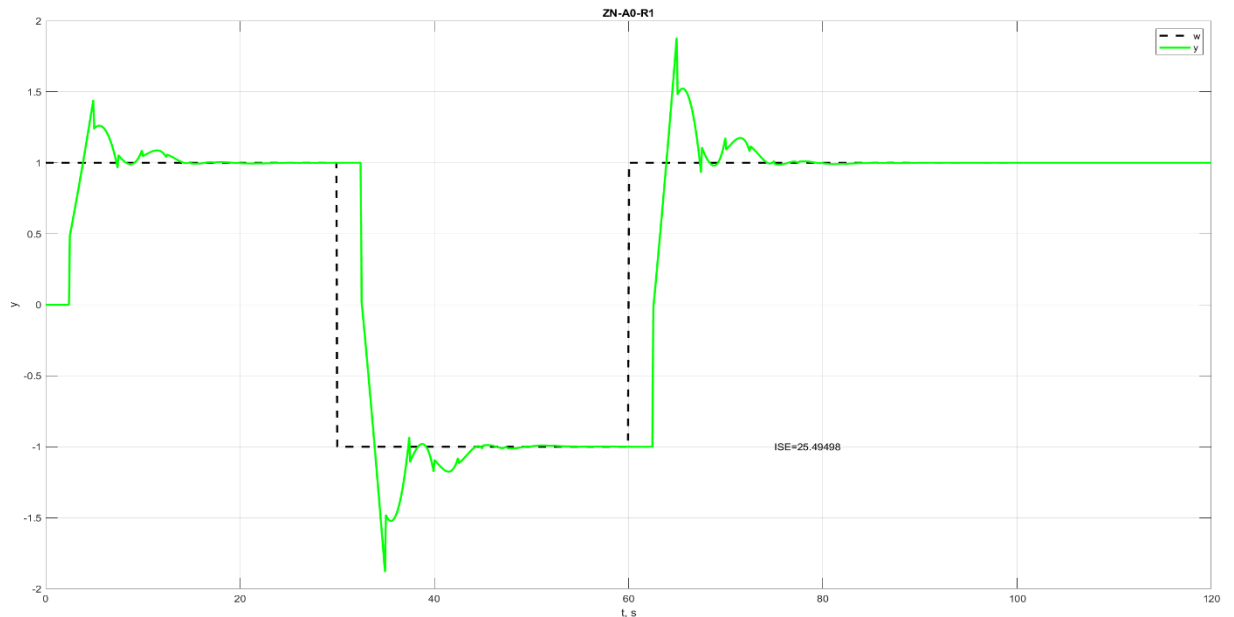


Obr. 4.2 – Chyby aproximací soustavy S_{1a}

4.1.2 Simulace regulace

Experiment byl sledován v čase 120 s, kdy se v čase $t = 0$ s skokově změní žádaná hodnota w z nuly do jedné. V této hodnotě setrvává do $t = 30$ s, kdy klesne na nulu a v čase $t = 60$ s opět skokově stoupne na hodnotu jedna. Na této úrovni setrvá do konce experimentu.

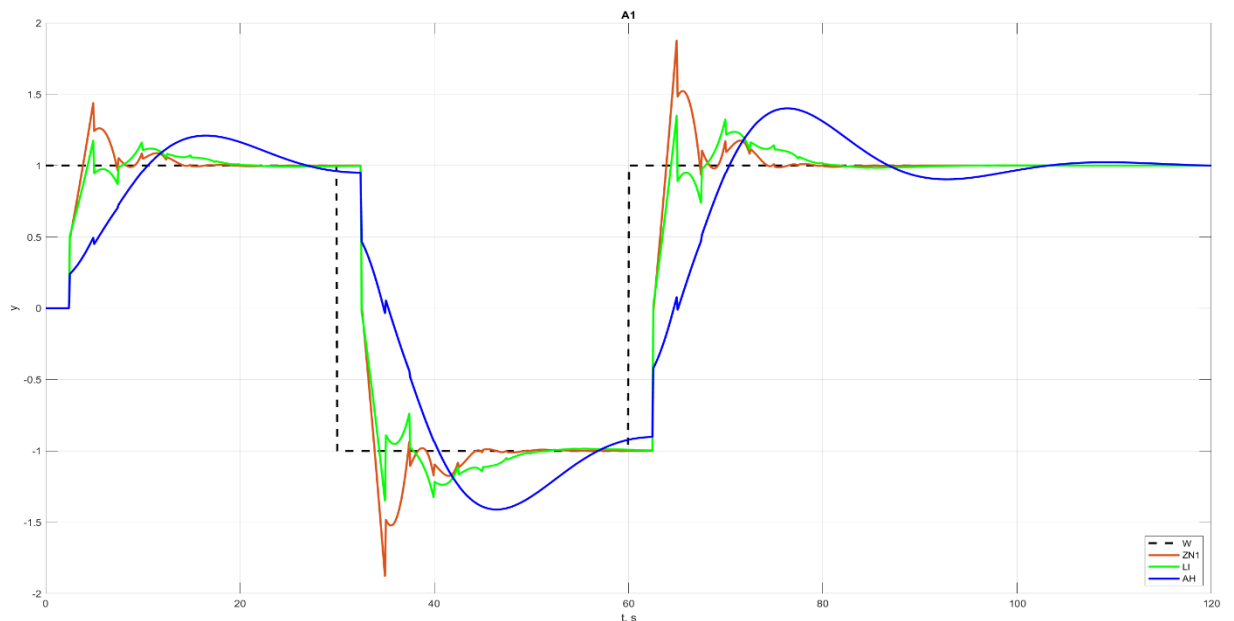
Základní metodou nastavení regulátoru byla ZNA_0R_1 určena z kritických parametrů. Přechodová charakteristika je zobrazena na obr. 4.3. Další metody jsou vyhodnoceny vůči referenční metodě ZNA_0R_1 a vůči kvalitě regulace na žádanou hodnotu.



Obr. 4.3 – Přejchodová charakteristika ZNA_0R_1

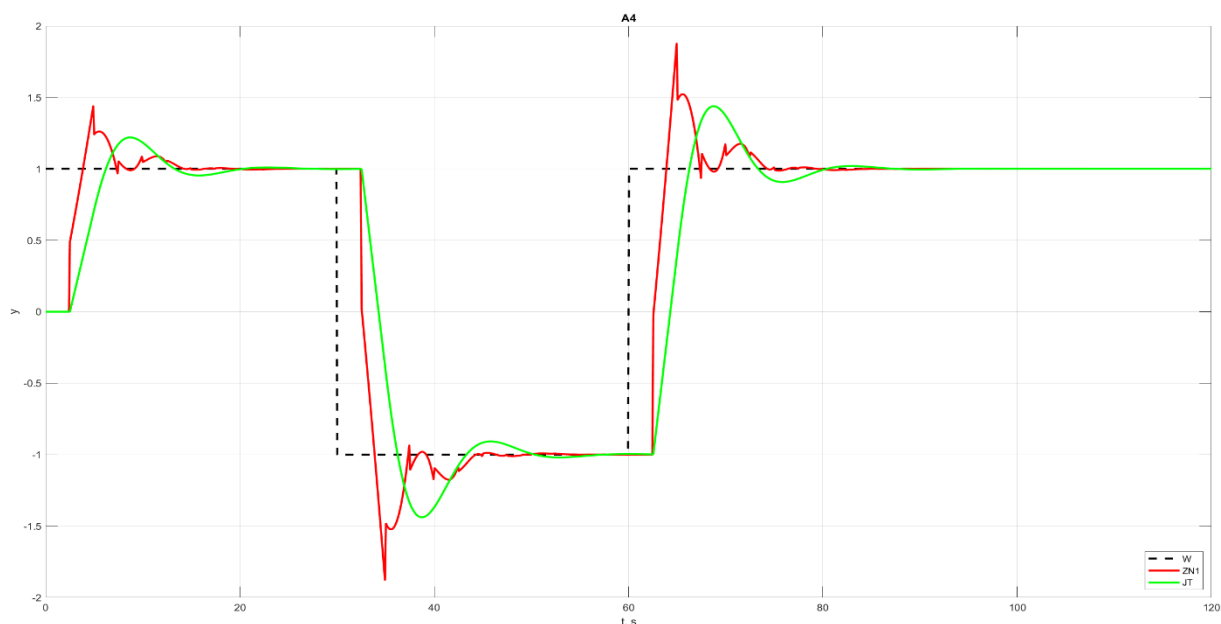
Vybrané metody s aproximací A_1 jsou zobrazeny na obr. 4.4. Metoda LI jako jediná dosáhla nižší hodnoty ISE než referenční metoda. Naopak metoda AH z této skupiny dosáhla nejvyšší hodnoty, ale jako jediná nereaguje rychlou regulací, která způsobí více kmitů při změně žádané hodnoty nebo poruchy.

Aproximační přenosy A_2 , A_3 a A_5 obsahují nulové dopravní zpoždění, které vybrané metody nedokážou zpracovat, regulační pochod je příliš kmitavý nebo se neustálí.



Obr. 4.4 – Porovnání metod LI a AH s metodou ZNA_0R_1

Metoda JT s aproximací A₄ reaguje pomaleji než referenční metoda, což je vidět na době



Obr. 4.5 – Porovnání metody JT s metodou ZNA₀R₁

náběhu, která je delší o 145,7 % a na době regulace $t_r = 28,7$ %. Tento delší průběh je způsoben méně agresivním nastavením regulátoru. Důkazem je o 15 % menší přeregulování, viz obr. 4.5.

V tab. 4.3 jsou uvedeny výsledky regulací všech aproximací. Hodnoty v tabulce jsou procentuálně vyjádřeny vůči referenční metodě, která má $ISE = 25,495$, přeregulování 1,44, dobu náběhu 11,7 s a dobu regulace 145,5 s. Doba regulace pracuje s pásmem tolerance 2 %.

Tab. 4.3 – Vyhodnocení soustavy S_{1a}

| Metoda | Aproximační model | ISE, % | Přeregulování, % | Doba náběhu, % | Doba regulace, % |
|--------|-------------------|--------|------------------|----------------|------------------|
| ZN1 | A ₀ | 100,0 | 100,0 | 100,0 | 100,0 |
| ZN2 | A ₁ | 100,0 | 106,0 | 76,4 | 100,1 |
| LI | A ₁ | 96,5 | 81,7 | 133,5 | 127,7 |
| TA | A ₁ | 100,0 | 106,0 | 76,4 | 121,9 |
| WW | A ₁ | 127,8 | 113,3 | 72,7 | 196,4 |
| AH | A ₁ | 144,8 | 84,2 | 584,7 | 273,6 |
| SH1 | A ₂ | – | – | – | – |
| HA | A ₂ | – | – | – | – |
| HC | A ₂ | – | – | – | – |
| SH2 | A ₂ | – | – | – | – |

Tab. 4.3 – Vyhodnocení soustavy S_{1a} – pokračování

| Metoda | Aproximační model | ISE, % | Přeregulování, % | Doba náběhu, % | Doba regulace, % |
|--------|-------------------|--------|------------------|----------------|------------------|
| LO | A_3 | – | – | – | – |
| CH | A_3 | – | – | – | – |
| PA | A_3 | – | – | – | – |
| JT | A_4 | 136,9 | 84,8 | 245,7 | 128,7 |
| TR | A_5 | – | – | – | – |

Z tabulky je vidět, že metoda ZN1 z kritických parametrů má nejkratší dobu regulace, zatímco ostatní metody jsou pomalejší, ale mají buď lepší dobu náběhu, nebo menší přeregulování.

4.2 SOUSTAVA 1. ŘÁDU S DOPRAVNÍM ZPOŽDĚNÍM – DLOUHÉ

Aproximační přenosy byly vytvořeny metodou experimentální identifikace pomocí optimalizace v prostředí MATLAB. Tato soustava se liší od soustavy S_{1a} v délce dopravního zpoždění, které u S_{1b} je $\tau = 10$ s. Soustava S_{1b} je definována vztahem

$$F_{S_{1b}}(s) = \frac{1}{5s+1} e^{-10s}. \quad (4.7)$$

4.2.1 Aproximační přenosy

Soustava byla rovněž aproximována pěti modely a byly vypočteny i kritické parametry pomocí funkce margin. Kritické parametry jsou uvedeny v tab. 4.4 a parametry soustavy, aproximací jsou uvedeny v tab. 4.5. První aproximační model je totožný se soustavou S_{1b} , proto není třeba odhadovat parametry. Parametry dalších aproximací již bylo třeba analyticky určit. Přenosy aproximací A_2 až A_5 jsou uvedeny vztahy

$$F_{A_1}(s) = \frac{1}{5s+1} e^{-10s}, \quad (4.8)$$

$$F_{A_2}(s) = \frac{1}{(0,0327s+1)(4,9992s+1)} e^{-9,9679s}, \quad (4.9)$$

$$F_{A_3}(s) = \frac{1}{0,5647^2s^2+2\cdot4,4820\cdot0,5647s+1} e^{-9,9368s}, \quad (4.10)$$

$$F_{A_4}(s) = \frac{0,9999}{(4,981s+1)(0,042s+1)(0,2693s+1)} e^{-9,701s}, \quad (4.11)$$

$$F_{A_5}(s) = \frac{0,9884}{(2,3610s+1)^3} e^{-7,45s}. \quad (4.12)$$

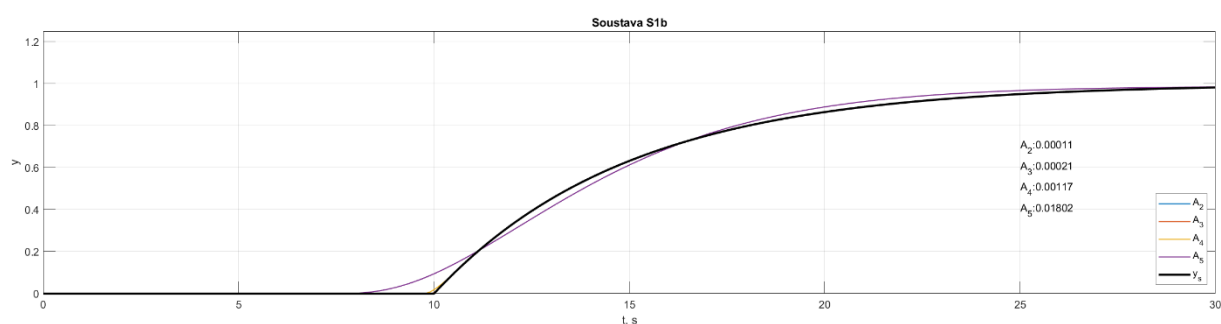
Tab. 4.4 – Kritické parametry soustavy S_{1b}

| | |
|----------|---------|
| r_{0k} | 1,5198 |
| T_k | 27,4504 |

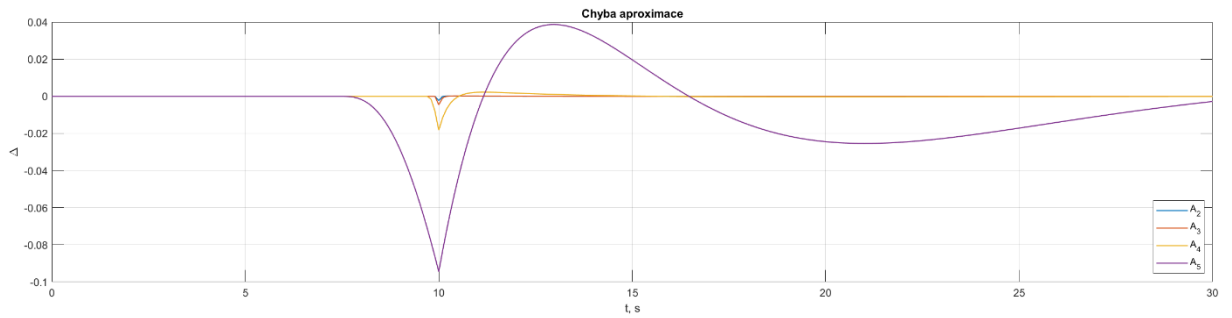
Tab. 4.5 – Parametry aproximací soustavy S_{1b}

| Soustava, aproximace | K_m | T_{m1} | T_{m2} | T_{m3} | τ | n | ξ |
|----------------------|--------|----------|----------|----------|--------|-----|--------|
| S_{1b} | 1 | 5 | – | – | 10 | – | – |
| A_1 | 1 | 5 | – | – | 10 | – | – |
| A_2 | 1 | 0,0327 | 4,9992 | – | 9,9679 | – | – |
| A_3 | 1 | 0,5647 | – | – | 9,9368 | – | 4,4820 |
| A_4 | 0,9999 | 4,9810 | 0,0420 | 0,2693 | 9,7010 | – | – |
| A_5 | 0,9884 | 2,3610 | – | – | 7,4500 | 3 | – |

Na obr. 4.6 jsou zobrazeny přechodové charakteristiky soustavy S_{1b} a její aproximací. Na obrázku jsou rovněž zobrazeny hodnoty kvadratické chyby aproximace (A_n), které se až na aproximaci A_5 pohybují v tisících hodnoty, což již lze považovat za přesné určení parametrů. Na obr. 4.7 jsou zobrazeny kvadratické rozdíly aproximací a soustavy S_{1b} v čase.



Obr. 4.6 – Přechodová charakteristika soustavy S_{1b} a aproximací

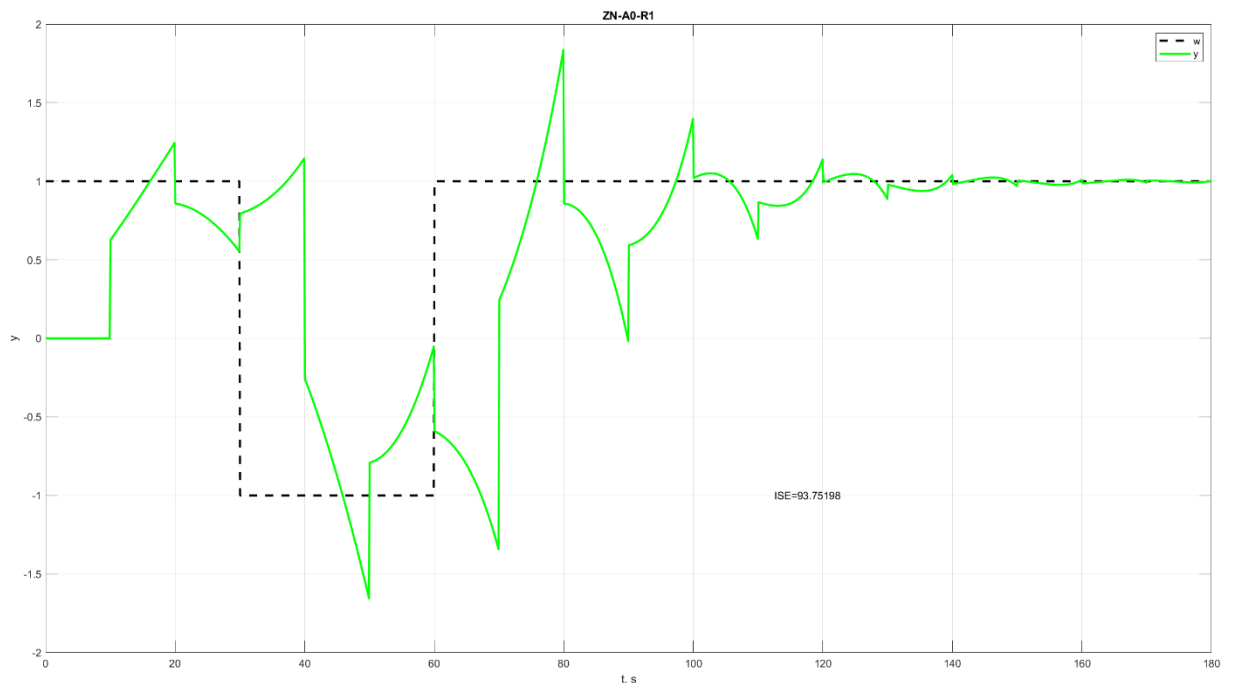


Obr. 4.7 – Chyby aproximací soustavy S_{1b}

4.2.2 Simulace regulace

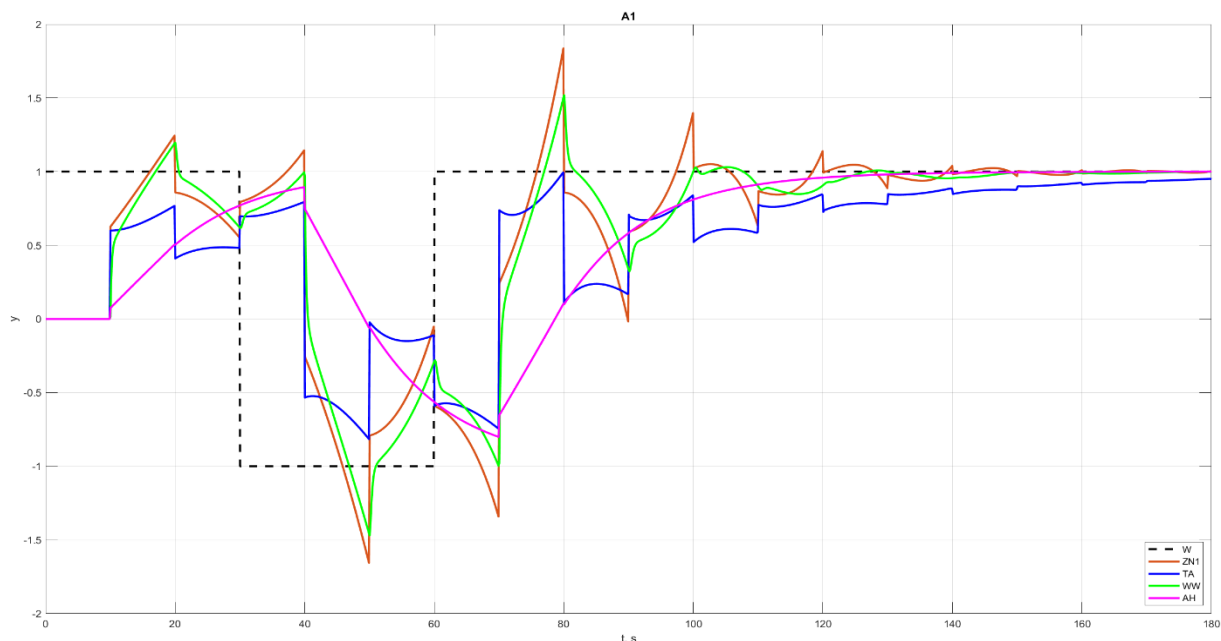
Experiment byl sledován v čase 180 s, kdy se v čase $t = 0$ s skokově změní žádaná hodnota w z nuly do jedné. V této hodnotě setrvává do $t = 30$ s, kdy klesne na nulu a v čase $t = 60$ s opět skokově stoupne na hodnotu jedna. Na této úrovni setrvá do konce experimentu.

Základní metodou nastavení regulátoru byla ZNA_0R_1 určena z kritických parametrů. Přechodová charakteristika je zobrazena na obr. 4.8. Další metody jsou vyhodnoceny vůči referenční metodě ZNA_0R_1 a vůči kvalitě regulace na žádanou hodnotu.



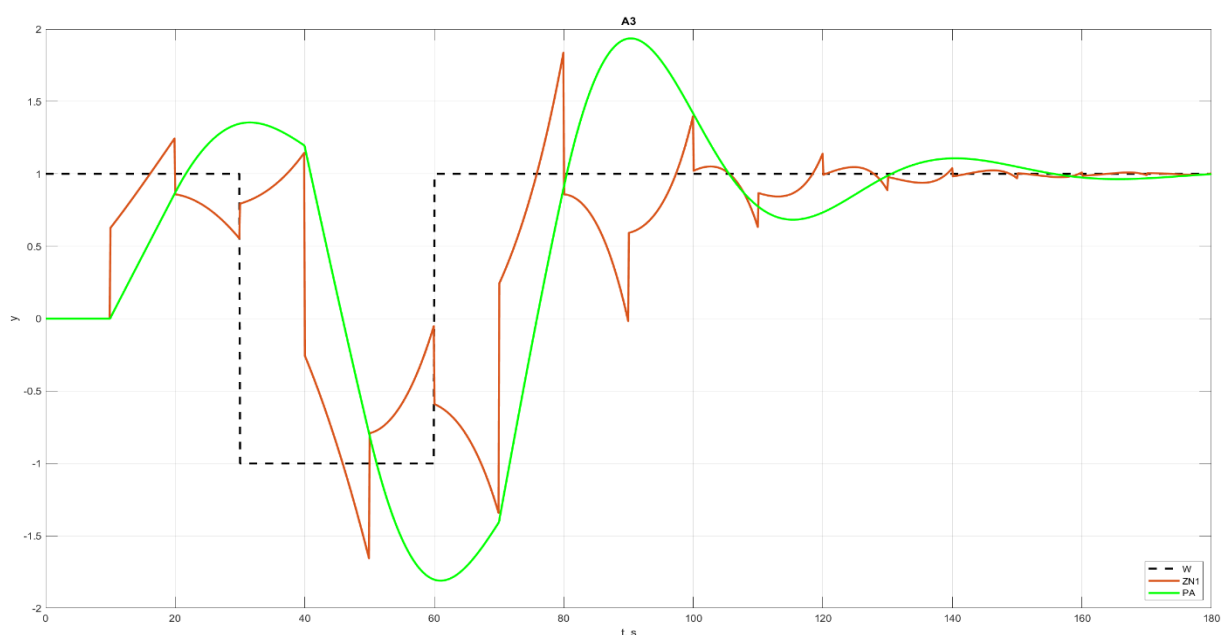
Obr. 4.8 – Přechodová charakteristika ZNA_0R_1

Vybrané metody s aproximací A_1 jsou zobrazeny na obr. 4.9. Metoda WW je klidnější verze metody ZN, nedosahuje takového přeregulování, ale má delší dobu náběhu a regulace. Metody TA a AH mají přechodové charakteristiky bez přeregulování. Rozdíl mezi těmito metodami je v kmitání, kdy AH reguluje plynule. Metoda AH jako jediná dosáhla nižší doby regulace než referenční metoda.



Obr. 4.9 – Porovnání metod TA, WW a AH s metodou ZNA_0R_1

Metoda PA je v porovnání s referenční metodou pomalejší, ale má menší počet kmitů, viz obr. 4.10.



Obr. 4.10 – Porovnání metody PA s metodou ZNA_0R_1

Metoda ZN1 dosahuje přeregulování 1,24, doby náběhu $t_o = 46,4$ s a doby regulace $t_r = 769,3$ s. Doba regulace metody PA je delší o 18,6 %. Zato má klidnější průběh a menší počet kmitů.

V porovnání se soustavou S_{1a} lze soustavu S_{1b} regulovat větším množstvím vybraných metod, a to z toho důvodu, že u soustavy S_{1a} došlo během aproximace k zápornému dopravnímu zpoždění, které metody neumí zpracovat. Dále se u soustavy s dlouhým dopravním zpožděním podařilo dosáhnout dvou kratších dob regulací než referenční metoda. U soustavy s krátkým dopravním zpožděním se žádné metodě nepodařilo kratší doby regulace.

V tab. 4.6 jsou uvedeny výsledky regulací všech aproximací. Hodnoty v tabulce jsou procentuálně vyjádřeny vůči referenční metodě, která má $ISE = 93,752$. Doba regulace pracuje s pásmem tolerance 2 %.

Tab. 4.6 – Vyhodnocení soustavy S_{1b}

| Metoda | Aproximační model | ISE, % | Přeregulování, % | Doba náběhu, % | Doba regulace, % |
|--------|-------------------|--------|------------------|----------------|------------------|
| ZN1 | A_0 | 100,0 | 100,0 | 100,0 | 100,0 |
| ZN2 | A_1 | 136,0 | 84,7 | 135,0 | 166,6 |
| LI | A_1 | 96,6 | – | 1629,5 | 177,3 |
| TA | A_1 | 96,5 | – | 1486,1 | 173,8 |
| WW | A_1 | 87,1 | 94,4 | 116,9 | 111,4 |
| AH | A_1 | 133,0 | – | 645,6 | 80,1 |
| SH1 | A_2 | 126,3 | 114,1 | 61,6 | 96,4 |
| HA | A_2 | – | – | – | – |
| HC | A_2 | – | – | – | – |
| SH2 | A_2 | – | – | – | – |
| LO | A_3 | – | – | – | – |
| CH | A_3 | – | – | – | – |
| PA | A_3 | 203,4 | 108,9 | 199,9 | 118,6 |
| JT | A_4 | 201,1 | 113,1 | 184,9 | 140,6 |
| TR | A_5 | – | – | – | – |

4.3 SOUSTAVA 3. ŘÁDU – RŮZNÉ ČASOVÉ KONSTANTY

Aproximační přenosy byly vytvořeny metodou experimentální identifikace pomocí optimalizace v prostředí MATLAB. Samotná soustava již neobsahuje dopravní zpoždění. Soustava S_2 je definována vztahem

$$F_{S_2}(s) = \frac{1}{(0,5s+1)(s+1)(2s+1)}. \quad (4.13)$$

4.3.1 Aproximační přenosy

Soustava byla rovněž aproximována pěti modely a byly vypočteny i kritické parametry pomocí funkce margin. Kritické parametry jsou uvedeny v tab. 4.7 a parametry soustavy, aproximací jsou uvedeny v tab. 4.8. Čtvrtý aproximační model je totožný se soustavou S_2 , proto není třeba odhadovat parametry, viz rovnice 4.18. Parametry dalších aproximací již bylo třeba určit analyticky. Přenosy aproximací A_1 až A_5 jsou uvedeny vztahy

$$F_{A_1}(s) = \frac{1,002}{2,5474s+1} e^{-1,0715s}, \quad (4.15)$$

$$F_{A_2}(s) = \frac{0,9998}{(1,4249s+1)(1,7513s+1)} e^{-0,3190s}, \quad (4.16)$$

$$F_{A_3}(s) = \frac{0,9998}{1,5797^2s^2+2 \cdot 1,0053 \cdot 1,5797s+1} e^{-0,319s}, \quad (4.17)$$

$$F_{A_4}(s) = \frac{1}{(0,5s+1)(s+1)(2s+1)} e^{0s}, \quad (4.18)$$

$$F_{A_5}(s) = \frac{0,9977}{(1,1430s+1)^3} e^{0,5567s}. \quad (4.19)$$

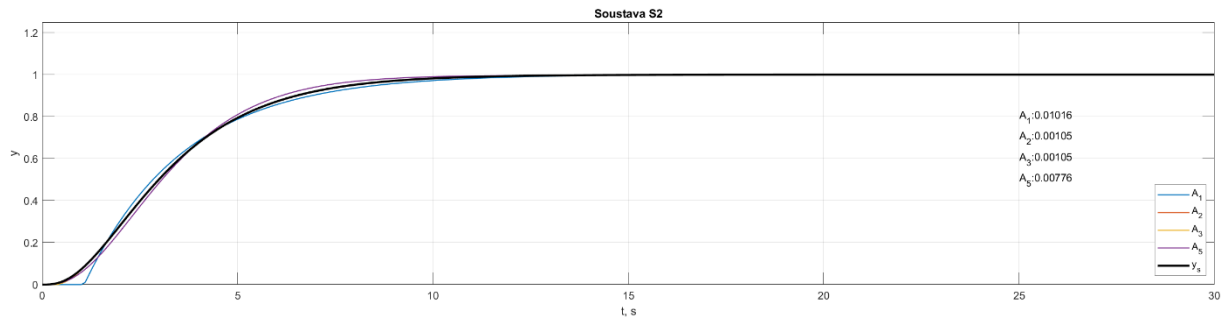
Tab. 4.7 – Kritické parametry soustavy S_2

| | |
|----------|--------|
| r_{0k} | 11,253 |
| T_k | 3,3581 |

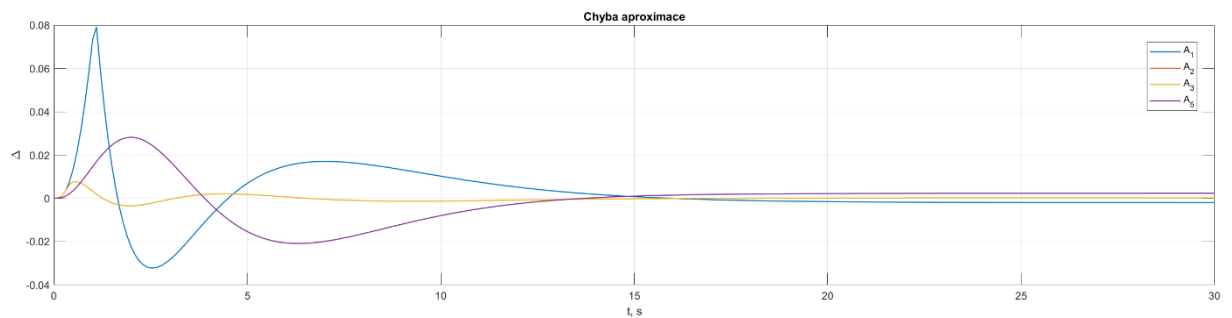
Tab. 4.8 – Parametry aproximací soustavy S_2

| Soustava, aproximace | K_m | T_{m1} | T_{m2} | T_{m3} | τ | n | ζ |
|----------------------|--------|----------|----------|----------|--------|-----|---------|
| S_2 | 1 | 0,5 | 1 | 2 | 0 | – | – |
| A_1 | 1,002 | 2,5474 | – | – | 1,0715 | – | – |
| A_2 | 0,9998 | 1,4249 | 1,7513 | – | 0,3190 | – | – |
| A_3 | 0,9998 | 1,5797 | – | – | 0,319 | – | 1,0053 |
| A_4 | 1 | 0,5 | 1 | 2 | 0 | – | – |
| A_5 | 0,9977 | 1,1430 | – | – | 0 | 3 | – |

Na obr. 4.11 jsou zobrazeny přechodové charakteristiky soustavy S_2 a jejích aproximací. Na obrázku jsou rovněž zobrazeny hodnoty kvadratické chyby aproximace (A_n), které se až na aproximaci A_1 pohybují v tisícinách hodnoty, což již lze považovat za přesné určení parametrů. Na obr. 4.12 jsou zobrazeny kvadratické rozdíly aproximací a soustavy S_2 v čase.



Obr. 4.11 – Přechodová charakteristika soustavy S_2 a aproximací

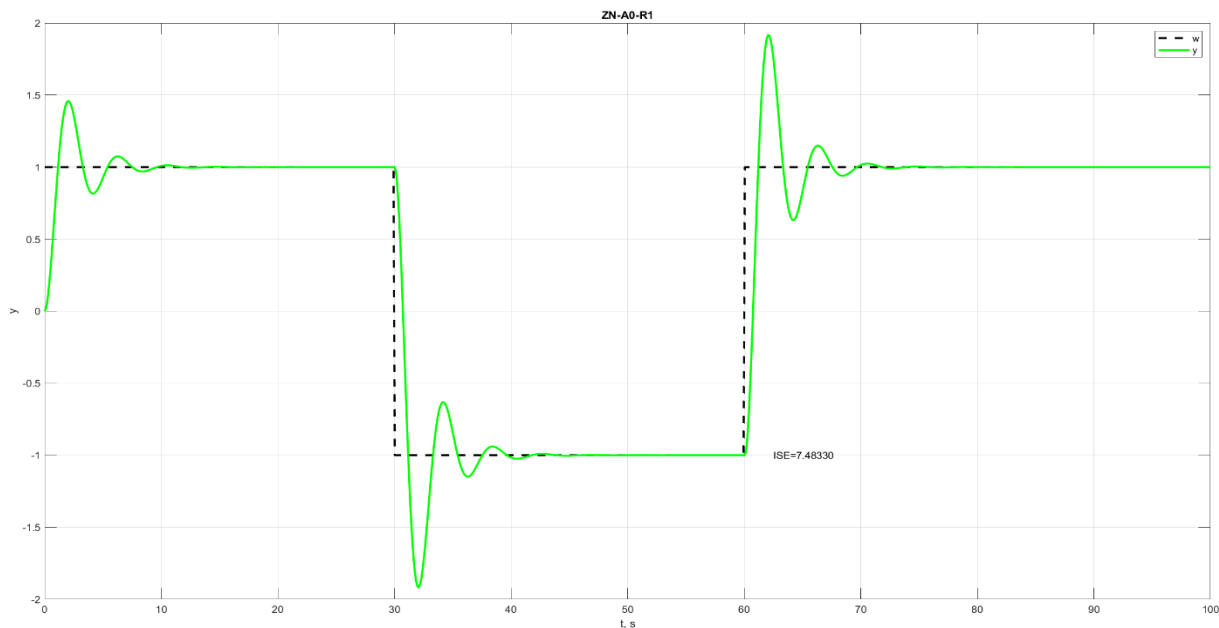


Obr. 4.12 – Chyby aproximací soustavy S_2

4.3.2 Simulace regulace

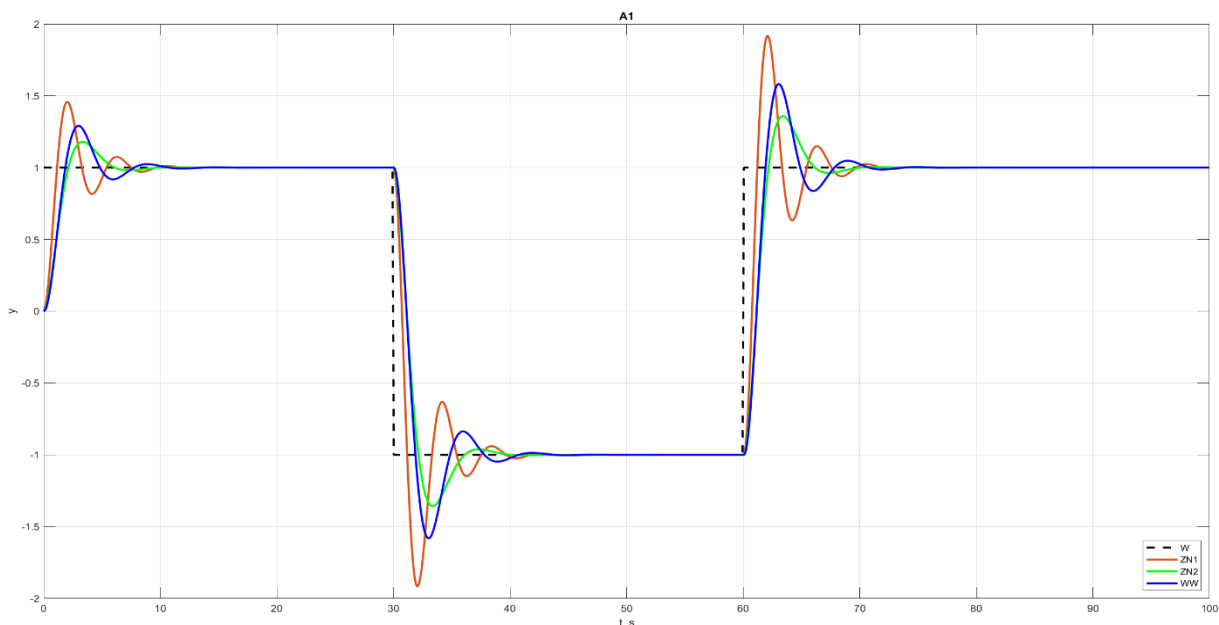
Experiment byl sledován v čase 100 s, kdy se v čase $t = 0$ s skokově změní žádaná hodnota w z nuly do jedné. V této hodnotě setrvává do $t = 30$ s, kdy klesne na nulu a v čase $t = 60$ s opět skokově stoupne na hodnotu jedna. Na této úrovni setrvá do konce experimentu.

Základní metodou nastavení regulátoru byla ZNA_0R_1 , určena z kritických parametrů. Přechodová charakteristika je zobrazena na obr. 4.13. Další metody jsou vyhodnoceny vůči referenční metodě ZNA_0R_1 a vůči kvalitě regulace na žádanou hodnotu.



Obr. 4.14 – Přechodová charakteristika ZNA_0R_1

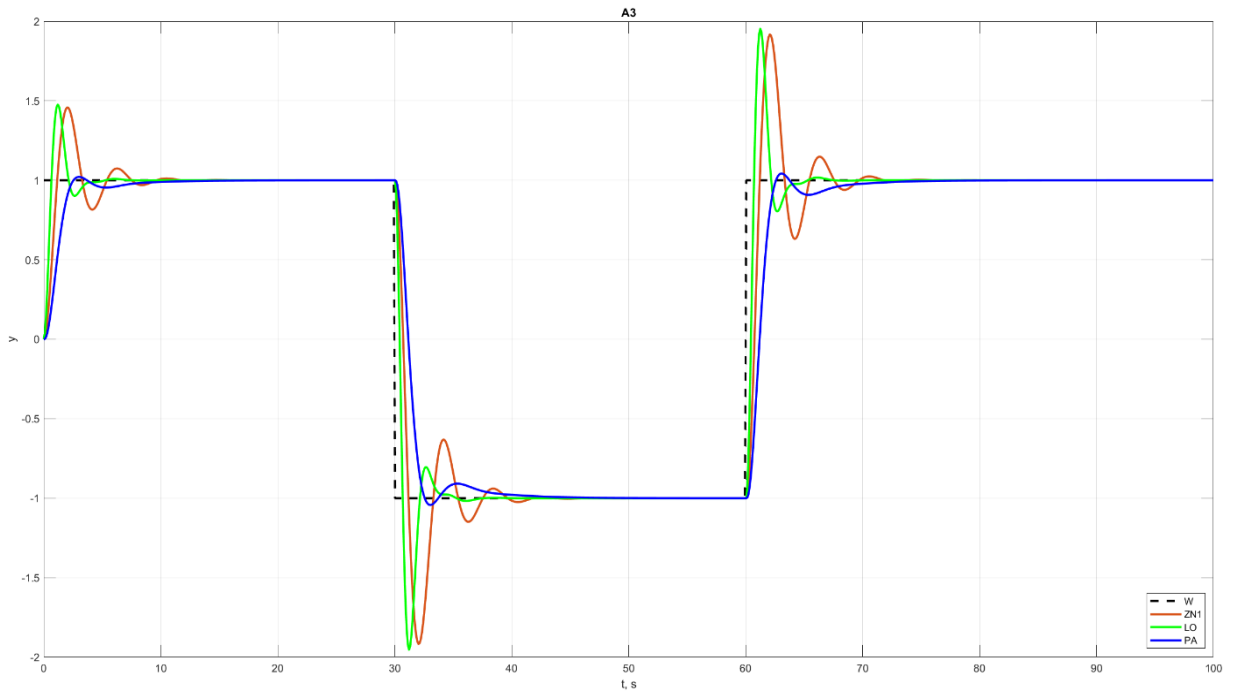
Vybrané metody s aproximací A_1 jsou zobrazeny na obr. 4.14. Metoda ZNA_1R_1 označena na obr. 4.14 jako ZN2 je navržena pro soustavu prvního řádu a z průběhu je vidět lepší regulační odezva než u referenční metody, a to ve formě přeregulování a doby regulace. Metoda WW je klidnější verze metody ZN, nedosahuje takového přeregulování, ale má delší dobu náběhu a regulace.



Obr. 4.13 – Porovnání metod ZN2 a WW s metodou ZNA_0R_1

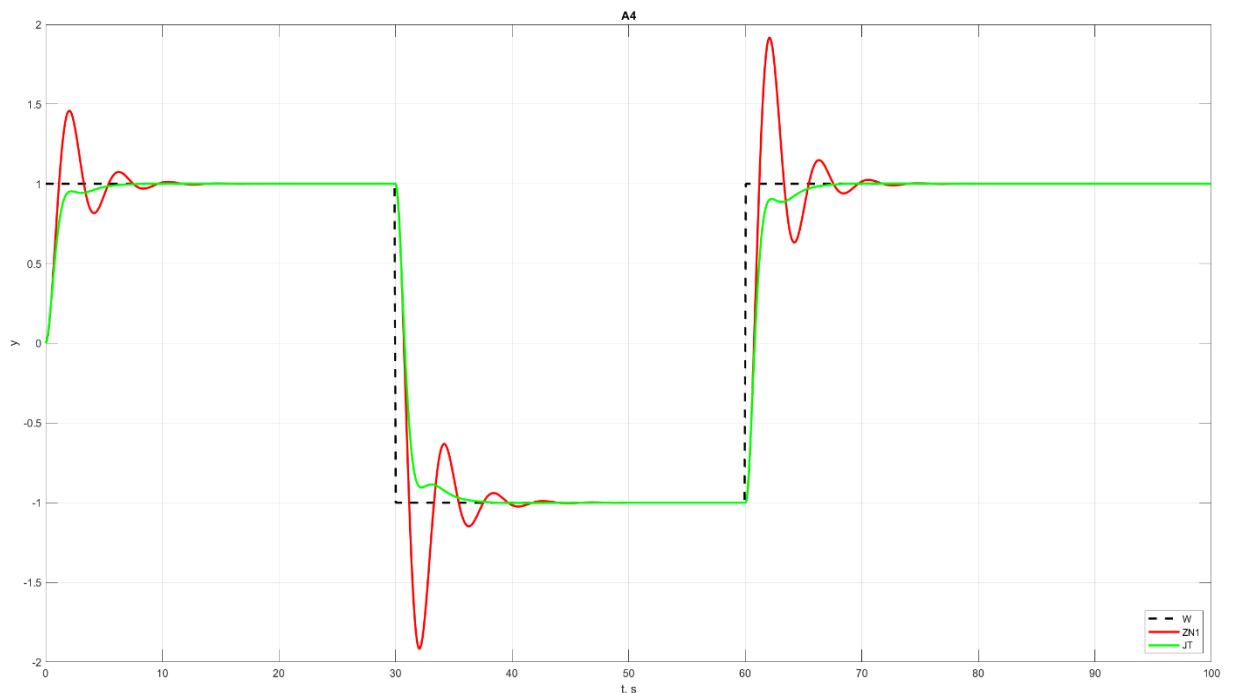
U metod, které pracují s aproximací A_3 , jsou odlišné metody LO a PA, viz obr. 4.15. Obě mají kratší dobu regulace než referenční metoda, ale jiný průběh regulace. Zatímco metoda LO má jen o 1,3 % větší přeregulování, doba regulace je nižší až o 58,9 %. Tak metoda PA má

přeregulování nižší o 30 % a doba regulace je kratší jen o 13,5 % než referenční metoda ZNA_0R_1 .



Obr. 4.15 – Porovnání metod LO a PA s metodou ZNA_0R_1

Metoda JT přímo určena na tvar soustavy S_2 . Přeregulování je minimální a je o 31 % nižší než u referenční metody. Doba regulace je nižší o 43,7 %. Porovnání přechodových charakteristik metod JT a ZNA_0R_1 je zobrazeno na obr. 4.16.



Obr. 4.16 – Porovnání metody JT s metodou ZNA_0R_1

Soustavu S_2 lze regulovat jedenácti metodami z vybraných patnácti. Z jedenácti metod jich pět dosahuje lepší doby regulace a jen tři mají nižší hodnotu kritéria ISE. U aproximace A_5 došlo k nulovému dopravnímu zpoždění, pro které metoda TR není určena.

V tab. 4.9 jsou uvedeny výsledky regulací všech aproximací. Hodnoty v tabulce jsou procentuálně vyjádřeny vůči referenční metodě, která má $ISE = 7,4833$, přeregulování 1,45, dobu náběhu $t_o = 7,8$ s a dobu regulace $t_r = 90,8$ s. Doba regulace pracuje s pásmem tolerance 2 %.

Tab. 4.9 – Vyhodnocení soustavy S_2

| Metoda | Aproximační model | ISE, % | Přeregulování, % | Doba náběhu, % | Doba regulace, % |
|--------|-------------------|--------|------------------|----------------|------------------|
| ZN1 | A0 | 100,0 | 100,0 | 100,0 | 100,0 |
| ZN2 | A1 | 110,5 | 80,8 | 186,7 | 63,5 |
| LI | A1 | 130,7 | 81,6 | 233,5 | 121,8 |
| TA | A1 | 110,5 | 80,8 | 186,7 | 63,5 |
| WW | A1 | 120,3 | 88,5 | 159,4 | 104,9 |
| AH | A1 | 125,7 | 85,6 | 222,2 | 175,9 |
| SH1 | A2 | – | – | – | – |
| HA | A2 | – | – | – | – |
| HC | A2 | – | – | – | – |
| SH2 | A2 | 293,6 | 129,6 | 50,2 | 414,0 |
| LO | A3 | 61,2 | 101,3 | 58,1 | 41,1 |
| CH | A3 | 98,9 | 68,6 | 151,2 | 110,3 |
| PA | A3 | 110,6 | 70,0 | 198,8 | 86,5 |
| JT | A4 | 75,6 | 68,6 | 167,3 | 56,3 |
| TR | A5 | – | – | – | – |

4.4 SOUSTAVA 3. ŘÁDU – KOMPLEXNÍ KOŘENY

Aproximační přenosy byly vytvořeny metodou experimentální identifikace pomocí optimalizace v prostředí MATLAB. Samotná soustava neobsahuje dopravní zpoždění, ale obsahuje součinitel tlumení $\xi = 0,25$, který odpovídá kmitavému periodickému systému. Soustava S_3 je definována vztahem

$$F_{S_3}(s) = \frac{s+1}{(3s+1)(2,25s^2+0,75s+1)} \quad (4.20)$$

4.4.1 Aproximační přenosy

Soustava byla rovněž aproximována pěti modely a byly vypočteny i kritické parametry pomocí funkce margin. Kritické parametry jsou uvedeny v tab. 4.10 a parametry soustavy, aproximací jsou uvedeny v tab. 4.11. Žádný z tvaru aproximací neodpovídal tvaru soustavy, proto bylo třeba všechny parametry určit analyticky. Přenosy aproximací A_1 až A_5 jsou uvedeny vztahy

$$F_{A_1}(s) = \frac{0,9988}{1,5647s+1} e^{-2,2389s}, \quad (4.21)$$

$$F_{A_2}(s) = \frac{0,9981}{(1,0317s+1)(1,0316s+1)} e^{-1,6743s}, \quad (4.22)$$

$$F_{A_3}(s) = \frac{0,9922}{1,4764^2s^2+2 \cdot 0,6950 \cdot 1,4764s+1} e^{-1,3938s}, \quad (4.23)$$

$$F_{A_4}(s) = \frac{0,9979}{(0,7343s+1)(0,8645s+1)(0,8605s+1)} e^{-1,2533s}, \quad (4.24)$$

$$F_{A_5}(s) = \frac{0,9979}{(0,8194s+1)^3} e^{-1,253s}. \quad (4.25)$$

Tab. 4.10 – Kritické parametry soustavy S_3

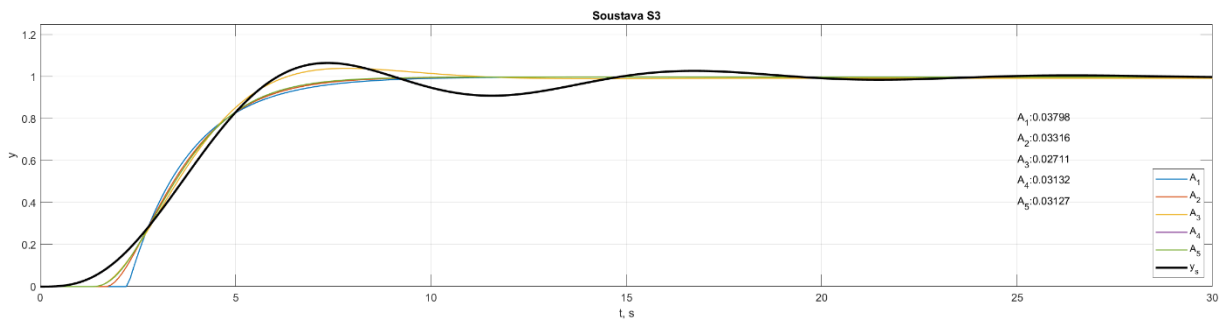
| | |
|----------|--------|
| r_{0k} | 1,5 |
| T_k | 8,4297 |

Tab. 4.11 – Parametry aproximací soustavy S_3

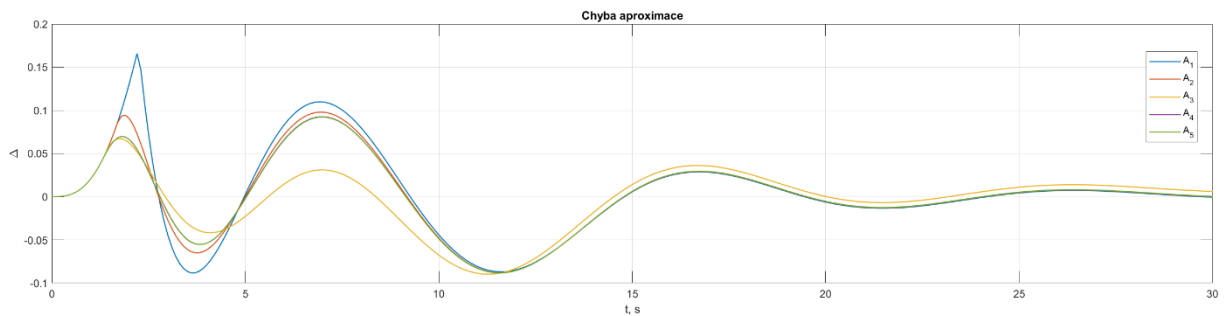
| Soustava, aproximace | K_m | T_{m1} | T_{m2} | T_{m3} | τ | n | ζ |
|----------------------|--------|----------|----------|----------|--------|-----|---------|
| S_3 | 1 | 1 | 3 | 1,5 | 0 | – | 0,25 |
| A_1 | 0,9988 | 1,5647 | – | – | 2,2389 | – | – |
| A_2 | 0,9981 | 1,0317 | 1,0316 | – | 1,6743 | – | – |
| A_3 | 0,9922 | 1,4764 | – | – | 1,3938 | – | 0,695 |
| A_4 | 0,9979 | 0,7343 | 0,8645 | 0,8605 | 1,2533 | – | – |
| A_5 | 0,9979 | 0,8194 | – | – | 1,253 | 3 | – |

Na obr. 4.17 jsou zobrazeny přechodové charakteristiky soustavy S_3 a její aproximací. Na obrázku jsou rovněž zobrazeny hodnoty kvadratické chyby aproximace (A_n), které se pohybují v setinách hodnoty. Co největší přesnost nelze získat z důvodu použití nekmitavých

aproximačních přenosů, kromě modelu A_3 , který obsahuje součinitel tlumení, ale je soustavou druhého řádu. Na obr. 4.18 jsou zobrazeny kvadratické rozdíly aproximací a soustavy S_3 v čase.



Obr. 4.17 – Přechodová charakteristika soustavy S_3 a aproximací

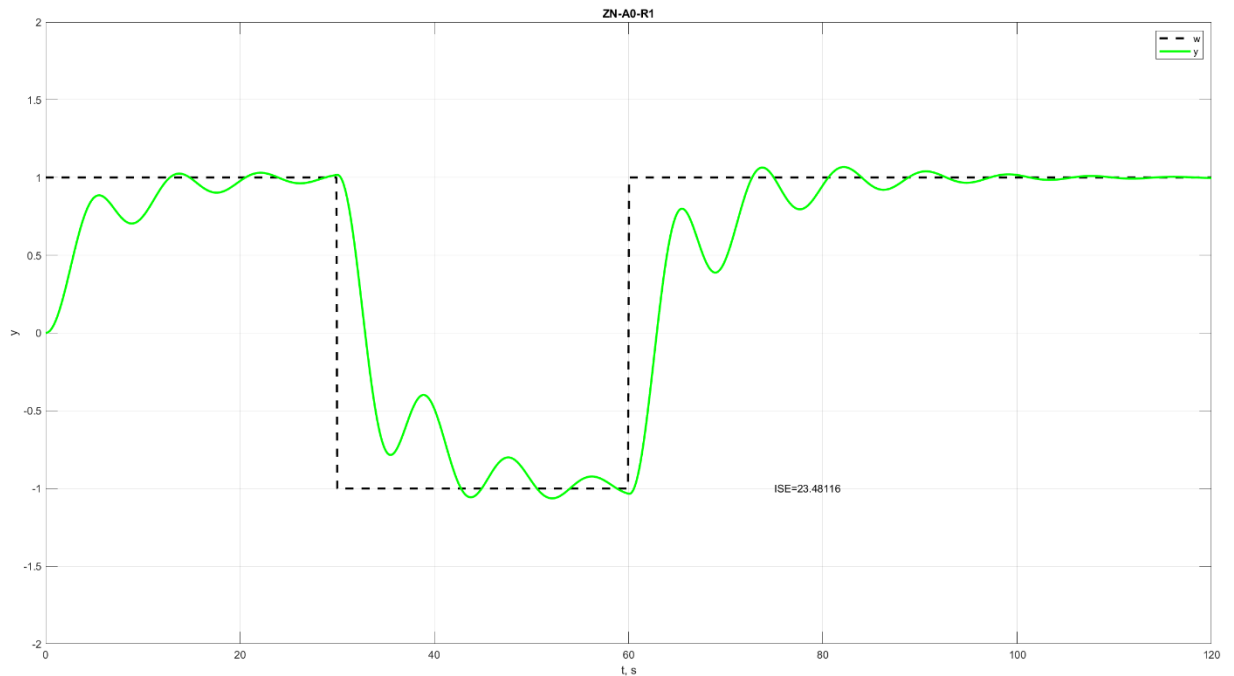


Obr. 4.18 – Chyby aproximací soustavy S_3

4.4.2 Simulace regulace

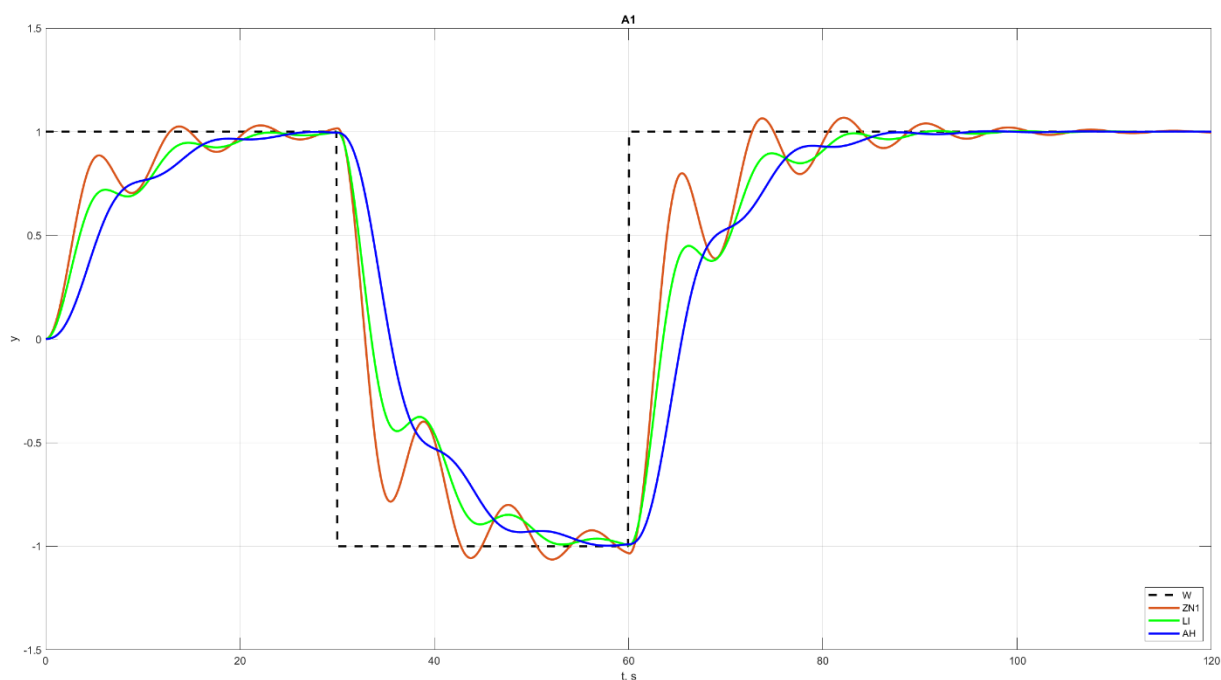
Experiment byl sledován v čase 120 s, kdy se v čase $t = 0$ s skokově změní žádaná hodnota w z nuly do jedné. V této hodnotě setrvává do $t = 30$ s, kdy klesne na nulu a v čase $t = 60$ s opět skokově stoupne na hodnotu jedna. Na této úrovni setrvá do konce experimentu.

Základní metodou nastavení regulátoru byla ZNA_0R_1 určena z kritických parametrů. Přejchodová charakteristika je zobrazena na obr. 4.19. Další metody jsou vyhodnoceny vůči referenční metodě ZNA_0R_1 a vůči kvalitě regulace na žádanou hodnotu.



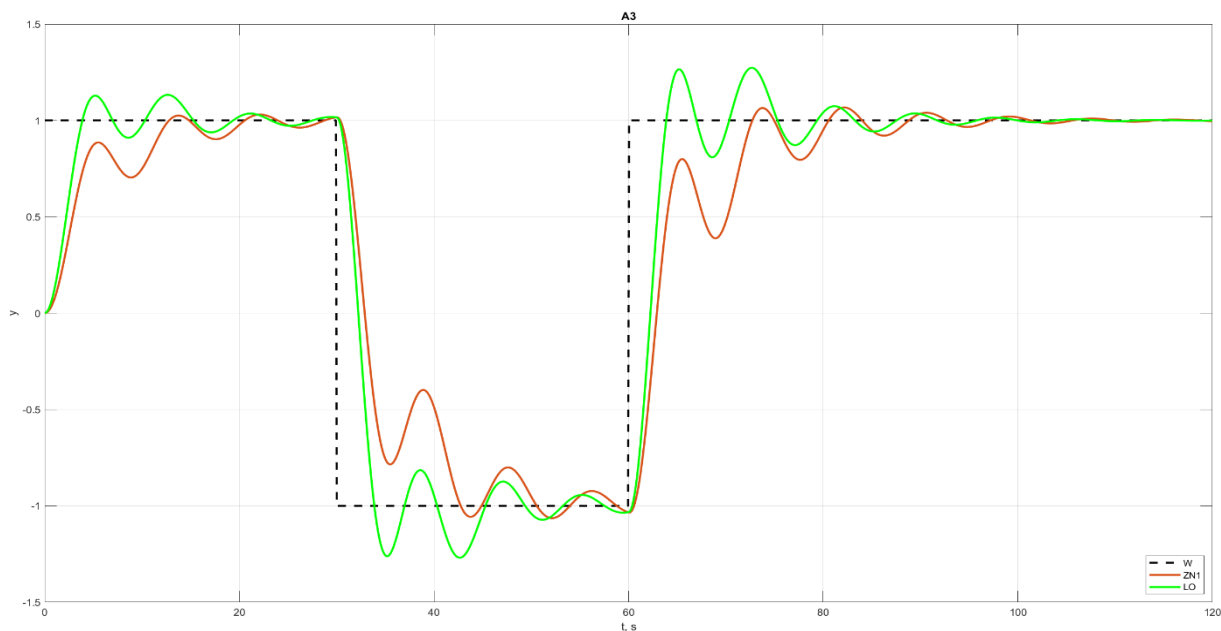
Obr. 4.19 – Přejchodová charakteristika ZNA_0R_1

U aproximace A_1 byly vybrány metody LI a AH, které dosahují nižší doby regulace a mají pomalejší dobu náběhu než metoda ZNA_0R_1 , jak je vidět na obr. 4.20. Obě metody mají i méně kmitavý průběh. Zbylé metody mají průběh blízký referenčnímu, až na metodu WW, která jako jediná má hned od začátku změny rychlý náběh, který se projeví kmitáním kolem žádané hodnoty a dlouhou dobou ustálení, regulace.



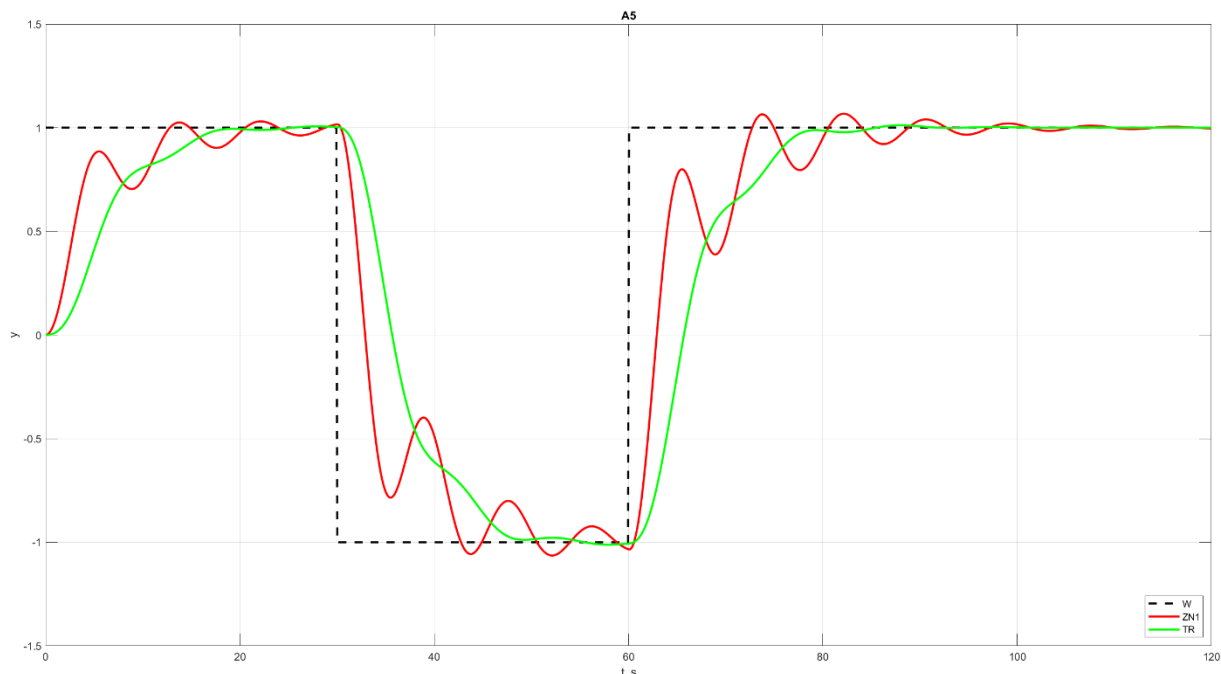
Obr. 4.20 – Porovnání metod LI a AH s metodou ZNA_0R_1

U aproximace A_3 je pouze jedna metoda, která splňuje podmínky nebo její průběh je stabilní, a to metoda LO. Tato metoda oproti ZN1 již v prvním kmitu překročí žádanou hodnotu, zato do ustálení dojde s rozdílem 5,3 %. Načež ZN1 je pomalejší. Na obr. 4.21 je zobrazeno porovnání přechodových charakteristik.



Obr. 4.21 – Porovnání metody LO s metodou ZNA_0R_1

Metoda TR pracující s aproximačním modelem A5 má téměř dvojnásobnou hodnotu ISE než metoda ZN. To je způsobeno menším kmitáním, klidnějším průběhem. Důsledkem toho také je, že metoda TR dosáhne pásma tolerance za 172 s, metoda ZN1 až za 278,4 s. Procentuální rozdíl je 38,2 %. Na obr. 4.22 je zobrazeno porovnání metody TR a ZN.



Obr. 4.22 – Porovnání metody TR s metodou ZNA₀R₁

Soustavu S₃ lze regulovat třinácti metodami z vybraných patnácti. Z třinácti metod jich pět dosahuje lepší doby regulace a jen dvě mají nižší hodnotu kritéria ISE. V tab. 4.12 jsou uvedeny výsledky regulací všech aproximací. Hodnoty v tabulce jsou procentuálně vyjádřeny vůči referenční metodě, která má $ISE = 23,4812$, přeregulování 1,03, dobu náběhu $t_0 = 103,7$ s a dobu regulace $t_r = 278,4$ s. Doba regulace pracuje s pásmem tolerance 2 %.

Tab. 4.12 – Vyhodnocení soustavy S₃

| Metoda | Aproximační model | ISE, % | Přeregulování, % | Doba náběhu, % | Doba regulace, % |
|--------|-------------------|--------|------------------|----------------|------------------|
| ZN1 | A ₀ | 100,0 | 100,0 | 100,0 | 100,0 |
| ZN2 | A ₁ | 100,1 | 99,2 | 100,3 | 99,2 |
| LI | A ₁ | 123,1 | 97,2 | 109,8 | 76,6 |
| TA | A ₁ | 105,7 | 98,1 | 103,1 | 100,4 |
| WW | A ₁ | 140,2 | 118,7 | 25,8 | 300,8 |
| AH | A ₁ | 173,7 | 97,2 | 121,0 | 86,9 |
| SH1 | A ₂ | 86,8 | 123,5 | 21,4 | 196,1 |
| HA | A ₂ | 103,1 | 124,6 | 27,9 | 282,9 |

Tab. 4.12 – Vyhodnocení soustavy S₃ – pokračování

| Metoda | Aproximační model | ISE, % | Přeregulování, % | Doba náběhu, % | Doba regulace, % |
|--------|-------------------|--------|------------------|----------------|------------------|
| HC | A ₂ | 595,6 | 141,5 | 25,6 | 430,6 |
| SH2 | A ₂ | 125,0 | 118,2 | 26,4 | 260,2 |
| LO | A ₃ | 69,5 | 109,9 | 24,6 | 94,7 |
| CH | A ₃ | – | – | – | – |
| PA | A ₃ | – | – | – | – |
| JT | A ₄ | 119,9 | 120,3 | 25,2 | 260,1 |
| TR | A ₅ | 176,2 | 97,6 | 111,2 | 61,8 |

4.5 SOUSTAVA 3. ŘÁDU – NÁSOBNÁ ČASOVÁ KONSTANTA

Aproximační přenosy byly vytvořeny metodou experimentální identifikace pomocí optimalizace v prostředí MATLAB. Soustava S₄ je definována vztahem

$$F_{S_4}(s) = \frac{1}{(2,5s+1)^3}. \quad (4.26)$$

4.5.1 Aproximační přenosy

Soustava byla rovněž aproximována pěti modely a byly vypočteny i kritické parametry pomocí funkce margin. Kritické parametry jsou uvedeny v tab. 4.13 a parametry soustavy, aproximací jsou uvedeny v tab. 4.14. Soustavě odpovídá aproximace A₅, pro ostatní aproximace bylo třeba určit parametry analyticky. Přenosy aproximací A₁ až A₅ jsou uvedeny vztahy

$$F_{A_1}(s) = \frac{1,0081}{5,1629s+1} e^{-2,7576s}, \quad (4.27)$$

$$F_{A_2}(s) = \frac{1,0022}{(3,2046s+1)(3,2046s+1)} e^{-1,2106s}, \quad (4.28)$$

$$F_{A_3}(s) = \frac{0,9988}{3,5812s^2+2\cdot 0,9129\cdot 3,5812s+1} e^{-0,9237s}, \quad (4.29)$$

$$F_{A_4}(s) = \frac{1}{(2,5278s+1)(2,48s+1)(2,4921s+1)} e^{-2,0426\cdot 10^{-4}s}, \quad (4.30)$$

$$F_{A_5}(s) = \frac{1}{(2,5s+1)^3} e^{0s}. \quad (4.31)$$

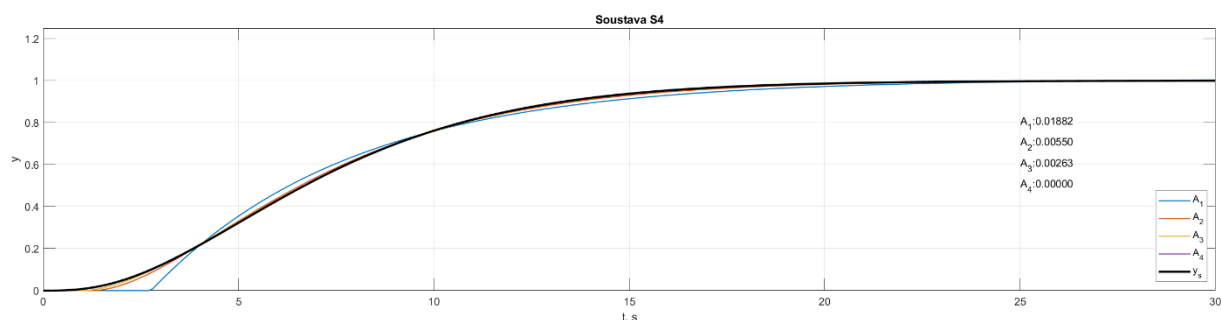
Tab. 4.13 – Kritické parametry soustavy S₄

| | |
|----------|--------|
| r_{0k} | 8,0011 |
| T_k | 9,0684 |

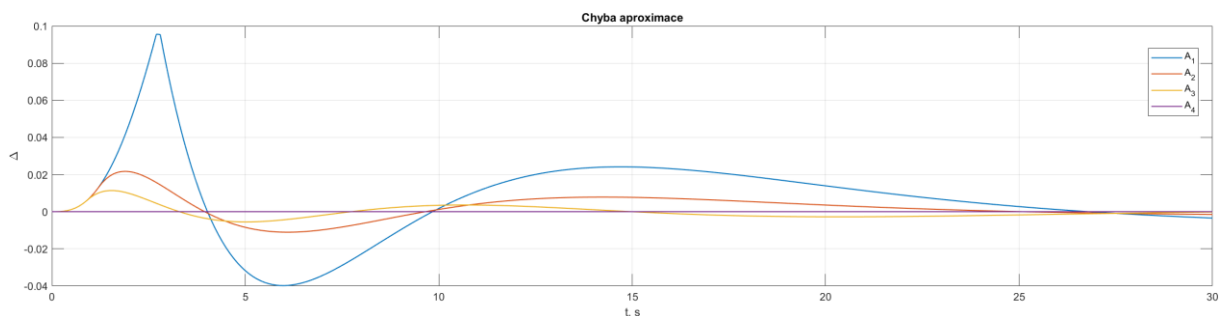
Tab. 4.14 – Parametry aproximací soustavy S₄

| Soustava, aproximace | K_m | T_{m1} | T_{m2} | T_{m3} | τ | n | ζ |
|----------------------|--------|----------|----------|----------|------------------------|-----|---------|
| S ₃ | 1 | 2,5 | – | – | 0 | 3 | – |
| A ₁ | 1,0081 | 5,1629 | – | – | 2,7576 | – | – |
| A ₂ | 1,0022 | 3,2046 | 3,2046 | – | 1,2106 | – | – |
| A ₃ | 0,9988 | 3,5812 | – | – | 0,9237 | – | 0,9129 |
| A ₄ | 1 | 2,5278 | 2,48 | 2,4921 | $2,0426 \cdot 10^{-4}$ | – | – |
| A ₅ | 1 | 2,5 | – | – | 0 | 3 | – |

Na obr. 4.23 jsou zobrazeny přechodové charakteristiky soustavy S₄ a její aproximací. Na obrázku jsou rovněž zobrazeny hodnoty kvadratické chyby aproximace (A_n), které se pohybují v setinách až tisícinách hodnoty. Nejlepších hodnot aproximace dosahují modely A₄ a A₅. Na obr. 4.24 jsou zobrazeny kvadratické rozdíly aproximací a soustavy S₄ v čase.



Obr. 4.23 – Přechodová charakteristika soustavy S₄ a aproximací

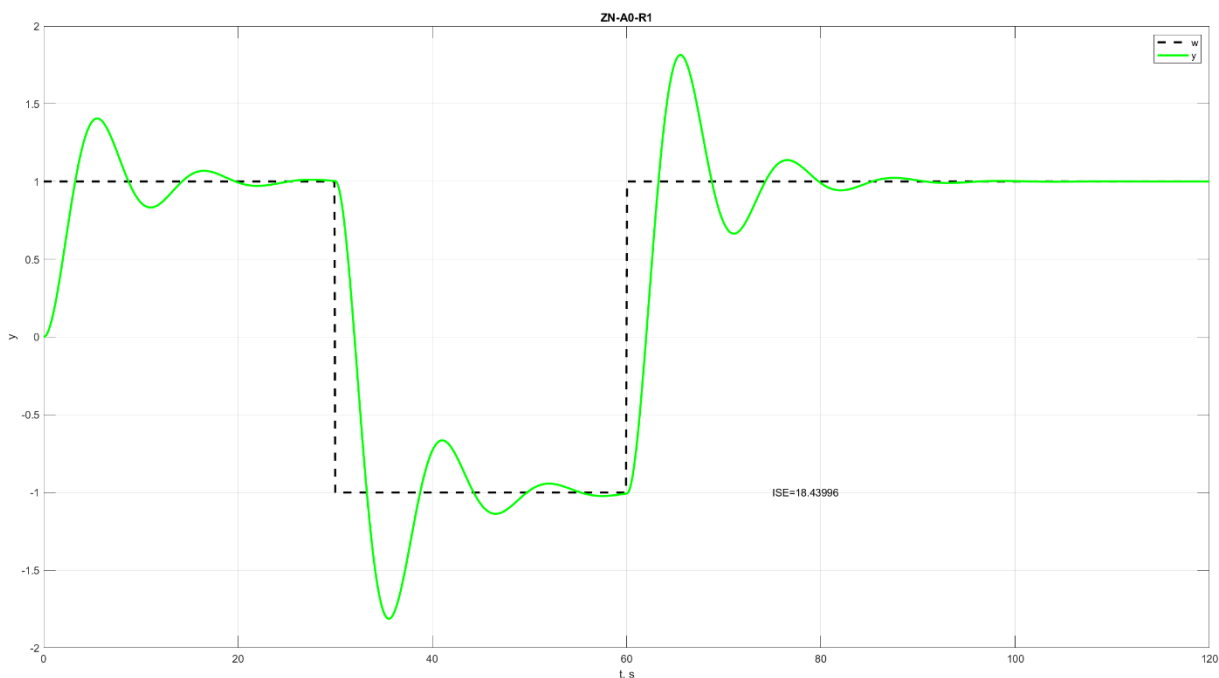


Obr. 4.24 – Chyby aproximací soustavy S₄

4.5.2 Simulace regulace

Experiment byl sledován v čase 120 s, kdy se v čase $t = 0$ s skokově změní žádaná hodnota w z nuly do jedné. V této hodnotě setrvává do $t = 30$ s, kdy klesne na nulu a v čase $t = 60$ s opět skokově stoupne na hodnotu jedna. Na této úrovni setrvá do konce experimentu.

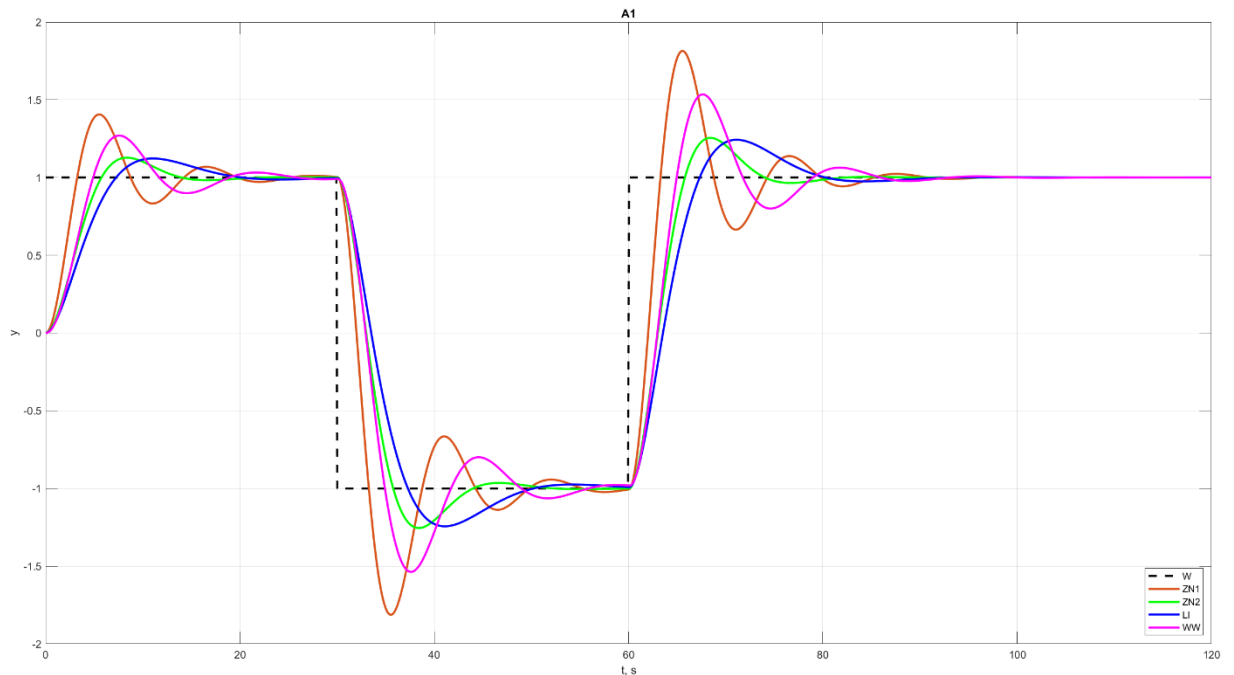
Základní metodou nastavení regulátoru byla ZNA_0R_1 určena z kritických parametrů. Přechodová charakteristika je zobrazena na obr. 4.25. Další metody jsou vyhodnoceny vůči referenční metodě ZNA_0R_1 a vůči kvalitě regulace na žádanou hodnotu.



Obr. 4.25 – Přechodová charakteristika ZNA_0R_1

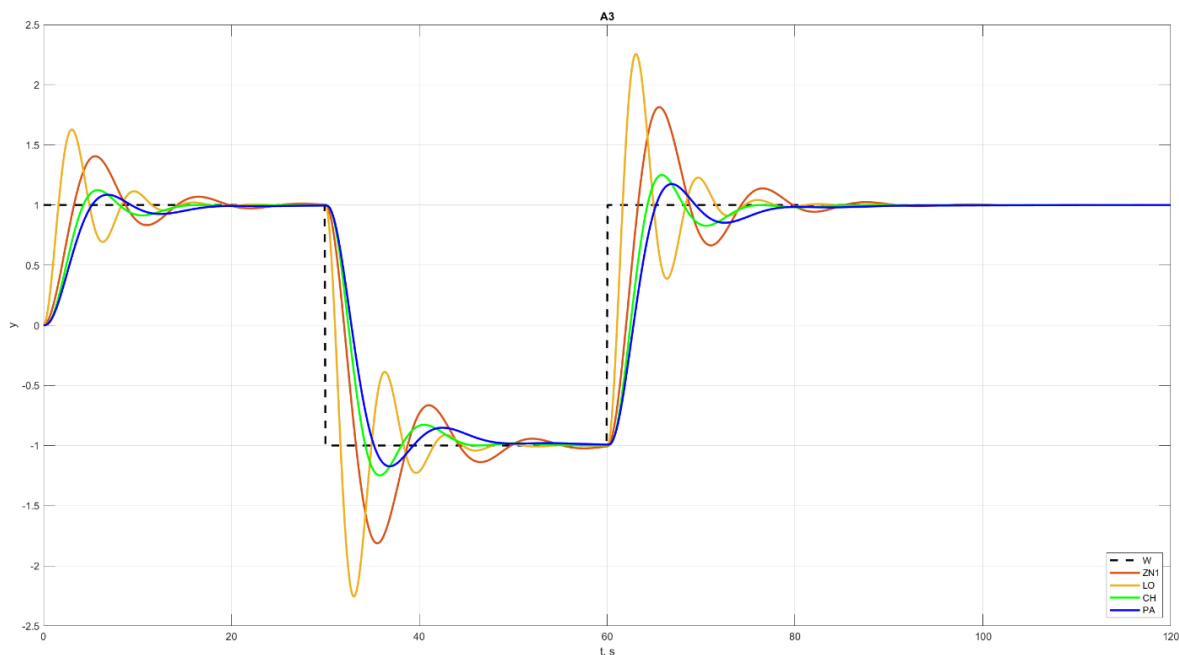
U aproximace A_1 vychází metody ZNA_1R_1 (ZN2), LI a TA s lepší dobou regulace, přičemž metoda ZN2 a TA jsou shodné. Dosahují o 44,7 % rychlejší doby regulace a o 19,8 % menší přeregulování než referenční metoda. Metody mají klidnější průběh a tolik nekmitají.

Metoda LI dosahuje doby regulace kratší o 22,2 % než referenční metoda. Avšak na rozdíl od ZN2 a TA má delší překmit, který poté zareaguje menším podregulováním. Metody, které nejsou zobrazeny na obr. 4.26, jsou WW a AH. Metoda WW je blízka ZN1 dobou regulace. Má však pomalejší dobu náběhu a menší přeregulování. Metoda AH je z těchto metod nejpomalejší, jak do doby náběhu i doby regulace.



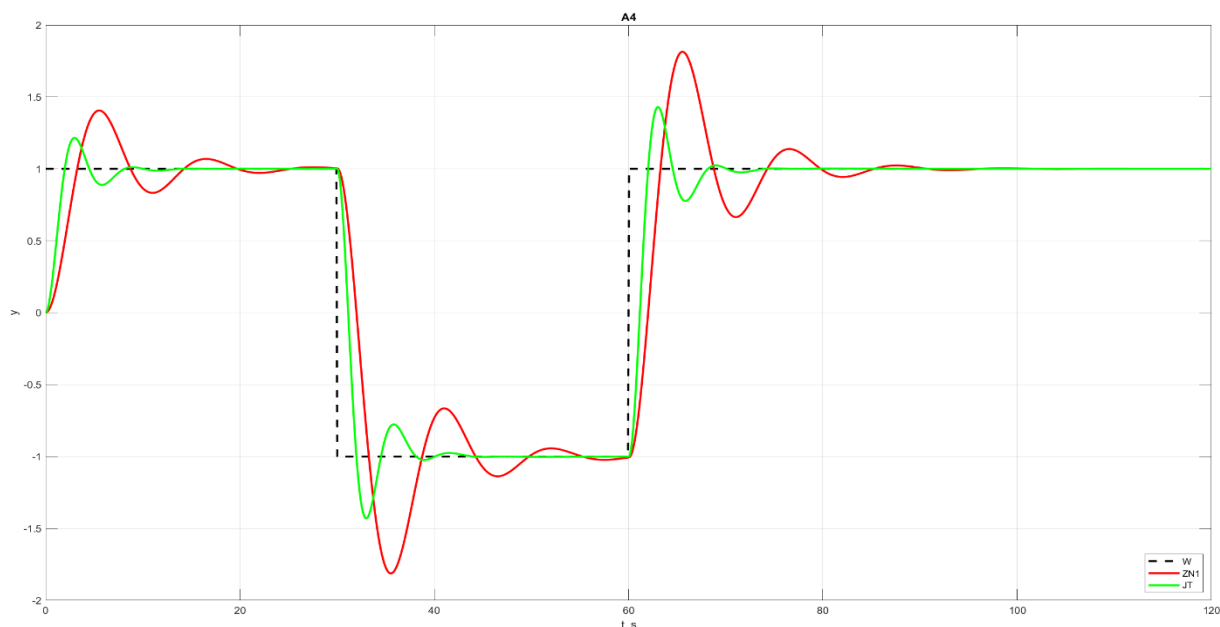
Obr. 4.26 – Porovnání metod ZN2, LI a WW s metodou ZNA₀R₁

U aproximace A₃ mají všechny metody lepší doby regulace než metoda ZNA₀R₁. Metoda LO se liší od zbylých dvou tím, že má agresivní nastavení, které se projevuje rychlou dobou náběhu, která je kratší o 50 % než u referenční metody. Dokonce i při agresivním nastavení dosáhne pásma tolerance o 30,4 % rychleji. Zbylé metody CH a PA mají mírnější nastavení, přeregulování nižší přibližně o 20 %. Metoda CH je z těchto čtyř metod nejrychlejší. Pásma tolerance dosáhne za 140 s, přitom referenční metoda za 216 s. Na obr. 4.27 je zobrazeno porovnání přechodových charakteristik s referenční metodou.



Obr. 4.27 – Porovnání metod LO, CH a PA s metodou ZNA_0R_1

Metoda JT dosahuje nejlepší regulace z metod pro soustavu S_4 . Způsobeno je to shodným řádem soustavy a aproximačního modelu. V porovnání s referenční metodou, která dosahuje hodnoty $ISE = 18,44$, tak metoda JT má hodnotu $ISE = 8,6127$. Nízká hodnota je dosažena rychlým náběhem, malým přeregulováním a krátkou dobou regulace, viz obr. 4.28.



Obr. 4.28 – Porovnání metody JT s metodou ZNA_0R_1

Z tab. 4.15 vyplývá, že soustavu S_4 lze regulovat dvanácti metodami z patnácti, přičemž osm z nich reguluje lépe než referenční metoda, co se doby regulace týká. Šest metod

z předchozích osmi dosahuje i menšího přeregulování. V tab. 4.15 jsou uvedeny výsledky regulací všech aproximací. Hodnoty v tabulce jsou procentuálně vyjádřeny vůči referenční metodě, která má $ISE = 20,73$, přeregulování 1,41, dobu náběhu $t_o = 21,8$ s a dobu regulace $t_r = 235,1$ s. Doba regulace pracuje s pásmem tolerance 2 %.

Tab. 4.15 – Vyhodnocení soustavy S₄

| Metoda | Aproximační model | ISE, % | Přeregulování, % | Doba náběhu, % | Doba regulace, % |
|--------|-------------------|--------|------------------|----------------|------------------|
| ZN1 | A ₀ | 100,0 | 100,0 | 100,0 | 100,0 |
| ZN2 | A ₁ | 112,4 | 80,2 | 178,0 | 55,3 |
| LI | A ₁ | 131,4 | 79,8 | 226,2 | 77,8 |
| TA | A ₁ | 112,4 | 80,2 | 178,0 | 55,3 |
| WW | A ₁ | 121,8 | 90,3 | 147,8 | 101,4 |
| AH | A ₁ | 128,3 | 84,9 | 237,7 | 136,2 |
| SH1 | A ₂ | 92,8 | 101,6 | 87,1 | 113,6 |
| HA | A ₂ | – | – | – | – |
| HC | A ₂ | – | – | – | – |
| SH2 | A ₂ | 85,5 | 108,4 | 61,0 | 92,2 |
| LO | A ₃ | 78,8 | 115,8 | 49,1 | 69,6 |
| CH | A ₃ | 95,9 | 80,0 | 122,3 | 59,7 |
| PA | A ₃ | 106,0 | 77,2 | 151,8 | 73,4 |
| JT | A ₄ | 46,7 | 86,5 | 60,9 | 32,9 |
| TR | A ₅ | – | – | – | – |

5 ZÁVĚR

Bakalářská práce byla věnována problematice porovnání různých metod nastavení PID regulátoru. V práci byly uvedeny a popsány vybrané metody, které pracují s různými modifikacemi regulátoru a různou formou informací o regulované soustavě. V závěru práce byla provedena simulace regulačních průběhů a vyhodnocení kvality regulace.

V praktické části byly vytvořeny aproximační modely soustav, jejichž parametry jsou potřebné pro některé metody nastavení, byly určeny numerickou optimalizací v prostředí MATLAB. Minimalizováno bylo kritérium sumy kvadrátu rozdílu referenční a z aproximačního přenosu počítané odezvy. Společně s hledáním parametrů byl v jednom skriptu vytvořen algoritmus pro získání kritických parametrů soustav. Experimentální část byla vytvořena v dalším skriptu, který po zvolení soustavy vykreslí přechodové charakteristiky jednotlivých metod, hodnotu ISE, kvalitu regulace a porovnání všech metod jedné aproximace.

Z experimentu nelze jednoznačně určit, která metoda je lepší než metoda Zieglera-Nicholse. Lze ale vyzorovat, že metody vycházející z aproximací A_1 a A_2 , mají tendenci menšího přeregulování a srovnatelné doby regulace. Jsou zde i případy, u kterých bylo menší přeregulování i kratší doba regulace, např. metoda LI, AH nebo JT. U aproximací A_2 , A_3 a A_5 nevedlo mnoho úspěšných regulačních pochodů, protože regulované soustavy nesplňovaly podmínky metod, nebo nebylo dosaženo stabilního regulačního pochodu.

POUŽITÁ LITERATURA

- ÅSTRÖM, K.; HÄGGLUND, T. c1995. *PID controllers: Theory, Design and Tuning*. 2nd ed. Research Triangle Park, NC: Instrument Society of America. ISBN 1-55617-516-7.
- BALÁTĚ, J. c2003. *Automatické řízení*. Praha: BEN – technická literatura. ISBN 80-730-0020-2.
- Co znamená PID, 2003. *Automa – časopis pro automatizační techniku* [online]. 2003(3) [cit. 2021-4-25]. Dostupné z: https://automa.cz/cz/casopis-clanky/co-znamená-pid-2003_03_28768_3811/.
- O'DWYER, A. c2006. *Handbook of PI and PID controller tuning rules*. 2nd ed. London: Imperial College Press. ISBN 1-86094-622-4.
- O'DWYER, A. c2009. *Handbook of PI and PID controller tuning rules*. 3rd ed. London: Imperial College Press. ISBN 18-481-6242-1.
- WAGNEROVÁ, R. 2013. *Základy automatického řízení* [online]. 1. Ostrava: Vysoká škola báňská – Technická univerzita Ostrava [cit. 2021-4-25]. ISBN 978-80-248-3054-4. Dostupné z: http://projekty.fs.vsb.cz/463/edubase/VY_01_031/Z%C3%A1klady%20automatick%C3%A9ho%20%C5%99%C3%ADzen%C3%AD%20-%20teoretick%C3%BD%20z%C3%A1klad.pdf.

PŘÍLOHY

A – CD

Příloha k bakalářské práci
Porovnání metod nastavení PID regulátoru
Josef Vokoun

CD

Obsah

- 1 Text bakalářské práce ve formátu PDF.
- 2 Skripty a funkce pro simulaci v prostředí MATLAB.