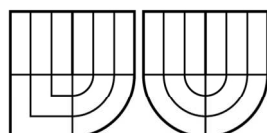


VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ  
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH  
TECHNOLOGIÍ  
ÚSTAV AUTOMATIZACE A MĚŘICÍ TECHNIKY



FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION  
DEPARTMENT OF CONTROL AND INSTRUMENTATION

# POROVNÁVACÍ STUDIE DISKTRÉTNÍCH PSD REGULÁTORŮ

COMPARATIVE STUDY OF DISCRETE PSD CONTROLLERS

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE  
BACHELOR'S THESIS

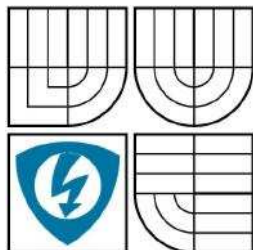
AUTOR PRÁCE  
AUTHOR

TEREZA VAŇKOVÁ

VEDOUCÍ PRÁCE  
SUPERVISOR

prof. Ing. PETR PIVOŇKA, CSc.

BRNO 2009



VYSOKÉ UČENÍ  
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky  
a komunikačních technologií

Ústav automatizace a měřicí techniky

# Bakalářská práce

bakalářský studijní obor  
Automatizační a měřicí technika

**Studentka:** Tereza Vaňková

**ID:** 98430

**Ročník:** 3

**Akademický rok:** 2008/2009

## NÁZEV TÉMATU:

**Porovnávací studie diskrétních PSD regulátorů**

## POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Cílem projektu je ověřit heterogenní struktury diskrétních PSD regulátorů při různých strukturách procesů. Zaměřte se zejména na strukturu klasického PSD regulátoru, varianty s filtrací derivační složky a omezením překmitu. Ověřte rovněž struktury s potlačením překmitu. Ověřování bude probíhat na zadaných simulačních a reálných modelech. Parametry regulátorů nastavte pomocí Z-N druhé metody. Výsledky porovnejte s adaptivním regulátorem firmy B&R. Dosažené výsledky zhodnoťte.

## DOPORUČENÁ LITERATURA:

PIVOŇKA, P. Číslicová řídicí technika. VUT Brno. skriptum. 2003

PIVOŇKA, P. Comparative Analysis in Implementations Discrete PID Controllers. In Proceedings East West Fuzzy Colloquium 2008. Zittau, Germany, 2008. s. 162-167

**Termín zadání:** 9.2.2009

**Termín odevzdání:** 1.6.2009

**Vedoucí práce:** prof. Ing. Petr Pivoňka, CSc.

**prof. Ing. Pavel Jura, CSc.**

*předseda oborové rady*

## UPOZORNĚNÍ:

Autor semestrální práce nesmí při vytváření semestrální práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

Vysoké učení technické v Brně

Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií

Ústav automatizace a měřicí techniky

## Porovnávací studie diskrétních PSD regulátorů

Specializace studia: Automatizační a měřicí technika

Student: Tereza Vaňková

Vedoucí práce: prof. Ing. Petr Pivoňka, CSc.

### Abstrakt :

Bakalářská práce je zaměřena na ověření heterogenních struktur diskrétního PSD regulátoru při různých strukturách procesů. V první teoretické části je popsán spojitý PID regulátor, přechod od spojitého řízení k diskrétnímu a diskrétní regulační obvod (pojmy jako vzorkování, kvantování, tvarování). Dále jsou podrobněji popsány jednotlivé struktury diskrétního PSD regulátoru - od klasického PSD regulátoru, přes varianty s filtrací derivační složky, po struktury s omezením překmitu. Uvedeny jsou také dvě metody nastavování parametrů regulátorů – druhá Z-N metoda (založená na zjištění kritických parametrů soustavy) a vyvážené nastavení regulátorů.

Druhá část práce, která je praktická, obsahuje konkrétní výsledky získané na simulačních a reálných modelech. Na závěr jsou dosažené výsledky porovnány s adaptivním regulátorem firmy B&R.

**Klíčová slova:** regulátor, PID, PSD, Z-N metoda, adaptivní regulátor

**Brno University of Technology**

**Faculty of Electrical Engineering and Communication**

**Department of Control and Instrumentation**

## **Comparative study of discrete PSD controllers**

Specialization of study: Control and Instrumentation  
Student: Tereza Vaňková  
Supervisor: prof. Ing. Petr Pivoňka, CSc.

### **Abstract:**

Bachelor's thesis is focused on a verification of heterogeneous structures of discrete PSD controller depending on different process structures. The first theoretic part describes a continuous action controller, a transformation from the continuous to the discrete control and a discrete control loop (with issues like a sampling, a quantization, a signal shaping). Further there are described the concrete structures of the discrete PSD controllers – from the classical PSD controller over the variations with filtration in a derivative part to the structures with an elimination of the oscillation and the first overshoot. There are also mentioned two methods of controller parameters' setting– second Z-N method (based on finding out critical parameters of the system) and a balanced setting of controllers.

Second, practical, part of thesis contains particular results, which were found out by measuring on the simulation and real models. Finally achieved results are compared with an adaptive controller of B&R company.

**Key words:** controller, PID, PSD, Z-N method, adaptive controller

## Bibliografická citace

VAŇKOVÁ, T. *Porovnávací studie diskrétních PSD regulátorů*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2009. 92 s.  
Vedoucí bakalářské práce prof. Ing. Petr Pivoňka, CSc.

## Prohlášení

„Prohlašuji, že svou bakalářskou práci na téma Porovnávací studie diskretních PSD regulátorů jsem vypracovala samostatně pod vedením vedoucího bakalářské práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené bakalářské práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této bakalářské práce jsem neporušila autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhla nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědoma následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.“

V Brně dne: **1. června 2009**

.....  
podpis autora

## Poděkování

Děkuji vedoucímu bakalářské práce Prof. Ing. Petru Pivoňkovi, CSc. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé bakalářské práce.

V Brně dne: **1. června 2009**

.....  
podpis autora

## OBSAH

<b>1. ÚVOD .....</b>	<b>13</b>
<b>2. SPOJITÝ PID REGULÁTOR A PŘECHOD K DISKRÉTNÍMU ŘÍZENÍ. 15</b>	<b>15</b>
2.1 Základní regulační smyčka .....	15
2.2 Spojitý PID regulátor .....	16
2.3 Diskrétní regulační obvod.....	19
2.3.1 Vzorkování, kvantování.....	19
2.3.2 Tvarovač .....	22
<b>3. DISKRÉTNÍ PID (PSD) REGULÁTORY .....</b>	<b>23</b>
3.1 Diskrétní PID regulátor bez filtrace D složky.....	23
3.2 Diskrétní PID regulátor s filtrací D složky .....	27
3.3 Diskrétní regulátory s omezením překmitu.....	30
3.3.1 Filtr žádané hodnoty .....	30
3.3.2 Regulátory S-PD, PS-D .....	31
3.3.3 Dopředná vazba (Feed – Forward) .....	32
3.3.4 Takahashiho regulátor .....	32
<b>4. METODIKA NASTAVOVÁNÍ PARAMETRŮ REGULÁTORŮ .....</b>	<b>33</b>
4.1 Ziegler-Nicholsova metoda.....	33
4.2 Vyvážené nastavení regulátorů .....	34
<b>5. SOUSTAVY PRO TESTOVÁNÍ .....</b>	<b>35</b>
<b>6. OVĚŘOVÁNÍ NA SIMULAČNÍCH MODELECH .....</b>	<b>36</b>
6.1 Simulační soustava č. 1 .....	37
6.2 Simulační soustava č. 2.....	39
6.3 Simulační soustava č. 3.....	41
6.4 Simulační soustava č. 4.....	43
6.5 Simulační soustava č. 5.....	45
6.6 Simulační soustava č. 6.....	47
<b>7. OVĚŘOVÁNÍ NA REÁLNÝCH MODELECH.....</b>	<b>52</b>
7.1 Reálná soustava č. 1 .....	53
7.2 Reálná soustava č. 2 .....	55
7.3 Reálná soustava č. 3 .....	57
7.4 Reálná soustava č. 4 .....	59

7.5 Reálná soustava č. 5 .....	61
<b>8. ADAPTIVNÍ REGULÁTOR FIRMY B&amp;R.....</b>	<b>65</b>
8.1 Vlastní nastavení parametrů funkčního bloku LCRSlimPID().....	65
8.2 Ověření na simulačních modelech .....	67
8.2.1 Simulační soustava č. 1.....	68
8.2.2 Simulační soustava č. 2.....	68
8.2.3 Simulační soustava č. 3.....	71
8.2.4 Simulační soustava č. 4.....	71
8.2.5 Simulační soustava č. 5.....	74
8.2.6 Simulační soustava č. 6.....	74
8.3 Ověření na reálných modelech.....	78
8.3.1 Reálná soustava č. 1.....	78
8.3.2 Reálná soustava č. 2.....	80
8.3.3 Reálná soustava č. 3.....	80
8.3.4 Reálná soustava č. 4.....	83
8.3.5 Reálná soustava č. 5.....	83
<b>9. ZÁVĚR.....</b>	<b>87</b>
<b>10. LITERATURA.....</b>	<b>91</b>
<b>11. PŘÍLOHY.....</b>	<b>93</b>



## SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 2.1: Zapojení regulačního obvodu .....	15
Obr. 2.2: Podrobné schéma regulačního obvodu .....	16
Obr. 2.3: Spojitý reálný PID regulátor .....	18
Obr. 2.4: Diskrétní regulační obvod.....	19
Obr. 2.5: Princip kvantování .....	21
Obr. 3.1: a) Zpětná obdélníková metoda (náhrada obdélníky zprava) b) Dopředná obdélníková metoda (náhrada obdélníky zleva) .....	24
Obr. 3.2: Lichoběžníková metoda.....	24
Obr. 3.3: Přibližná náhrada derivace.....	25
Obr. 3.4: Stavový diagram polohového PSD regulátoru.....	26
Obr. 3.5: Stavový diagram přírůstkového PSD regulátoru .....	27
Obr. 3.6: PSD regulátor s filtrací derivační složky .....	28
Obr. 3.7: PSD regulátor s novější filtrací derivační složky.....	29
Obr. 3.8: Srovnání přechodových charakteristik derivačních složek.....	30
Obr. 3.9: Stavový diagram diskrétního S-PD a PS-D regulátoru.....	31
Obr. 3.10: Feed-Forward.....	32
Obr. 6.1: Průběhy výstupních veličin a akčních zásahů pro Z-N nastavení pro sim. soustavu č. 1 .....	38
Obr. 6.2: Průběhy výstupních veličin a akčních zásahů pro Z-N nastavení pro sim. soustavu č. 2.....	40
Obr. 6.3: Průběhy výstupních veličin a akčních zásahů pro Z-N nastavení pro sim. soustavu č. 3.....	42
Obr. 6.4: Průběhy výstupních veličin a akčních zásahů pro Z-N nastavení pro sim. soustavu č. 4.....	44
Obr. 6.5: Průběhy výstupních veličin a akčních zásahů pro Z-N nastavení pro sim. soustavu č. 5.....	46
Obr. 6.6: Průběhy výstupních veličin a akčních zásahů pro Z-N pro soustavu č. 5 – $T_S = 0,1$ s .....	48
Obr. 6.7: Průběhy výstupních veličin a akčních zásahů pro Z-N pro soustavu č. 5 – $T_S = 1$ s.....	49

Obr. 7.1: Průběhy výstupních veličin a akčních zásahů pro Z-N nastavení pro reálnou soustavu č. 1 .....	54
Obr. 7.2: Průběhy výstupních veličin a akčních zásahů pro Z-N nastavení pro reálnou soustavu č. 2 .....	56
Obr. 7.3: Průběhy výstupních veličin a akčních zásahů pro Z-N nastavení pro reálnou soustavu č. 3 .....	58
Obr. 7.4: Průběhy výstupních veličin a akčních zásahů pro Z-N nastavení pro reálnou soustavu č. 4 .....	60
Obr. 7.5: Průběhy výstupních veličin a akčních zásahů pro Z-N nastavení pro reálnou soustavu č. 5 .....	62
Obr. 8.1: Schéma zapojení pro řízení simulačních modelů adaptivním regulátorem v programu Matlab Simulink .....	66
Obr. 8.2: Schéma zapojení pro řízení reálných modelů adaptivním regulátorem v programu Matlab Simulink .....	67
Obr. 8.3: Průběhy výstupních veličin a akčních zásahů jednotlivých regulátorů pro simulační soustavu č. 1 .....	69
Obr. 8.4: Průběhy výstupních veličin a akčních zásahů jednotlivých regulátorů pro simulační soustavu č. 2 .....	70
Obr. 8.5: Průběhy výstupních veličin a akčních zásahů jednotlivých regulátorů pro simulační soustavu č. 3 .....	72
Obr. 8.6: Průběhy výstupních veličin a akčních zásahů jednotlivých regulátorů pro simulační soustavu č. 4 .....	73
Obr. 8.7: Průběhy výstupních veličin a akčních zásahů jednotlivých regulátorů pro simulační soustavu č. 5 .....	75
Obr. 8.8: Průběhy výstupních veličin a akčních zásahů jednotlivých regulátorů pro simulační soustavu č. 6 .....	76
Obr. 8.9: Průběhy výstupních veličin a akčních zásahů jednotlivých regulátorů pro reálnou soustavu č. 1 .....	79
Obr. 8.10: Průběhy výstupních veličin a akčních zásahů jednotlivých regulátorů pro reálnou soustavu č. 2 .....	81
Obr. 8.11: Průběhy výstupních veličin a akčních zásahů jednotlivých regulátorů pro reálnou soustavu č. 3 .....	82

Obr. 8.12: Průběhy výstupních veličin a akčních zásahů jednotlivých regulátorů pro reálnou soustavu č. 4 .....	84
Obr. 8.13: Průběhy výstupních veličin a akčních zásahů jednotlivých regulátorů pro reálnou soustavu č. 5 .....	85

## SEZNAM TABULEK

Tab. 4.1: Nastavení parametrů regulátoru podle Z-N .....	33
Tab. 4.2: Nastavení parametrů regulátoru s omezením kmitavého průběhu.....	34
Tab. 6.1: Hodnoty parametrů $K$ , $T_I$ a $T_D$ a parametry Takahashiho regulátoru pro soustavu č. 1 .....	37
Tab. 6.2: Hodnoty parametrů $K$ , $T_I$ a $T_D$ a parametry Takahashiho regulátoru pro soustavu č. 2 .....	39
Tab. 6.3: Hodnoty parametrů $K$ , $T_I$ a $T_D$ a parametry Takahashiho regulátoru pro soustavu č. 3 .....	41
Tab. 6.4: Hodnoty parametrů $K$ , $T_I$ a $T_D$ a parametry Takahashiho regulátoru pro soustavu č. 4 .....	43
Tab. 6.5: Hodnoty parametrů $K$ , $T_I$ a $T_D$ a parametry Takahashiho regulátoru pro soustavu č. 5 .....	45
Tab. 6.6: Hodnoty parametrů $K$ , $T_I$ a $T_D$ a parametry Takahashiho regulátoru pro soustavu č. 6 pro $T_S = 0,1$ s a $T_S = 1$ s .....	47
Tab. 7.1: Hodnoty parametrů $K$ , $T_I$ a $T_D$ a parametry Takahashiho regulátoru pro reálnou soustavu č. 1 .....	53
Tab. 7.2: Hodnoty parametrů $K$ , $T_I$ a $T_D$ a parametry Takahashiho regulátoru pro reálnou soustavu č. 2 .....	55
Tab. 7.3: Hodnoty parametrů $K$ , $T_I$ a $T_D$ a parametry Takahashiho regulátoru pro reálnou soustavu č. 3 .....	57
Tab. 7.4: Hodnoty parametrů $K$ , $T_I$ a $T_D$ a parametry Takahashiho regulátoru pro reálnou soustavu č. 4 .....	59
Tab. 7.5: Hodnoty parametrů $K$ , $T_I$ a $T_D$ a parametry Takahashiho regulátoru pro reálnou soustavu č. 5 .....	61
Tab. 8.1: Parametry adaptivního regulátoru a regulátorů nastavených podle Z-N pro simulační soustavu č.1 .....	68

Tab. 8.2: Parametry adaptivního regulátoru a regulátorů nastavených podle Z-N pro simulační soustavu č.2 .....	68
Tab. 8.3: Parametry adaptivního regulátoru a regulátorů nastavených podle Z-N pro simulační soustavu č.3 .....	71
Tab. 8.4: Parametry adaptivního regulátoru a regulátorů nastavených podle Z-N pro simulační soustavu č. 4 .....	71
Tab. 8.5: Parametry adaptivního regulátoru a regulátorů nastavených podle Z-N pro simulační soustavu č. 5 .....	74
Tab. 8.6: Parametry adaptivního regulátoru a regulátorů nastavených podle Z-N pro simulační soustavu č. 6 .....	74
Tab. 8.7: Parametry adaptivního regulátoru a regulátorů nastavených podle Z-N pro reálnou soustavu č. 1 .....	78
Tab. 8.8: Parametry adaptivního regulátoru a regulátorů nastavených podle Z-N pro reálnou soustavu č. 2 .....	80
Tab. 8.9: Parametry adaptivního regulátoru a regulátorů nastavených podle Z-N pro reálnou soustavu č. 3 .....	80
Tab. 8.10: Parametry adaptivního regulátoru a regulátorů nastavených podle Z-N pro reálnou soustavu č. 4 .....	83
Tab. 8.11: Parametry adaptivního regulátoru a regulátorů nastavených podle Z-N pro reálnou soustavu č. 5 .....	83

## 1. ÚVOD

S různými typy regulátorů se v dnešní době, aniž si to možná uvědomujeme, setkáváme v každodenním životě – jak v domácnostech, tak především v průmyslových zařízeních, kde se využívají při řízení mnoha technologických procesů. V naprosté většině se zde právě jedná o klasické PID regulátory, které se stále v hojné míře používají (uvádí se, že přinejmenším 95 % regulátorů použitých v průmyslu jsou PI nebo PID regulátory [8]), přestože již existují moderní metody řízení jako jsou především adaptivní, fuzzy či neuronové regulátory.

Když se trochu ohlédneme do historie [8], první významné aplikace automatického řízení a použití regulátorů se objevuje již v pol. 18. století. Zmínit můžeme např. W. Salmona, který vynalezl plovákový regulátor pro regulaci vodní hladiny v domácích cisternách s vodou, Reaumura a Bonnemain, kteří vylepšili termostat pro regulaci teploty, a především J. Watta, který navrhl regulátor na principu odstředivé síly pro regulaci rychlosti parních strojů. Na počátku 20. století již fungovala regulace teploty, tlaku, hladiny, rychlosti otáčení, postupně přibyla i regulace polohy prostřednictvím servomechanismů, regulace kmitočtu atd. První strukturu PID regulátoru použil Američan E. Sperry v roce 1911. Velmi významně teorii řízení ovlivnil článek publikovaný v roce 1942 J. Zieglerem a N. Nicholsonem formulující první systematický přístup k nastavování P, PI a PID regulátorů. Tato metoda nastavování PID (resp. diskretních PID) regulátorů se v původní verzi či v modifikovaných verzích používá dodnes. S nástupem počítačové techniky a mikroprocesorů se od spojitého řízení a spojitých regulátorů realizovaných na operačním zesilovači přešlo k diskretnímu řízení a tím i k diskretním regulátorům realizovaných na mikroprocesoru.

Jak již bylo zmíněno, PID regulátory (dnes realizované především v diskretní formě - tzv. PSD regulátory) se stále používají. Existují různé struktury tohoto regulátoru – od klasického PSD regulátoru, přes PSD regulátory s filtrací derivační složky, která je důležité zejména v prostředích s přítomností šumu, po struktury PSD regulátoru s omezením překmitu - filtrace žádané hodnoty, P-SD, S-PD a dopředná vazba (Feed-Forward). Díky těmto rozdílným strukturám můžeme vyhovět požadavkům kladeným na regulační děj změnou struktury PSD regulátoru. Např. pokud požadujeme rychlý přechodný děj, u kterého nám mírný překmit

regulované veličiny nevadí, můžeme použít PSD regulátor s filtrací derivační složky, když naopak vyžadujeme, aby přechodný děj byl téměř bez překmitu či úplně aperiodický, použijeme struktury s omezením překmitu, např. regulátor S-PD.

Cílem této práce je právě ověřit heterogenní struktury diskrétních PSD regulátorů při různých strukturách procesů. Celou práci můžeme rozdělit do dvou celků. První část obsahuje teoretický popis regulátorů. Nalezneme zde zmínku o spojitých PID regulátorech, přechod od spojitého regulačního obvodu k diskrétnímu, jsou zde vysvětleny pojmy vzorkování, kvantování, tvarování (což souvisí s diskrétním regulačním obvodem) a dále jsou podrobněji popsány jednotlivé typy PSD regulátorů. Na závěr této části jsou uvedeny dvě metody nastavování parametrů regulátorů (druhá Ziegler-Nicholsova metoda a vyvážené nastavení regulátorů). Tyto metody jsou dále použity v praktické části práce.

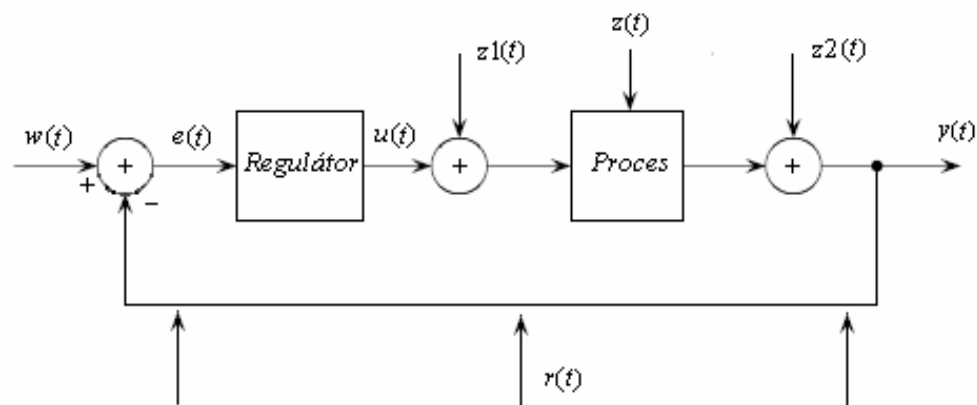
Druhá část práce je praktická a obsahuje konkrétní výsledky získané na simulačních modelech (zvolených podle soustav pro Benchmarkové testy) a reálném modelu (v podobě laboratorního přípravku). Nakonec jsou dosažené výsledky, jak simulační tak reálné, srovnány s adaptivním regulátorem firmy B&R.

## 2. SPOJITÝ PID REGULÁTOR A PŘECHOD K DISKRÉTNÍMU ŘÍZENÍ

I když je v dnešní době analogové řízení v průmyslových aplikacích vytlačováno číslicovými regulátory, nalezneme ještě případy, kdy se analogový PID regulátor používá. Protože diskretní regulátory vycházejí ze spojitých regulátorů, zmínila bych se v této kapitole právě o spojitých regulátorech a o přechodu k diskretním regulátorům.

### 2.1 ZÁKLADNÍ REGULAČNÍ SMYČKA

Základem zpětnovazebního řízení je regulační smyčka na **Obr. 2.1** [1].



**Obr. 2.1: Zapojení regulačního obvodu**

Význam jednotlivých proměnných:

$w(t)$ .....**žádaná hodnota** (též řídicí veličina či vstupní veličina),

$y(t)$ .....**výstupní veličina z procesu** (též regulovaná veličina), její hodnota se měří pomocí senzoru,

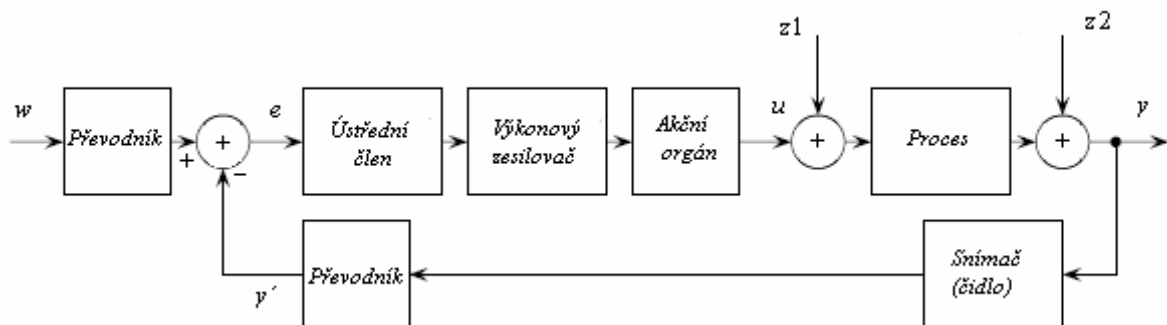
$e(t)$ .....**regulační odchylka** – rozdíl mezi žádanou hodnotou výstupní veličiny z procesu a její skutečnou hodnotou:  $e(t) = w(t) - y(t)$ ,

$u(t)$ .....výstupní hodnota z regulátoru – **akční zásah**

$z(t)$ .....**porucha** obecně působící na proces, může působit na vstupu procesu  $z1(t)$  nebo na výstupu procesu  $z2(t)$

$r(t)$ .....možné působení **rušivých signálů**

Schéma na **Obr. 2.1** je zjednodušeno. V reálném procesu vypadá zapojení trochu jinak [3]. Hodnota výstupní veličiny se zjišťuje pomocí čidla, jehož přenosovou funkci můžeme zařadit do zpětné vazby, nebo do přenosové funkce procesu. Samotný regulátor se poté skládá z ústředního členu (určuje vlastní algoritmus řízení), výkonového zesilovače a akčního orgánu. Dynamické vlastnosti těchto bloků se obvykle zahrnují do procesu, nebo do regulátoru. Řídící veličina může být zadávána ručně, pomocí ovladače či dálkově z připojeného počítače. Aby mohla být porovnáována s výstupní veličinou z procesu, musí se nejprve upravit na stejnou fyzikální veličinu, jako je signál z čidla výstupní veličiny. K tomuto slouží převodníky. Z tohoto důvodu máme k dispozici jen hodnotu výstupní veličiny, která je sejmuta čidlem a převedena převodníkem -  $y'$ , nikoli přímo hodnotu výstupu procesu  $y$ . Podrobné schéma může vypadat podle [3] jako na **Obr.2.2**.



**Obr. 2.2: Podrobné schéma regulačního obvodu**

## 2.2 SPOJITÝ PID REGULÁTOR

PID regulátor se skládá ze tří složek – proporcionální, integrační a derivační složky (odtud pochází i název regulátoru), které jsou zapojeny paralelně a každá složka svým způsobem ovlivňuje velikost akčního zásahu. Matematicky nejjednodušší je **proporcionální složka P**, která pracuje na principu přímé úměrnosti. Konstantou úměrnosti mezi velikostí regulační odchylky  $e(t)$  a akčního zásahu  $u(t)$  je proporcionální zesílení  $r_0$

$$u(t) = r_0 e(t) \quad (2.1)$$

Základní nevýhodou samotné P složky je existence trvalé ustálené odchylky, tzn. sama není schopna zcela odstranit rozdíl mezi skutečnou a žádanou hodnotou regulované veličiny. Z tohoto důvodu je do regulátoru zařazena **integrační složka I**,



kteřá je schopna zcela eliminovat regulační odchylku. Akční veličina je rovna časové hodnotě integrálu z regulační odchylky

$$u(t) = r_i \int_0^t e(\tau) d\tau \quad (2.2)$$

Také integrační složka má své nevýhody – zhoršuje stabilitu regulačního obvodu a zpomaluje přechodný děj (prodlužuje periodu kmitů). Tento problém pomáhá vyřešit třetí složka regulátoru – *derivační složka D*, která zlepšuje stabilitu a zkracuje periodu kmitů – tím zrychluje a zlepšuje přechodný děj. Akční zásah je úměrný derivaci regulační odchylky

$$u(t) = r_d \frac{de(t)}{dt} \quad (2.3)$$

Velikou nevýhodou derivační složky je, že zesiluje působení šumu v obvodě, proto pokud je její hodnota příliš velká, může regulační obvod rozkmitávat. Na druhou stranu malá hodnota může způsobit zmenšení stability a tím opět zvětšit kmitání v regulačním obvodě.

Výsledný akční zásah spojitého PID regulátoru získáme součtem jednotlivých složek (2.1), (2.2) a (2.3)

$$u(t) = r_0 e(t) + r_i \int_0^t e(\tau) d\tau + r_d \frac{de(t)}{dt} \quad (2.4)$$

či ve známějším tvaru

$$u(t) = K \left( e(t) + \frac{1}{T_I} \int_0^t e(\tau) d\tau + T_D \frac{de(t)}{dt} \right). \quad (2.5)$$

Pro převod mezi (2.4) a (2.5) platí vztahy

$$K = r_0; \quad T_I = \frac{r_0}{r_i} = \frac{K}{r_i}; \quad T_D = \frac{r_d}{r_0} = \frac{r_d}{K}, \quad (2.6)$$

kde  $K$  je proporcionální zesílení,  $T_I$  integrační a  $T_D$  derivační časová konstanta,  $r_0$  zesílení,  $r_i$  integrační konstanta,  $r_d$  derivační konstanta a hodnoty  $u(t)$  a  $e(t)$  označují velikost akčního zásahu a regulační odchylky v čase  $t$ . Dále budu používat pouze rovnici (2.5), protože při nastavování PID regulátorů se používají především parametry  $K$ ,  $T_I$  a  $T_D$ .

Rovnici (2.5) můžeme s použitím Laplaceovy transformace převést na tvar

$$U(s) = K \left( E(s) + \frac{1}{T_I s} E(s) + T_D s E(s) \right) = K \left( 1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s \right) E(s), \quad (2.7)$$

kde  $U(s)$  je obraz akčního zásahu a  $E(s)$  obraz regulační odchylky.

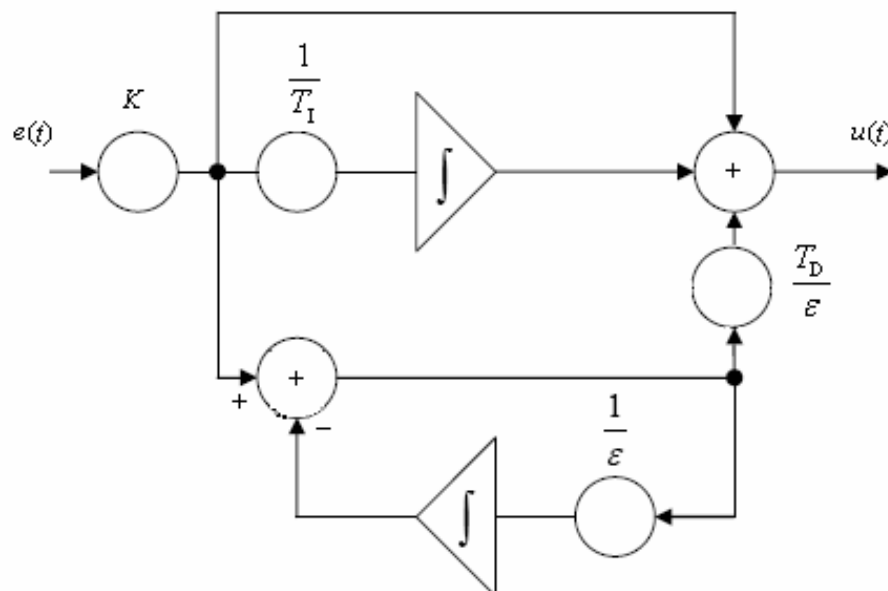
Z rovnice (2.7) úpravou získáme přenosovou funkci spojitého PID regulátoru (poměr obrazu výstupní veličiny ku obrazu vstupní veličiny za předpokladu nulových počátečních podmínek)

$$F_R(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = K \left( 1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s \right) \quad (2.8)$$

Derivační složka v rovnici (2.8) je v rozporu s podmínkou fyzikální realizovatelnosti (řád čitatele je větší než řád jmenovatele), proto se v praxi přenosová funkce doplňuje o setrvačný člen s časovou konstantou  $\varepsilon$ , která se nazývá realizační časová konstanta ( $\varepsilon > 0$ ). Přenos reálného PID regulátoru bude mít tvar

$$F_R(s) = K \left( 1 + \frac{1}{T_I s} + \frac{T_D s}{\varepsilon s + 1} \right) \quad (2.9)$$

Schéma spojitého reálného PID regulátoru je na **Obr. 2.3** [1].

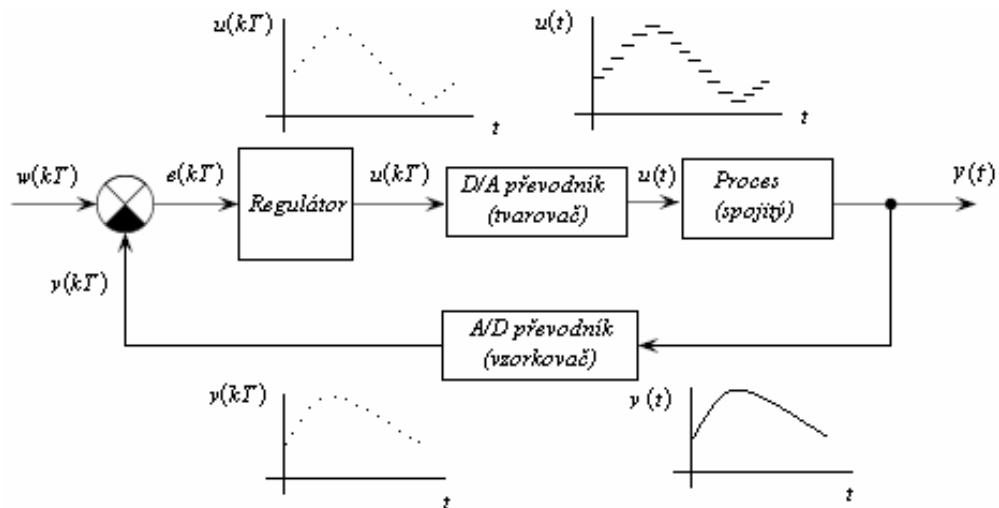


**Obr. 2.3:** Spojitý reálný PID regulátor

### 2.3 DISKRÉTNÍ REGULAČNÍ OBVOD

Spojité PID regulátory jsou realizovány pomocí operačních zesilovačů. Problémem u nich je vytvoření přesného a časově stálého nastavení integrační časové konstanty. Dnes se regulátory realizují s použitím mikroprocesorů (použití počítače ve funkci regulátoru), od spojitého řízení se tedy přešlo k diskretnímu.

Do regulátoru (počítače) nevstupuje spojitě se měnící napětí, jak tomu bylo u spojitých regulátorů, protože se předřazuje analogově-digitální převodník, který spojitou veličinu vzorkuje s periodou  $T_s$  a převádí do diskretního tvaru. Regulátor zjišťuje regulační odchylku  $e(kT)$  pouze v určitých okamžicích a pouze v těchto okamžicích počítá hodnotu akční veličiny  $u(kT)$ . Ta musí být opět pomocí digitálně-analogového převodníku převedena na spojitou veličinu, která může ovládat akční člen. Vzniká tak *diskretní regulační obvod* – alespoň jeden člen pracuje diskretně, tj. informaci přijímá nebo vydává v diskretních časových okamžicích. Blokové schéma diskretního regulačního obvodu je podle [4] na **Obr.2.4**.



**Obr. 2.4: Diskretní regulační obvod**

#### 2.3.1 Vzorkování, kvantování

Vzorkovač, řízený hodinami v systému, provádí periodické snímání hodnoty spojitě vstupní veličiny. Dostáváme tak množinu diskretních bodů (vzorků) s intervalem odpovídajícím použité vzorkovací frekvenci. Důležitá je zde volba velikosti *vzorkovací frekvence*  $f_s$ . Ta musí splňovat vzorkovací teorém, který

formuloval v roce 1949 Clade E. Shannon: Spojitý signál lze jednoznačně rekonstruovat z periodicky navzorkované posloupnosti za předpokladu, že pro vzorkovací kmitočet  $\omega_S$  platí

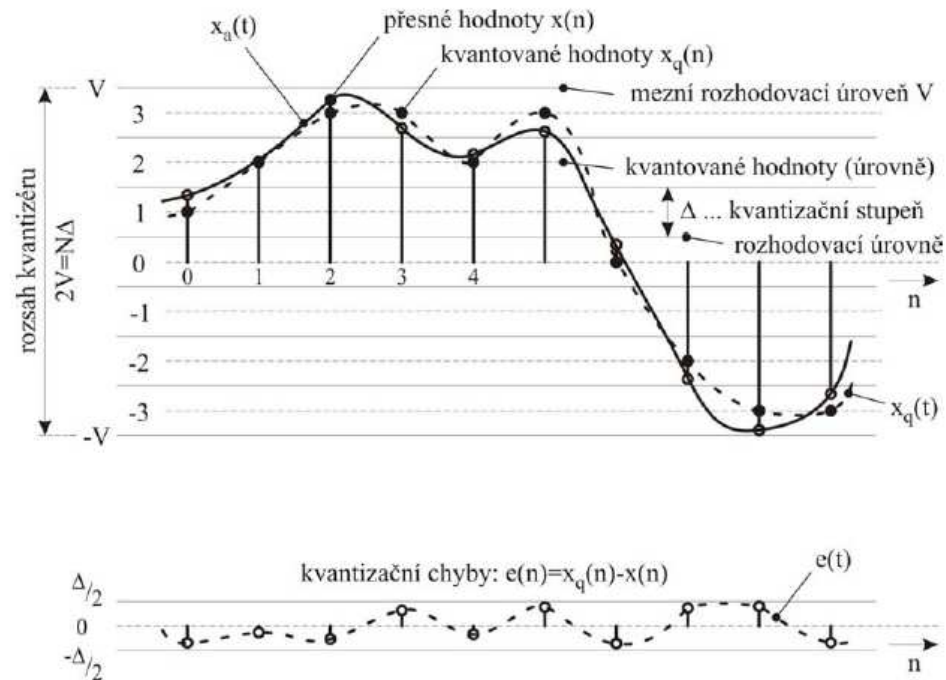
$$\omega_S = \frac{2\pi}{T_S} \geq 2\omega_{\max} \quad \Leftrightarrow \quad T_S \leq \frac{\pi}{\omega_{\max}}, \quad (2.10)$$

kde  $T_S$  je perioda vzorkování a  $\omega_{\max}$  je maximální kmitočet obsažený ve spektru zpracovávaného signálu. Při nesplnění tohoto teorému dochází k překrývání jednotlivých spekter signálu (tzv. aliasing efekt). Pro dobrou dynamickou odezvu na změnu žádané hodnoty a rychlé vyregulování poruch se doporučuje hodnota vzorkovací frekvence ještě vyšší ( $\omega_S = 6\omega_{\max} \dots 20\omega_{\max}$ ). Na regulační obvod však působí široké spektrum dalších poruchových signálů daných elektronickou realizací obvodu, což by vyžadovalo nereálně vysokou frekvenci vzorkování. Proto při vlastní realizaci diskretního regulátoru se musí dbát zejména na to, aby před vzorkováním signálu byly odstraněny všechny frekvence vyšší než je polovina vzorkovací

frekvence, tzv. Nyquistova frekvence  $\omega_N = \frac{\omega_S}{2} = \frac{\pi}{T_S}$ . Nejjednodušší způsob, jak

tohoto dosáhnout, je použití analogového (antialiasing) filtru (dolní propust). Dynamika antialiasingových filtrů se promítá do dynamických vlastností celého systému. Tuto dynamiku můžeme zanedbat pouze tehdy, pokud je perioda vzorkování dostatečně malá.

Po vzorkování realizuje převodník další operaci – *kvantování*, kterou se převádí diskretní signál (vzorky) na kvantovaný (diskretní) signál, který je charakterizovaný konečným počtem možných diskretních hodnot. To znamená, že přesné hodnoty vzorků  $x(n)$  jsou vyjádřeny se zvolenou konečnou přesností kvantovanými hodnotami  $x_q(n)$ . Princip kvantování je znázorněn podle [6] na **Obr. 2.5**.



**Obr. 2.5: Princip kvantování**

[6] Sousední rozhodovací úrovně vymezují kvantizační stupně šířky  $\Delta$ . Protože se digitální signál zpravidla zpracovává na zařízeních pracujících ve dvojkové číselné soustavě, bývají počty kvantizačních stupňů  $N$  A/D převodníků zpravidla rovny  $b$ -té mocnině čísla 2 ( $N = 2^b$ ), přičemž nakvantovaný signál pak lze vyjádřit v  $b$  bitech. Všechny velikosti vzorků  $x(n)$  spadající do rozsahu jednoho kvantizačního stupně, jsou vyjádřeny příslušnou kvantovanou hodnotou  $x_q(n)$ . Diference mezi kvantovanou a přesnou hodnotou vzorku představuje kvantizační chybu  $e(n) = x_q(n) - x(n)$ . Její velikost je v intervalu  $-\Delta/2 \leq \Delta/2$ . Tyto chyby mají náhodný charakter a pokud je vyneseme do grafu (viz **Obr. 2.5**), získáme náhodný signál, který se označuje jako *kvantizační šum*. Velikost kvantizačního šumu závisí na maximální počtu kvantizačních stupňů daného převodníku.

Přesné hodnoty vzorků  $x(n)$  mohou být kvantovány zaokrouhlováním nebo useknutím. Důsledkem toho je, že při použití převodníků počítáme s přesností na maximálně 4 platná místa.

Při zpětném převodu digitálního signálu na analogový pomocí D/A převodníku nebude převedený signál přesně odpovídat původnímu, neboť bude vždy degradován kvantizačním šumem  $e(t)$ .

### 2.3.2 Tvarovač

Akční zásah je před vstupem do spojitého procesu rekonstruován z posloupnosti čísel použitím D/A převodníku s tvarovačem, který určuje vstup do procesu, dokud není z mikroprocesoru poslána další hodnota. Jde v podstatě o přeměnu diskrétního signálu na spojitý signál (nebo alespoň po částech spojitý). Existuje více typů tvarovačů. Nejběžnějším je tvarovač nultého řádu, který po celou dobu periody  $T_S$  udržuje konstantní hodnotu rovnou amplitudě vstupního impulsu, přivedeného na počátku periody (viz **Obr.2.4**).

Při použití diskrétně řízeného systému je třeba brát v úvahu posun fázové charakteristiky regulovaného procesu způsobený zpožděním vzniklým při vzorkování spojitých veličin (můžeme ho aproximovat časovou konstantou dopravního zpoždění  $\tau = \frac{T_S}{2}$ , kde  $T_S$  je perioda vzorkování), zpožděním při přenosu a zpracování, dále musíme brát v úvahu dynamiku použitého antialiasing filtru a přesnost při kvantování.

Je patrné, že pokud bychom chtěli srovnávat spojitou soustavu a soustavu vzniklou její diskretizací, jedná se o dva různé procesy s různou dynamikou, protože k dynamice řízeného procesu přidáváme i dynamiku vzniklou při diskretizaci procesu, přesněji jeho výstupních signálů. Toto je třeba si uvědomit především při srovnávání vlastností regulátorů navržených pro spojitou soustavu a jejich diskrétním ekvivalentem.

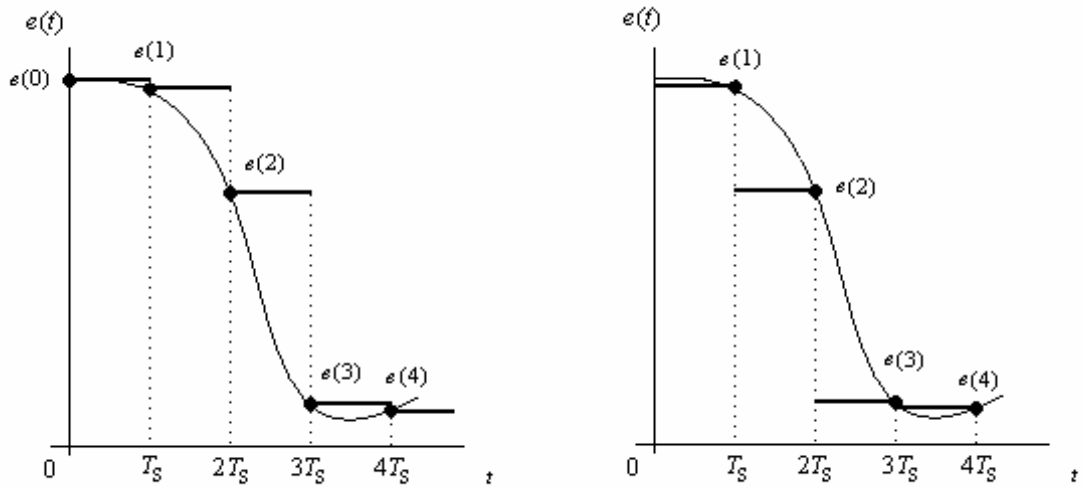
### 3. DISKRÉTNÍ PID (PSD) REGULÁTORY

Jak již bylo zmíněno v minulé kapitole, většina dnes vyráběných průmyslových regulátorů je diskrétního typu. Při realizaci regulátoru pomocí mikroprocesoru se tak vyhneme problémům spojeným s analogovými implementacemi, jako je přesnost a drift jednotlivých komponentů. Výhodou je také možnost realizace řady dalších variant řídicích algoritmů jako je filtrace žádané hodnoty, použití nelineárních řídicích algoritmů a speciálních algoritmů pro procesy s dopravním zpožděním. Řídicí algoritmy jsou rovněž realizovány v pohyblivé řádové čárce, a tak je rozsah nastavitelných parametrů regulátoru mnohem větší než tomu bylo u spojitých regulátorů.

#### 3.1 DISKRÉTNÍ PID REGULÁTOR BEZ FILTRACE D SLOŽKY

Diskrétní popis PID regulátoru získáme diskretizací jeho spojitě verze tak, že integraci nahradíme sumací S a derivaci diferencí D (odtud plyne název PSD). Přímé srovnávání spojitě a diskrétní verze PID regulátoru však není korektní. O srovnávání můžeme uvažovat pouze v případech, kdy jsou splněny výše uvedené podmínky týkající se vzorkování – vzorkovací teorém, odfiltrování všech signálů s vyšší frekvencí než je Nyquistova frekvence, dále perioda vzorkování musí být dostatečně krátká vzhledem k dynamice reálného procesu a derivační složka musí být vyfiltrována, aby zašuměný signál nezpůsobil rozkmitání akčního zásahu.

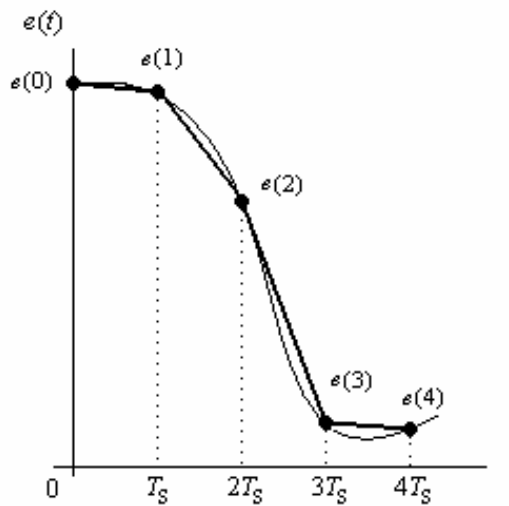
Jak již bylo řečeno, u diskrétního PID regulátoru nahrazujeme integraci sumací S. Tuto náhradu můžeme provést třemi různými metodami [1] – pomocí tzv. *zpětné obdélníkové metody* (náhrada obdélníky zprava) (**Obr. 3.1a**), *dopředné obdélníkové metody* (náhrada obdélníky zleva) (**Obr. 3.1b**), při těchto dvou metodách aproximujeme spojitou funkci po úsecích  $T_S$  (perioda vzorkování) konstantní funkcí (obdélníky), a pomocí *lichoběžníkové metody* (**Obr. 3.2**), při níž nahrazujeme spojitý signál přímkovými úseky. Derivaci poté nahradíme diferencí D 1. řádu (dvoubodovou, zpětnou diferencí) (**Obr. 3.3**).



$$\int_0^t e(\tau) d\tau \approx T_s \sum_{i=1}^k e(i-1)$$

$$\int_0^t e(\tau) d\tau \approx T_s \sum_{i=1}^k e(i)$$

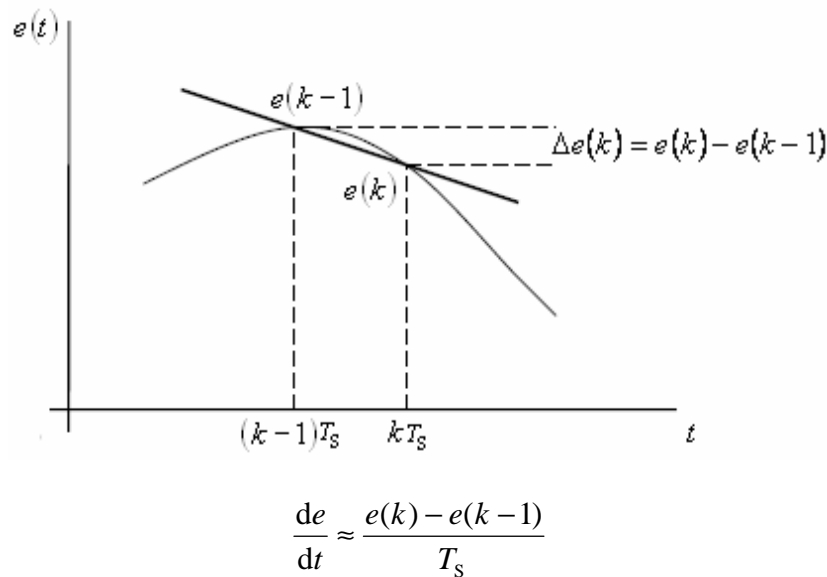
**Obr. 3.1:** a) Zpětná obdélníková metoda (náhrada obdélníky zprava)  
b) Dopředná obdélníková metoda (náhrada obdélníky zleva)



$$\int_0^t e(\tau) d\tau \approx T_s \sum_{i=1}^k \frac{e(i) + e(i-1)}{2}$$

**Obr. 3.2:** Lichoběžníková metoda





**Obr. 3.3: Přibližná náhrada derivace**

kde  $e(k)$  je hodnota odchylky v  $k$ -tém okamžiku vzorkování, tj. v čase  $t = kT_s$ .

Diskrétní PID regulátory můžeme popsat dvěma tvary - tzv. **polohovým (paralelním) a přírůstkovým tvarem**. Výhodou polohového regulátoru je průběžná možnost změny periody vzorkování. Nevýhodou je, že se jedná o tzv. nerekurentní algoritmy, u nichž musíme znát všechny minulé hodnoty regulační odchylky, což je z hlediska průmyslového využití nepraktické, proto jsou pro praktické využití vhodnější přírůstkové algoritmy (tzv. rekurentní algoritmy). Přírůstkový algoritmus diskrétního PID regulátoru ve tvaru diferenční rovnice má tvar

$$u(k) = u(k-1) + \Delta u(k) = u(k-1) + a_0 e(k) + a_1 e(k-1) + a_2 e(k-2) \quad (3.1)$$

Dále budou uvedeny oba tvary.

**Dopředná obdélníková metoda** (náhrada obdélníky zleva)

- polohový tvar

$$u(k) = K \left\{ e(k) + \frac{T_s}{T_I} \sum_{i=1}^k e(i) + \frac{T_D}{T_s} [e(k) - e(k-1)] \right\} \quad (3.2)$$

- přírůstkový tvar [1]

$$a_0 = K \left( 1 + \frac{T_s}{T_I} + \frac{T_D}{T_s} \right), \quad a_1 = -K \left( 1 + 2 \frac{T_D}{T_s} \right), \quad a_2 = K \frac{T_D}{T_s} \quad (3.3)$$

**Zpětná obdélníková metoda** (náhrada obdélníky zprava)

- polohový tvar

$$u(k) = K \left\{ e(k) + \frac{T_s}{T_I} \sum_{i=1}^k e(i-1) + \frac{T_D}{T_s} [e(k) - e(k-1)] \right\} \quad (3.4)$$

- přírůstkový tvar [1]

$$a_0 = K \left( 1 + \frac{T_D}{T_s} \right), \quad a_1 = -K \left( 1 - \frac{T_s}{T_I} + 2 \frac{T_D}{T_s} \right), \quad a_2 = K \frac{T_D}{T_s} \quad (3.5)$$

**Lichoběžníková metoda** (náhrada obdélníky zprava)

- polohový tvar

$$u(k) = K \left\{ e(k) + \frac{T_s}{T_I} \sum_{i=1}^k \frac{e(i) + e(i-1)}{2} + \frac{T_D}{T_s} [e(k) - e(k-1)] \right\} \quad (3.6)$$

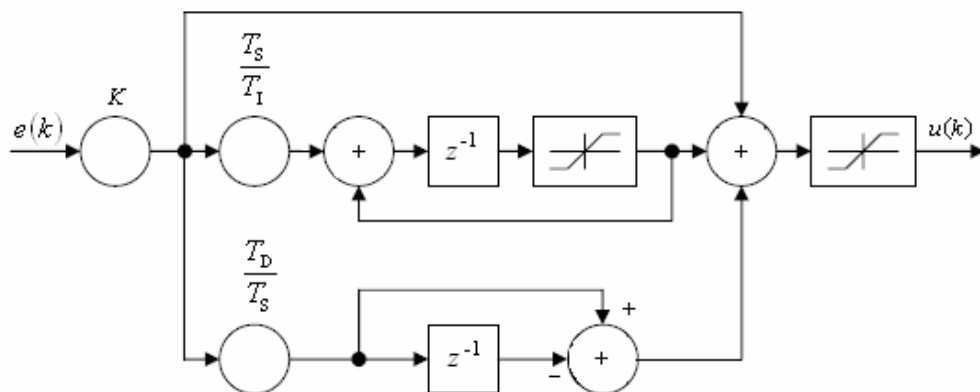
- přírůstkový tvar [1]

$$a_0 = K \left( 1 + \frac{T_s}{2T_I} + \frac{T_D}{T_s} \right), \quad a_1 = -K \left( 1 - \frac{T_s}{2T_I} + 2 \frac{T_D}{T_s} \right), \quad a_2 = K \frac{T_D}{T_s} \quad (3.7)$$

Pro dostatečně husté vzorkování vzhledem ke změnám regulační odchylky není mezi aproximacemi integrálu a tedy vztahy pro polohový tvar (3.2), (3.4) a (3.6) významný rozdíl, a proto se většinou používá tvar (3.2). Rovnici (3.2) můžeme pomocí Z-transformace přepsat na tvar přenosu regulátoru

$$F_R(z) = K \left( 1 + \frac{T_s}{T_I} \frac{z^{-1}}{1 - z^{-1}} + \frac{T_D}{T_s} (1 - z^{-1}) \right) \quad (3.8)$$

Stavový diagram polohového (paralelního) tvaru diskrétního PID regulátoru podle (3.8) je na **Obr. 3.4** [1].



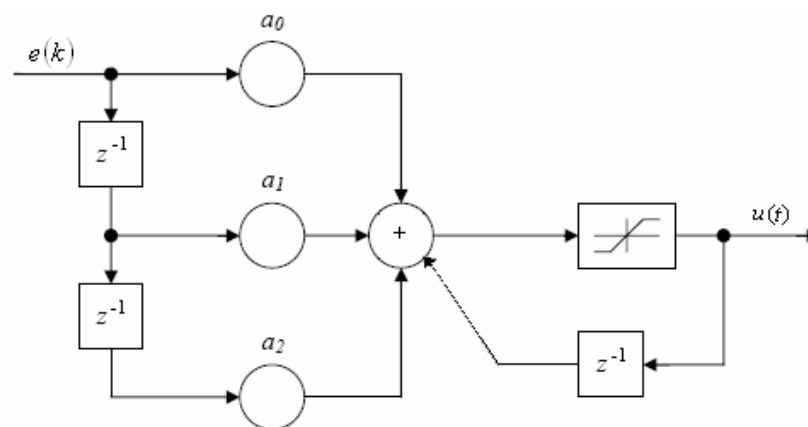
**Obr. 3.4:** Stavový diagram polohového PSD regulátoru

V regulátoru na **Obr. 3.4** se nacházejí dva omezovače. První omezovač (nelinearita typu nasycení) slouží k omezení přebuzení sumační složky (antiwindup). Zajišťuje, aby hodnota sumační složky nedosáhla větší hodnoty než je hodnota signálu, kterou je ještě akční člen schopen zpracovávat, což by jinak vedlo k prodlužování přechodného děje. Druhý omezovač slouží k tomu, aby se akční zásah  $u(k)$ , který je přiveden na D/A převodník, nacházel v rozmezí přípustných hodnot, které je D/A převodník schopen zpracovat, v opačném případě by mohlo být do registru převodníku zapsáno jiné číslo.

Přírůstkový algoritmus diskrétního PSD regulátoru ve tvaru (3.1) můžeme pomocí Z-transformace převést na tvar

$$F_R(z) = \frac{a_0 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}}{1 - z^{-1}} \quad (3.9)$$

Tento regulátor má však v technické praxi omezené použití kvůli špatné realizaci omezení sumační složky a beznárazového přepínání. Proto se v praxi používá spíše zapojení podle rovnice (3.1). Jeho stavový diagram je na **Obr. 3.5** [1].



**Obr. 3.5: Stavový diagram přírůstkového PSD regulátoru**

Dále budu používat pouze polohový tvar diskrétního PID regulátoru podle rovnice (3.8).

### 3.2 DISKRÉTNÍ PID REGULÁTOR S FILTRACÍ D SLOŽKY

Derivační složka v regulátoru může za přítomnosti šumu v regulačním obvodu rozkmitávat akční člen, což v praxi např. při použití ventilů vede k jejich rychlému opotřebení či zničení. Proto je nutné potlačit (filtrovat) vyšší kmitočty ve vstupním signálu, aby nebyly derivační složkou příliš zesilovány. Pro řešení bychom

mohli použít jednoduchý číslicový filtr na vstupu regulátoru, tím bychom však do obvodu zanesli další časovou konstantu a zpomalili tak regulační děj. Z tohoto důvodu se filtruje pouze derivační složka.

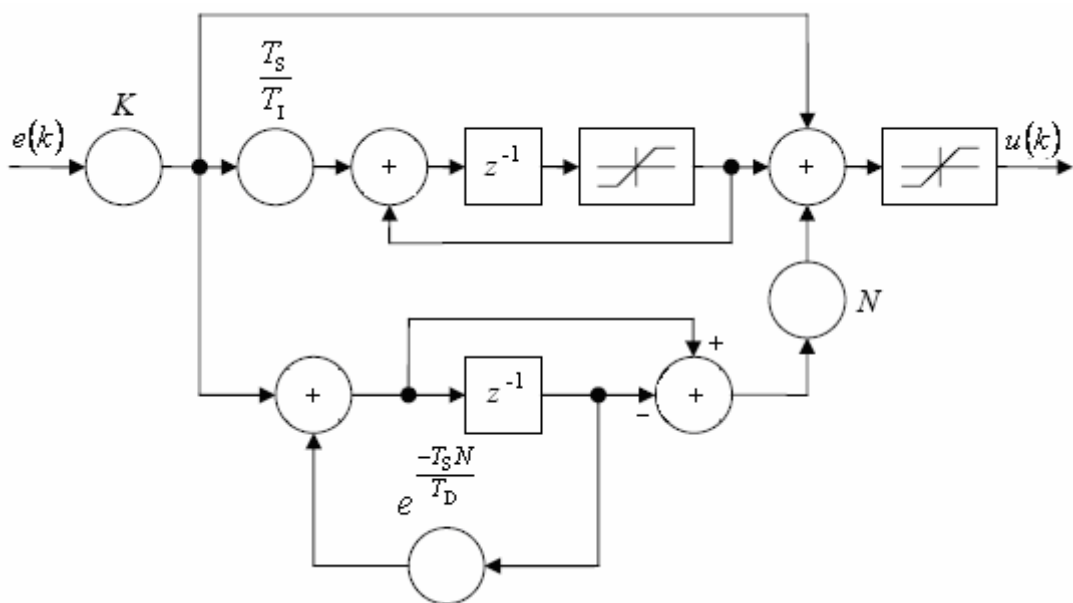
Existuje více možností filtrace derivační složky. Zmínila bych se zde o dvou. První tvar regulátoru s filtrací derivační složky získáme, když v rovnici (3.8) derivační část nahradíme diskretním ekvivalent spojité derivační složky PID regulátoru (podle Aströma)

$$F_D(s) = \frac{T_D s}{T_D s + 1} \Rightarrow F_D(z) = Z \left\{ L^{-1} \left\{ \frac{1 - e^{-sT}}{s} F_D(s) \right\} \right\} = N \frac{1 - z^{-1}}{1 - e^{-\frac{T_D}{T_s}} z^{-1}}$$

(Pozn. Přechodová charakteristika tohoto diskretního ekvivalentu přesně odpovídá přechodové charakteristice spojitého ekvivalentu  $F_D(s)$  v časech vzorkování. Vychází z představy, že ke spojitě části je připojen tvarovač nultého řádu, viz **Obr. 3.8.**)

$$F_R(z) = K \left( 1 + \frac{T_s}{T_I} \frac{z^{-1}}{1 - z^{-1}} + N \frac{1 - z^{-1}}{1 - e^{-\frac{T_D}{T_s}} z^{-1}} \right), \quad (3.10)$$

kde  $N$  je zesilovací činitel a omezuje zesílení na vyšších frekvencích. Volí se v rozsahu 3 až 20. Při  $N = 3$  je derivační složka nejlépe filtrována. Schéma tohoto regulátoru je na **Obr. 3.6** [1].



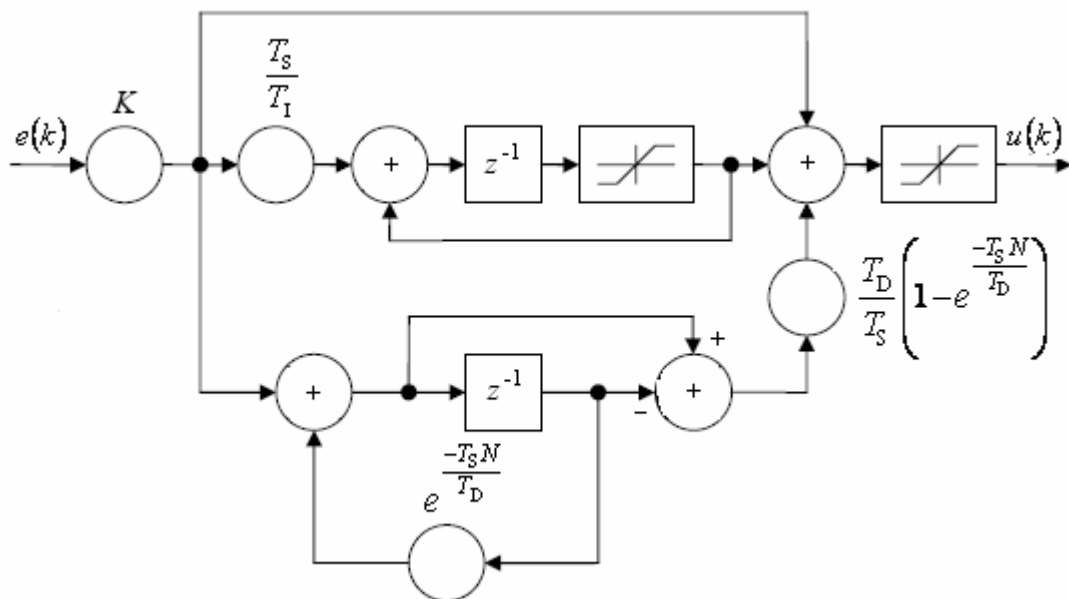
**Obr. 3.6:** PSD regulátor s filtrací derivační složky

Druhý způsob filtrace derivační složky (novější filtrace derivační složky) podle [2] *Impulse area invariant* má tvar

$$F_D(z) = \frac{T_D}{T_S} \left( 1 - e^{-\frac{T_S N}{T_D}} \right) \frac{1 - z^{-1}}{1 - e^{-\frac{T_S N}{T_D}} z^{-1}}$$

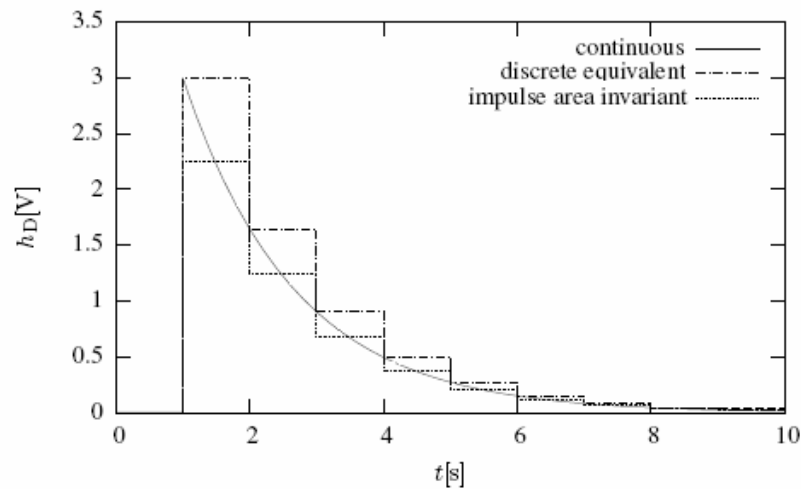
$$F_R(z) = K \left( 1 + \frac{T_S}{T_I} \frac{z^{-1}}{1 - z^{-1}} + \frac{T_D}{T_S} \left( 1 - e^{-\frac{T_S N}{T_D}} \right) \frac{1 - z^{-1}}{1 - e^{-\frac{T_S N}{T_D}} z^{-1}} \right), \quad (3.11)$$

kde  $N$  má stejný význam jako v předchozím případě. Tento tvar vychází z podobnosti přechodové charakteristiky spojitého a diskrétního PID regulátoru a zachováním její plochy. Výhody oproti předchozímu příkladu se projeví především při vyšších periodách vzorkování. Schéma tohoto regulátoru je na **Obr. 3.7**.



**Obr. 3.7:** PSD regulátor s novější filtrací derivační složky

Srovnání z hlediska přechodových charakteristik obou tvarů diskrétní derivační složky je podle [2] na **Obr. 3.8**. Dále v praktické části bude použit pouze diskrétní regulátor PID s touto novější filtrací derivační složky.



Obr. 3.8: Srovnání přechodových charakteristik derivačních složek

### 3.3 DISKRÉTNÍ REGULÁTORY S OMEZENÍM PŘEKMITU

Pokud je průběh regulované veličiny příliš kmitavý, můžeme velikost překmitů do jisté míry ovlivnit úpravou parametrů regulátoru, přičemž ale může dojít ke zpomalení přechodného děje. Proto se pro omezení nebo eliminaci překmitů používají různé struktury regulátoru. Jednotlivé typy budou dále popsány.

#### 3.3.1 Filtr žádané hodnoty

K omezení kmitavosti můžeme použít filtr žádané hodnoty, jehož výstupem bude žádaná hodnota v regulačním obvodu. Jeho přenos má tvar [2]

$$F_f(s) = \frac{W(s)}{W_f(s)} = \frac{1 + \alpha T_1 s}{1 + T_1 s} \rightarrow F_f(z) = Z \left\{ L^{-1} \left\{ \frac{1 + \alpha T_1 s}{1 + T_1 s} \right\} \right\} = \frac{\alpha + \left( 1 - e^{-\frac{T}{T_1}} - \alpha \right) z^{-1}}{1 - e^{-\frac{T}{T_1}} z^{-1}}$$

použijeme-li substituci  $a = e^{-\frac{T}{T_1}}$  získáme přenos

$$F_f(z) = \frac{\alpha + (1 - a - \alpha)z^{-1}}{1 - az^{-1}}, \quad (3.12)$$

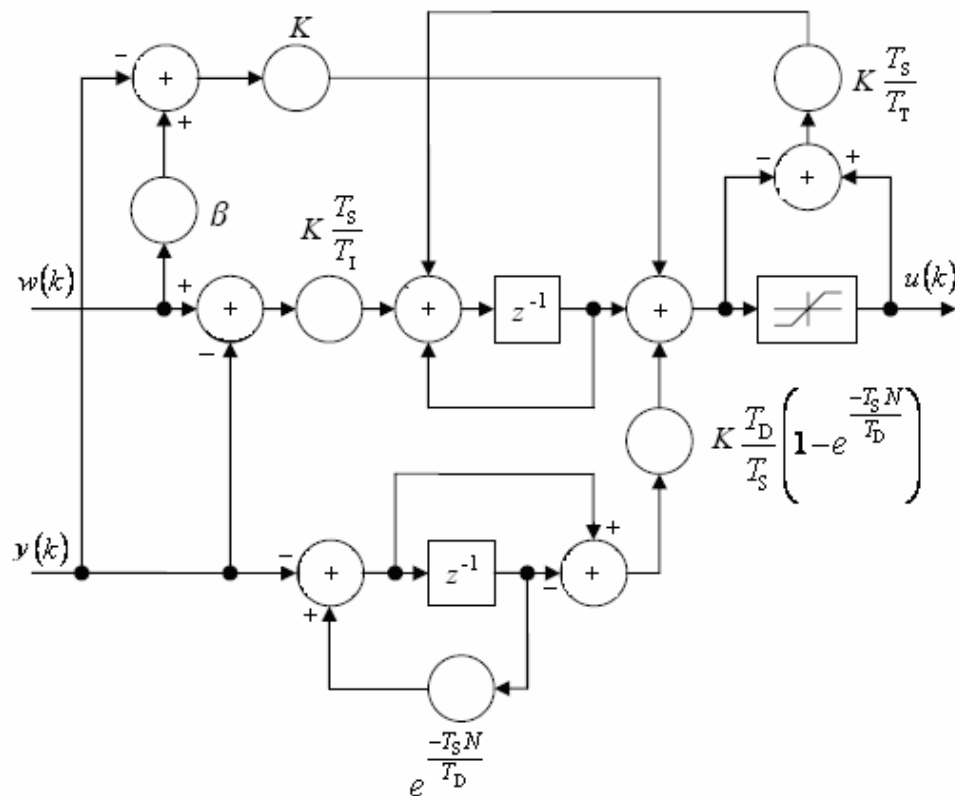
kde  $T_1$  obvykle volíme  $T_1 = T_D + T_1$  a parametr  $\alpha \in (0,1)$  ovlivňuje velikost překmitu. Filtr zaobluje náběžnou hranu skokové změny žádané hodnoty a důsledkem toho se omezuje kmitavost. Tento filtr používáme obvykle s regulátory PSD s nezměněnou strukturou, ale může být použit i se změnou struktury regulátoru (typy S-PD, PS-D).

### 3.3.2 Regulátory S-PD, PS-D

Změnou struktury PSD regulátoru tak, že do derivační složky regulátoru nevstupuje regulační odchylka  $e$ , ale přímo záporně vzatá výstupní veličina z procesu  $-y$ , získáme regulátor PS-D. Pokud regulační odchylka nevstupuje ani do proporcionální části jedná se o regulátor S-PD. Obě tyto struktury můžeme popsat rovnicí [2]

$$U(z) = K(\beta W(z) - Y(z)) + \frac{T_s}{T_I} \frac{z^{-1}}{1-z^{-1}} E(z) - \frac{T_D}{T_s} \left(1 - e^{-\frac{T_s N}{T_D}}\right) \frac{1-z^{-1}}{1 - e^{-\frac{T_s N}{T_D}} z^{-1}} Y(z), \quad (3.13)$$

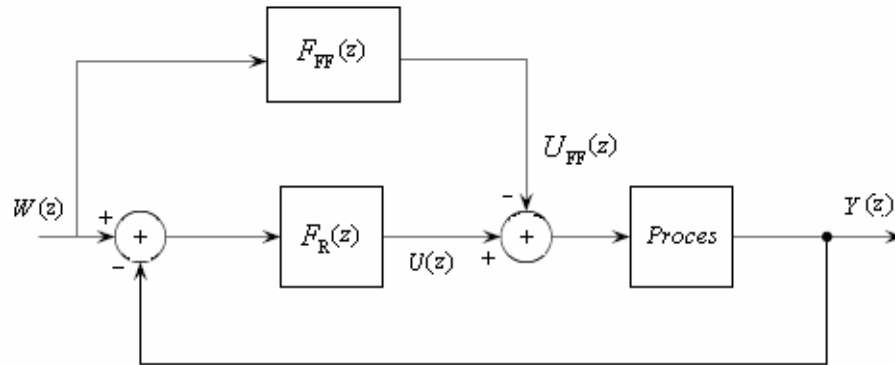
kde parametrem  $\beta \in \langle 0,1 \rangle$  můžeme volit buď regulátor S-PD ( $\beta = 0$ ) nebo regulátor PS-D ( $\beta = 1$ ) nebo můžeme plynule přecházet mezi oběma regulátory. Parametr  $\beta$  optimalizuje odezvu obvodu z hlediska změny žádané hodnoty. Parametry  $T_I$ ,  $T_D$ ,  $K$  a  $N$  poté umožňují seřadit regulátor z hlediska působení poruchových veličin. Stavový diagram regulátorů podle rovnice (3.13) je na **Obr. 3.9** (s dynamickým omezením akčního zásahu).



Obr. 3.9: Stavový diagram diskrétního S-PD a PS-D regulátoru

### 3.3.3 Dopředná vazba (Feed – Forward)

Dalším možným způsobem omezení překmitu je zavedení přímé vazby ze vstupu na výstup regulátoru podle [2], viz **Obr.3.10**.



**Obr. 3.10: Feed-Forward**

Regulátoru  $F_R(z)$  je diskretní regulátor PID s filtrací derivační složky podle rovnice (3.11), tedy  $U(z)$  má tvar

$$U(z) = K \left( (W(z) - Y(z)) + \frac{T_S}{T_I} \frac{z^{-1}}{1 - z^{-1}} (W(z) - Y(z)) + \frac{T_D}{T_S} \left( 1 - e^{-\frac{T_S N}{T_D}} \right) \frac{1 - z^{-1}}{1 - e^{-\frac{T_S N}{T_D}} z^{-1}} (W(z) - Y(z)) \right)$$

a  $U_{FF}(z)$  má tvar

$$U_{FF}(z) = K \left( \beta W(z) + \frac{T_D}{T_S} \left( 1 - e^{-\frac{T_S N}{T_D}} \right) \frac{1 - z^{-1}}{1 - e^{-\frac{T_S N}{T_D}} z^{-1}} W(z) \right), \quad (3.14)$$

kde parametr  $\beta \in \langle 0, 1 \rangle$ . Od akčního zásahu  $U(z)$  tedy odečítáme proporcionální a derivační složku násobenou obrazem žádané hodnoty a vznikne nám algoritmus podobný rovnici (3.13).

### 3.3.4 Takahashiho regulátor

Takahashiho regulátor se také může použít k omezení překmitu. Tento typ regulátoru se používá především v adaptivních regulátorech.

Algoritmus tohoto regulátoru je popsán následující rovnicí [1]

$$u(k) = K_P [y(k-1) - y(k)] + K_I [w(k) - y(k)] + K_D [2y(k-1) - y(k-2) - y(k)] + u(k-1) \quad (3.15)$$

$$\text{kde } K_P = 0,6K_{KRIT} - \frac{K_I}{2}, \quad K_I = \frac{1,2K_{KRIT}T_S}{T_{KRIT}}, \quad K_D = \frac{3K_{KRIT}T_{KRIT}}{40T_S}$$



## 4. METODIKA NASTAVOVÁNÍ PARAMETRŮ REGULÁTORŮ

V literatuře je popsáno mnoho různých způsobů pro určení parametrů PID regulátorů. Avšak univerzální metoda, která by umožňovala splnění široké palety požadavků kladených na regulační děj při různých výchozích informacích o regulované soustavě zatím neexistuje. Při nastavování parametrů regulátorů musíme brát v úvahu, že samotná simulace na matematickém modelu vždy vychází lépe než je tomu později v reálném procesu. Z tohoto důvodu je vhodné navržený algoritmus ověřit i na fyzikálním modelu systému (pokud je to ovšem možné).

V této kapitole jsou zmíněny dvě metody nastavení PID regulátorů, které jsou dále použity v praktické části.

### 4.1 ZIEGLER-NICHOLSOVA METODA

V roce 1942 J.G. Ziegler a N.B. Nichols zveřejnili dvě metody pro nastavování P, PI a PID regulátorů. První metoda vychází z otevřeného obvodu a tvaru přechodové charakteristiky procesu. Druhá metoda, která je používána častěji, vychází z uzavřeného regulačního obvodu a určení kritických parametrů soustavy.

Postup pro nastavení parametrů Z-N druhou metodou:

- vyřadíme integrační a derivační složku PID regulátoru ( $T_D = 0$ ,  $T_I \rightarrow \infty$ )
- zvyšujeme zesílení proporcionální složky  $K$ , dokud nedosáhneme ustálených kmitů na výstupu soustavy
- zesílení  $K$ , při kterém jsme získali netlumené kmity, označíme  $K_{KRIT}$ , periodu těchto kmitů označíme jako  $T_{KRIT}$
- parametry regulátorů poté nastavíme podle **Tab. 1**.

Typ regulátoru	$K$	$T_I$	$T_D$
<b>PID</b>	$0,6K_{KRIT}$	$0,5T_{KRIT}$	$0,125T_{KRIT}$
<b>PI</b>	$0,45K_{KRIT}$	$0,83T_{KRIT}$	-
<b>P</b>	$0,5K_{KRIT}$	-	-

**Tab. 4.1: Nastavení parametrů regulátoru podle Z-N**

Jako optimální regulační pochod považovali odezvu na skokovou změnu žádané hodnoty s třemi až čtyřmi viditelnými překmity. Toto nastavení může být

v dnešní době nevyhovující, v řadě případů je totiž požadován málo kmitavý děj, případně přechodný děj bez překmitu. K omezení kmitavého průběhu můžeme použít experimentálně zjištěnou úpravu **Tab. 4.1**, kdy snížíme zesílení na polovinu a zvětšíme velikost integrační časové konstanty až na dvojnásobek – viz **Tab. 4.2** [1]. Získáme tak přechodový děj s jedním až dvěma překmity.

Typ regulátoru	$K$	$T_I$	$T_D$
<b>PID</b>	$0,3K_{KRIT}$	$T_{KRIT}$	$0,125T_{KRIT}$
<b>PI</b>	$0,2K_{KRIT}$	$T_{KRIT}$	-
<b>P</b>	$0,25K_{KRIT}$	-	-

**Tab. 4.2: Nastavení parametrů regulátoru s omezením kmitavého průběhu**

Omezit kmitavost můžeme i např. změnou struktury regulátoru (I-PD, PI-D) či filtrací žádané hodnoty jak bylo zmíněno v minulé kapitole. Hodnoty v **Tab. 4.1** můžeme brát i jako výchozí parametry a dále jejich nastavení upravovat a dosáhnout tak požadované odezvy.

Podmínkou použití této metody je, aby přenosová funkce procesu byla třetího a vyššího řádu (u druhého a nižšího řádu nemůžeme totiž určit kritické zesílení a periodu), nebo musí mít dopravní zpoždění.

## 4.2 VYVÁŽENÉ NASTAVENÍ REGULÁTORŮ

Přesný popis tohoto nastavení je v článku [7]. Cílem této metody je především kvalitní regulační odezva založená na rovnováze mezi proporcionálními a integračními zásahy regulátoru za předpokladu jejich kritického tlumení, tj. s malým nebo žádným přeregulováním (oproti Z-N metodě, která je mírně kmitavá).

Vlastnosti vyváženého nastavení:

- regulační odezvy jsou tlumenější než u Z-N, odezvy mají redukovanou hodnotu kritéria ITAE, odezvám odpovídá redukováná energie akčních členů

Pravidlo pro vyvážené nastavení regulátoru je jednoduché:

$$K = 0,5 \quad T_I = 0,4T_{KRIT} \quad T_D \leq \frac{1}{4}T_I, \quad (4.1)$$

kde  $T_{KRIT}$  má stejný význam jako u Z-N metody.

## 5. SOUSTAVY PRO TESTOVÁNÍ

Existuje soubor systémů pro testování PID (resp. diskretních PID) regulátorů, které sepsali K. J. Aström a T. Hägglund (soustavy pro Benchmarkové testy) [5]. Tyto modely pokrývají základní systémy, se kterými se v praxi můžeme setkat. Pro vlastní testování v programu Matlab Simulink je vybráno z těchto systémů pět soustav – simulační modely.

- ***Systém s vícenásobným pólem***

Soustava č. 1: 
$$F_1(s) = \frac{1}{(s+1)^3}$$

Soustava č. 2: 
$$F_2(s) = \frac{1}{(s+1)^4}$$

- ***Systémy čtvrtého řádu***

Soustava č. 3: 
$$F_3(s) = \frac{1}{(s+1)(0,5s+1)(0,25s+1)(0,125s+1)}$$

- ***Systém prvního řádu s dopravním zpožděním***

Soustava č. 4: 
$$F_4(s) = \frac{1}{5s+1} e^{-s}$$

- ***Systém druhého řádu s dopravním zpožděním***

Soustava č. 5: 
$$F_5(s) = \frac{1}{(2s+1)^2} e^{-s}$$

Soustava č. 6: 
$$F_6(s) = \frac{2}{(10s+1)(s+1)^2}$$

Pro soustavu č. 1, 2, 4, a 5 byla zvolena perioda vzorkování  $T_S = 0,1$  s, pro soustavu č. 3  $T_S = 0,03$  s a pro poslední soustavu č.6 dvě periody vzorkování  $T_S = 1$  s a  $T_S = 0,1$  s.

Přechodové charakteristiky těchto soustav jsou znázorněny v **příloze A**.

## 6. OVĚŘOVÁNÍ NA SIMULAČNÍCH MODELECH

Simulace vybraných soustav (Benchmark – kapitola 5) probíhala v programu Matlab Simulink. Regulátory byly nastaveny přesně podle Ziegler-Nicholsovy druhé metody (založené na zjištění kritických parametrů soustavy) podle **Tab. 4.1** a podle vyváženého nastavení regulátorů (podle článku [7]) dle rovnic (4.1). Ke každé soustavě bylo přidáno dopravní zpoždění o velikosti poloviny vzorkovací periody (vliv vzorkování) a kritické parametry (zesílení  $K_{KRIT}$  a perioda  $T_{KRIT}$ ) byly zjištěny z této „dvojice“ (v Matlabu pomocí funkce *margin*). Parametry regulátorů nebyly v rámci korektního srovnávání metod a regulátorů žádným způsobem upravovány.

V grafech jsou vždy zobrazeny tři regulátory – v jednom grafu se nachází regulátory PSD bez filtrace derivační složky podle (3.8), PSD s filtrací derivační složky (Impuls area invariant [2]) podle (3.11) a filtrace žádané hodnoty (s PSD bez filtrace derivační složky) dle (3.12), v druhém grafu jsou poté regulátory Feed-Forward (3.14), S-PD (3.13) a Takahashiho regulátor (3.15).

Ke každému grafu výstupních veličin (regulovaných veličin) je přidán graf s akčními zásahy. Žádanou hodnotou je ve všech případech jednotkový skok ( $w = 1$  V), který vstupuje v čase  $t = 1$  s. Na soustavy působí jednotkový skok poruchy. Konkrétní specifikace, kde a kdy porucha působí, je uvedena u jednotlivých soustav. Omezení akčního zásahu regulátoru je nastaveno na hodnoty  $-10 \text{ V} \leq u \leq 10 \text{ V}$  a ochrana přebuzení sumační složky regulátorů na hodnoty  $-10 \text{ V} \leq u_1 \leq 10 \text{ V}$ , kde  $u_1$  je akční zásah, který způsobuje sumace.

Grafy jednotlivých průběhů pro vyvážené nastavení jsou umístěny v příloze C.

## 6.1 SIMULAČNÍ SOUSTAVA Č. 1

$$F_1(s) = \frac{1}{(s+1)^3}$$

Přechodová charakteristika soustavy č. 1 viz **Obr. A.1 - Příloha A**

Perioda vzorkování	$T_S = 0,1 \text{ s}$
Kritické parametry	$K_{KRIT} = 6,978$
	$T_{KRIT} = 3,859 \text{ s}$
Parametry filtru žádané hodnoty	$\alpha = 0,6$
	$T_1 = 2,412 \text{ s} \quad (T_1 = T_I + T_D)$
Feed – Forward	$\beta = 0,7$
	(Pozn. pro $\beta = 1$ přesně odpovídá regulátoru S-PD)
Zesilovací činitel	$N = 3$

Jednotkový skok poruchy  $z(t)$  vstupuje v čase  $t = 15 \text{ s}$  do části  $\frac{1}{(s+1)^2}$  a v čase

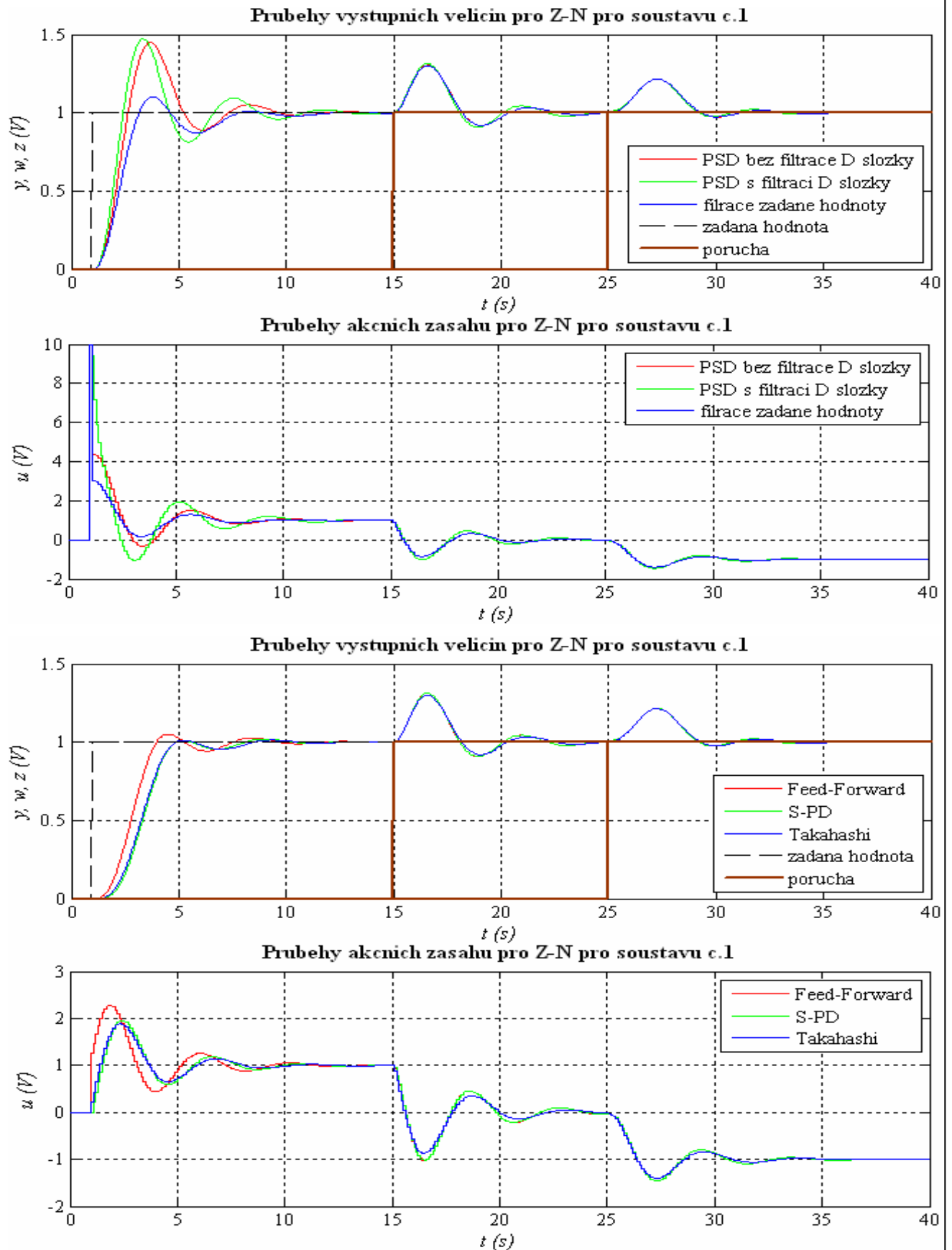
$t = 25 \text{ s}$  na vstup soustavy.

Metoda	$K$ (-)	$T_I$ (s)	$T_D$ (s)
<b>Z-N nastavení</b>	4,187	1,929	0,482
<b>Vyvážené nastavení</b>	0,500	1,544	0,386
-----	-----	-----	-----
	$K_P$ (-)	$K_I$ (-)	$K_D$ (-)
<b>Takahashiho regulátor</b>	4,078	0,217	20,193

**Tab. 6.1: Hodnoty parametrů  $K$ ,  $T_I$  a  $T_D$  a parametry Takahashiho regulátoru pro soustavu č. 1**

Průběhy výstupních veličin a akčních zásahů pro Z-N metodu jsou na **Obr. 6.1** a pro vyvážené nastavení jsou umístěny v **příloze C - Obr. C.1**.

Srovnání jednotlivých regulátorů z hlediska velikostí překmitů a doby ustálení přechodného děje viz **Tab. B.1 – Příloha B**.



Obr. 6.1: Průběhy výstupních veličin a akčních zásahů pro Z-N nastavení pro sim. soustavu č. 1

## 6.2 SIMULAČNÍ SOUSTAVA Č. 2

$$F_2(s) = \frac{1}{(s+1)^4}$$

Přechodová charakteristika soustavy č. 2 viz **Obr. A.2 - Příloha A**

Perioda vzorkování	$T_S = 0,1$ s
Kritické parametry	$K_{KRIT} = 3,812$ $T_{KRIT} = 6,438$ s
Parametry filtru žádané hodnoty	$\alpha = 0,8$ $T_1 = 4,024$ s
Feed – Forward	$\beta = 0,7$
Zesilovací činitel	$N = 3$

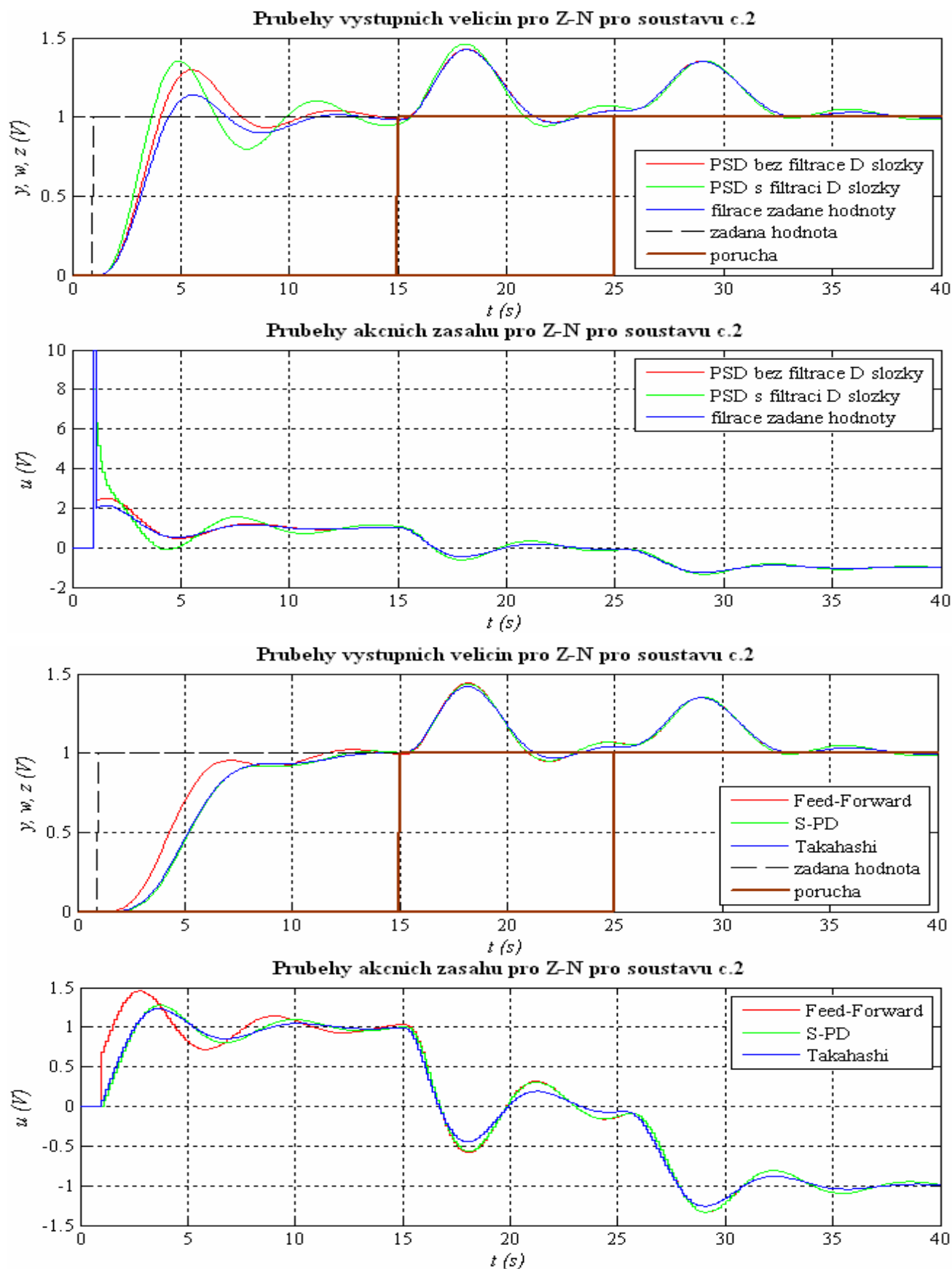
Jednotkový skok poruchy  $z(t)$  vstupuje v čase  $t = 15$  s do části  $\frac{1}{(s+1)^3}$  a v čase  $t = 25$  s na vstup soustavy.

Metoda	$K$ (-)	$T_I$ (s)	$T_D$ (s)
Z-N nastavení	2,287	3,219	0,805
Vyvážené nastavení	0,500	2,575	0,644
-----	-----	-----	-----
	$K_P$ (-)	$K_I$ (-)	$K_D$ (-)
Takahashiho regulátor	2,252	0,071	18,41

**Tab. 6.2:** Hodnoty parametrů  $K$ ,  $T_I$  a  $T_D$  a parametry Takahashiho regulátoru pro soustavu č. 2

Průběhy výstupních veličin a akčních zásahů pro Z-N metodu jsou na **Obr. 6.2** a pro vyvážené nastavení jsou umístěny v **příloze C - Obr. C.2**.

Srovnání jednotlivých regulátorů z hlediska velikostí překmitů a dob ustálení přechodných dějů viz **Tab. B.2 – Příloha B**.



Obr. 6.2: Průběhy výstupních veličin a akčních zásahů pro Z-N nastavení pro sim. soustavu č. 2



### 6.3 SIMULAČNÍ SOUSTAVA Č. 3

$$F_3(s) = \frac{1}{(s+1)(0,5s+1)(0,25s+1)(0,125s+1)}$$

Přechodová charakteristika soustavy č. 3 viz **Obr. A.3 - Příloha A**

Perioda vzorkování  $T_S = 0,03$  s

Kritické parametry  $K_{KRIT} = 6,407$   
 $T_{KRIT} = 2,281$  s

Parametry filtru žádané hodnoty  $\alpha = 0,6$   $T_1 = 1,425$  s

Feed – Forward  $\beta = 0,7$

Zesilovací činitel  $N = 3$

Jednotkový skok poruchy  $z(t)$  vstupuje v čase  $t = 15$  s do části

$$\frac{1}{(0,5s+1)(0,25s+1)(0,125s+1)}$$

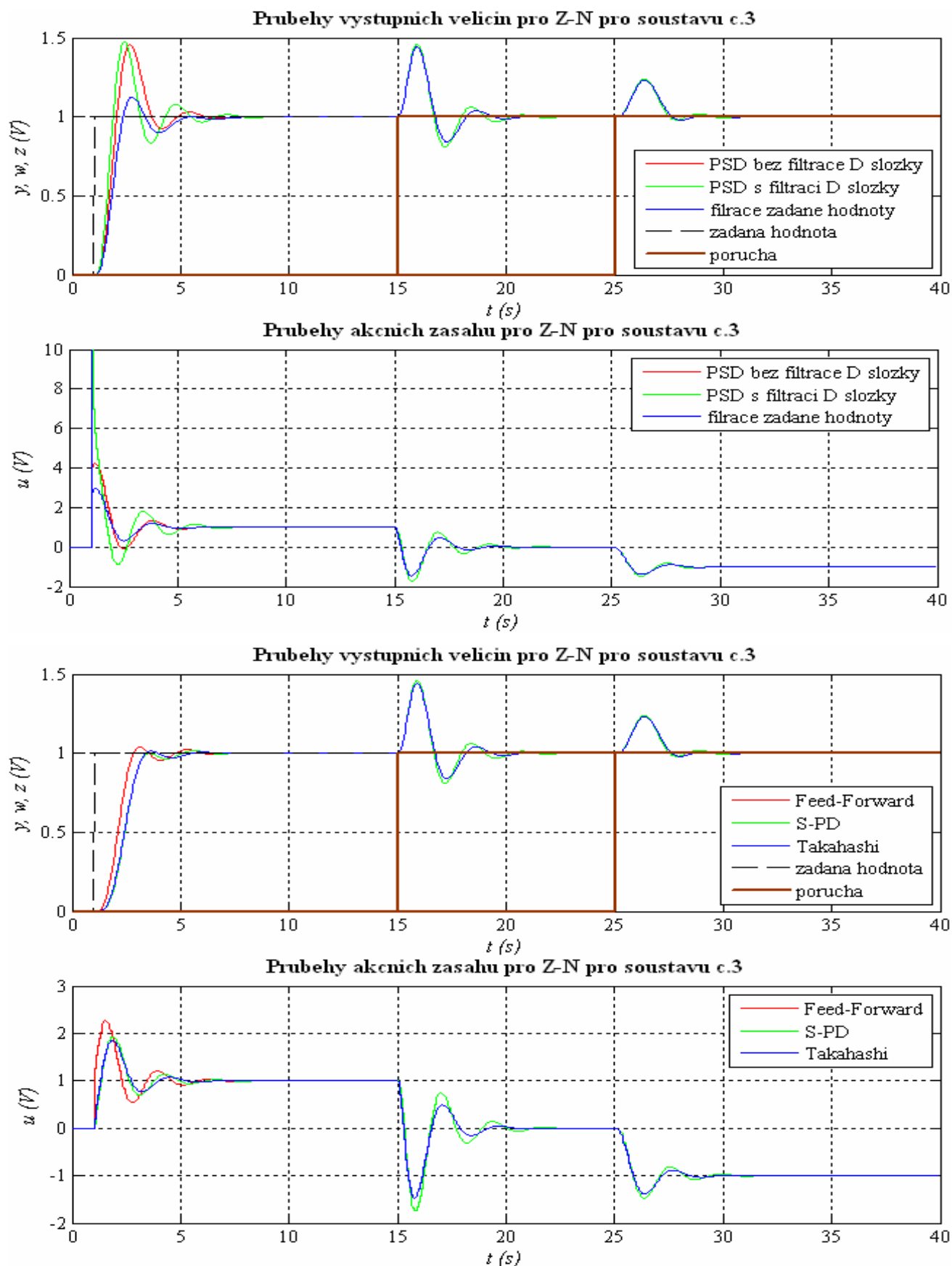
a v čase  $t = 25$  s na vstup soustavy.

Metoda	$K$ (-)	$T_I$ (s)	$T_D$ (s)
Z-N nastavení	3,844	1,140	0,285
Vyvážené nastavení	0,500	0,912	0,228
-----	-----	-----	-----
	$K_P$ (-)	$K_I$ (-)	$K_D$ (-)
Takahashiho regulátor	3,794	0,101	36,53

**Tab. 6.3:** Hodnoty parametrů  $K$ ,  $T_I$  a  $T_D$  a parametry Takahashiho regulátoru pro soustavu č. 3

Průběhy výstupních veličin a akčních zásahů pro Z-N metodu jsou na **Obr. 6.3** a pro vyvážené nastavení jsou umístěny v **příloze C - Obr. C.3**.

Srovnání jednotlivých regulátorů z hlediska velikostí překmitů a dob ustálení přechodných dějů viz **Tab. B.3 – Příloha B**.



Obr. 6.3: Průběhy výstupních veličin a akčních zásahů pro Z-N nastavení pro sim. soustavu č. 3

#### 6.4 SIMULAČNÍ SOUSTAVA Č. 4

$$F_4(s) = \frac{1}{5s + 1} e^{-s}$$

Přechodová charakteristika soustavy č. 4 viz **Obr. A.4 - Příloha A**

Perioda vzorkování	$T_S = 0,1$ s
Kritické parametry	$K_{KRIT} = 8,129$ $T_{KRIT} = 3,894$ s
Parametry filtru žádané hodnoty	$\alpha = 0,6$ $T_1 = 2,434$ s
Feed – Forward	$\beta = 0,7$
Zesilovací činitel	$N = 3$

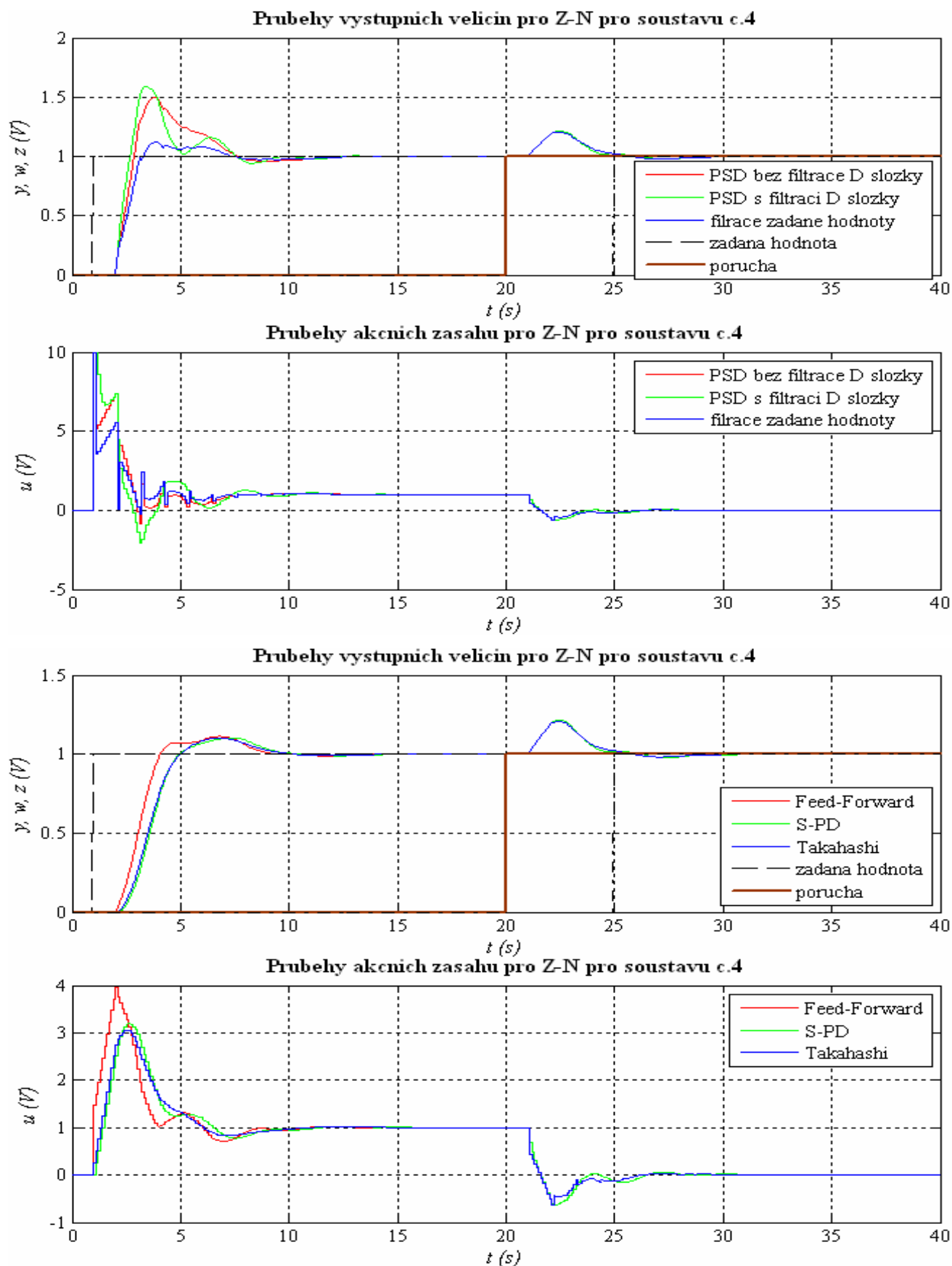
Jednotkový skok poruchy  $z(t)$  působí v čase  $t = 20$  s (u vyváženého nastavení v čase  $t = 25$  s) na vstup soustavy.

Metoda	$K$ (-)	$T_I$ (s)	$T_D$ (s)
Z-N nastavení	4,877	1,947	0,487
Vyvážené nastavení	0,500	1,558	0,389
-----	-----	-----	-----
	$K_P$ (-)	$K_I$ (-)	$K_D$ (-)
Takahashiho regulátor	4,752	0,250	23,74

**Tab. 6.4: Hodnoty parametrů  $K$ ,  $T_I$  a  $T_D$  a parametry Takahashiho regulátoru pro soustavu č. 4**

Průběhy výstupních veličin a akčních zásahů pro Z-N metodu jsou na **Obr. 6.4** a pro vyvážené nastavení jsou umístěny v **příloze C - Obr. C.4**.

Srovnání jednotlivých regulátorů z hlediska velikostí překmitů a dob ustálení přechodných dějů viz **Tab. B.4 – Příloha B**.



Obr. 6.4: Průběhy výstupních veličin a akčních zásahů pro Z-N nastavení pro sim. soustavu č. 4

## 6.5 SIMULAČNÍ SOUSTAVA Č. 5

$$F_5(s) = \frac{1}{(2s+1)^2} e^{-s}$$

Přechodová charakteristika soustavy č. 5 viz **Obr. A.5 - Příloha A**

Perioda vzorkování	$T_S = 0,1 \text{ s}$
Kritické parametry	$K_{KRIT} = 4,498$
	$T_{KRIT} = 6,719 \text{ s}$
Parametry filtru žádané hodnoty	$\alpha = 0,8 \quad T_1 = 4,199 \text{ s}$
Feed – Forward	$\beta = 0,7$
Zesilovací činitel	$N = 3$

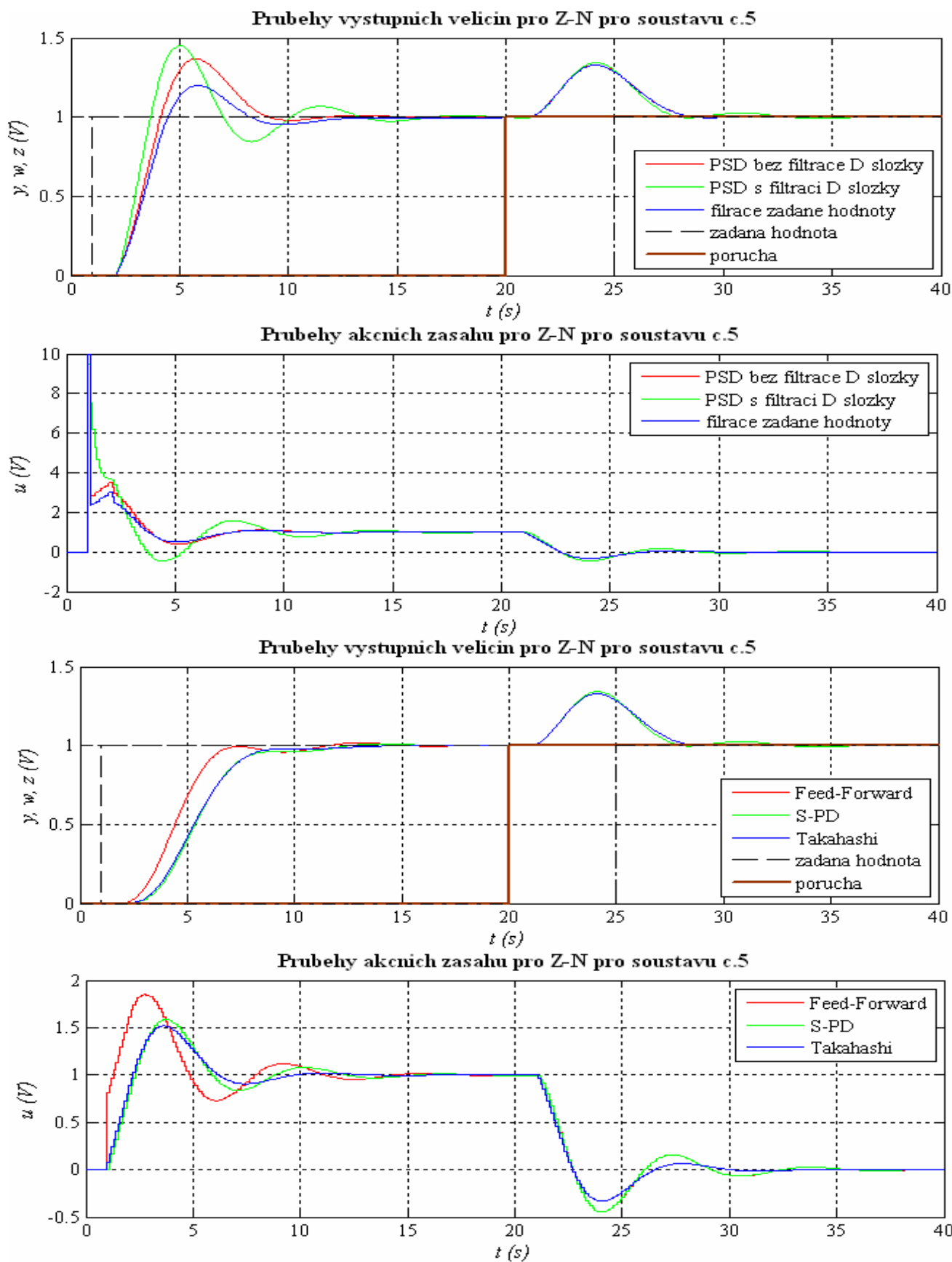
Jednotkový skok poruchy  $z(t)$  působí v čase  $t = 20 \text{ s}$  na vstup soustavy.

Metoda	$K$ (-)	$T_I$ (s)	$T_D$ (s)
<b>Z-N nastavení</b>	2,699	3,359	0,839
<b>Vyvážené nastavení</b>	0,500	2,687	0,672
-----	-----	-----	-----
	$K_P$ (-)	$K_I$ (-)	$K_D$ (-)
<b>Takahashiho regulátor</b>	2,659	0,080	22,67

**Tab. 6.5: Hodnoty parametrů  $K$ ,  $T_I$  a  $T_D$  a parametry Takahashiho regulátoru pro soustavu č. 5**

Průběhy výstupních veličin a akčních zásahů pro Z-N metodu jsou na **Obr. 6.5** a pro vyvážené nastavení jsou umístěny v **příloze C - Obr. C.5**.

Srovnání jednotlivých regulátorů z hlediska velikostí překmitů a dob ustálení přechodných dějů viz **Tab. B.5 – Příloha B**.



Obr. 6.5: Průběhy výstupních veličin a akčních zásahů pro Z-N nastavení pro sim. soustavu č. 5

## 6.6 SIMULAČNÍ SOUSTAVA Č. 6

$$F_6(s) = \frac{2}{(10s+1)(s+1)^2}$$

Na tuto soustavu je použito pouze Z-N nastavení, ale pro dvě periody vzorkování –  $T_S = 0,1$  s a  $T_S = 1$  s.

Přechodová charakteristika soustavy č.6 viz **Obr. A.6 - Příloha A**

Perioda vzorkování	$T_S = 0,1$ s	$T_S = 1$ s
Kritické parametry	$K_{KRIT} = 10,96$	$K_{KRIT} = 6,199$
	$T_{KRIT} = 6,017$ s	$T_{KRIT} = 8,149$ s
Parametry filtru žádané hodnoty	$T_1 = 3,761$ s	$T_1 = 5,093$ s
	$\alpha = 0,6$	
Feed – Forward	$\beta = 0,7$	
Zesilovací činitel	$N = 3$	

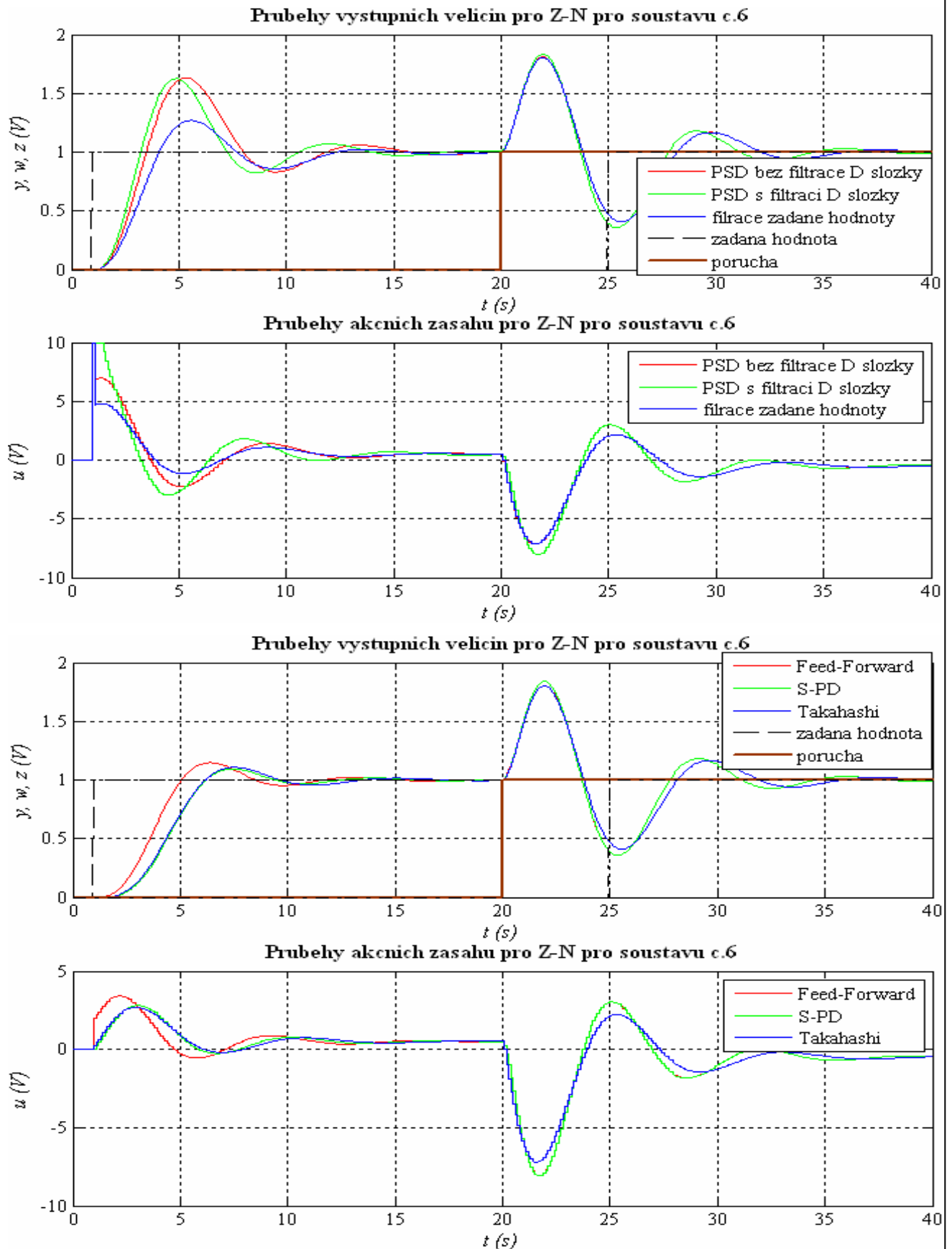
Jednotkový skok poruchy  $z(t)$  působí v čase  $t = 20$  s do části  $2/(s+1)^2$ .

Z-N nastavení	$K$ (-)	$T_I$ (s)	$T_D$ (s)
$T_S = 0,1$ s	6,579	3,009	0,752
$T_S = 1$ s	3,719	4,074	1,019
-----	-----	-----	-----
Takahashiho regulátor	$K_P$ (-)	$K_I$ (-)	$K_D$ (-)
$T_S = 0,1$ s	6,469	0,219	49,48
$T_S = 1$ s	3,263	0,913	3,789

**Tab. 6.6: Hodnoty parametrů  $K$ ,  $T_I$  a  $T_D$  a parametry Takahashiho regulátoru pro soustavu č. 6 pro  $T_S = 0,1$  s a  $T_S = 1$  s**

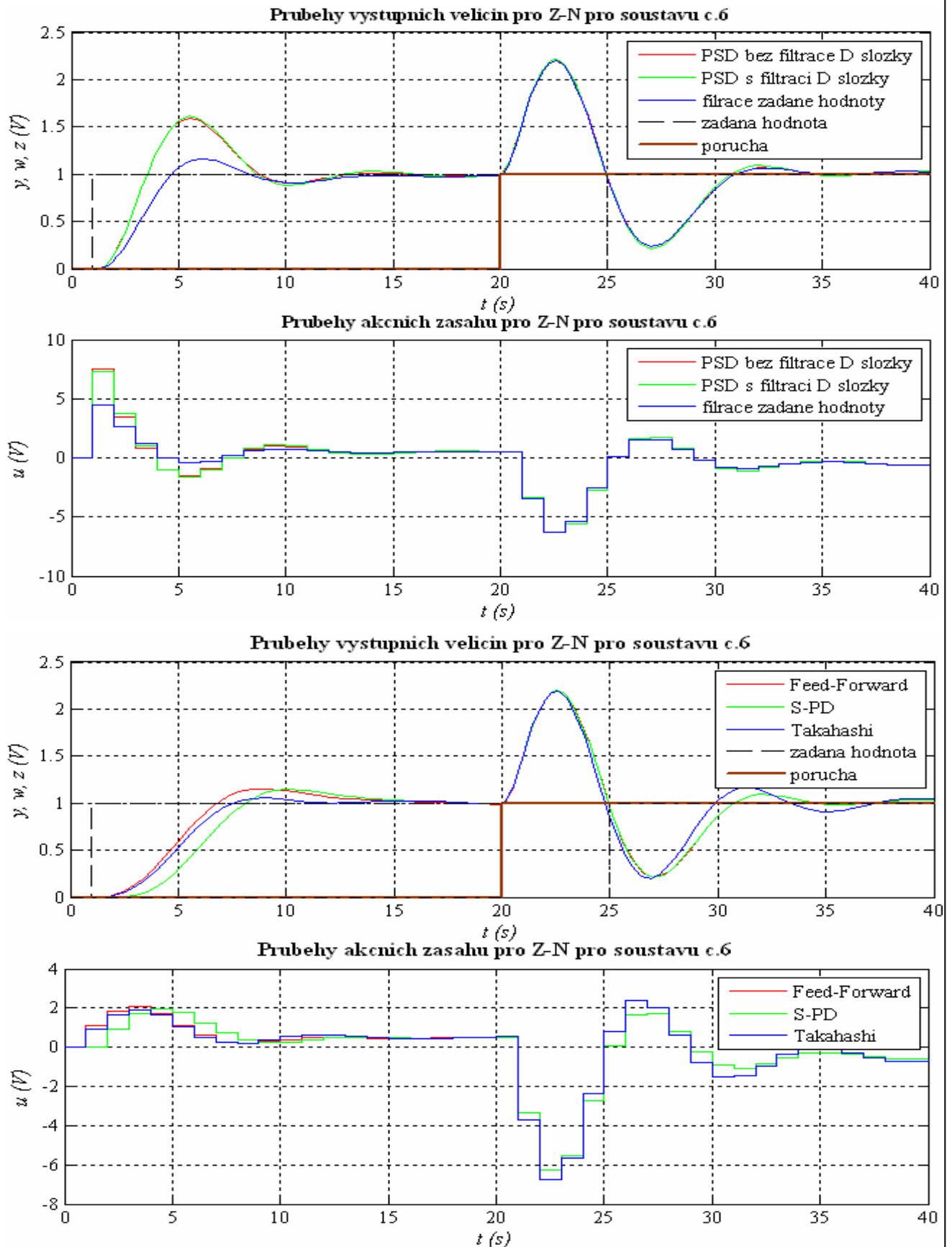
Průběhy výstupních veličin a akčních zásahů pro Z-N metodu pro periodu vzorkování  $T_S = 0,1$  s jsou na **Obr. 6.6** a pro  $T_S = 1$  s na **Obr. 6.7**.

Srovnání jednotlivých regulátorů z hlediska velikostí překmitů a dob ustálení přechodných dějů viz **Tab. B.5 – Příloha B**.



Obr. 6.6: Průběhy výstupních veličin a akčních zásahů pro Z-N pro soustavu č. 5 –  $T_S = 0,1$  s





Obr. 6.7: Průběhy výstupních veličin a akčních zásahů pro Z-N pro soustavu č. 5 –  $T_S = 1$  s

Všechny regulátory nastavené podle vyváženého nastavení (jejichž grafy jsou umístěny v **příloze C**) mají narozdíl od Z-N nastavení téměř aperiodický průběh nebo velmi malý překmit, doba trvání přechodného děje je však delší než u průběhů s Z-N nastavením. Výrazně lepší u vyváženého nastavení jsou průběhy akčních zásahů, které mají skoro plynulý průběh (narozdíl od akčních zásahů u regulátorů nastavených podle Z-N), což v praxi může mít dobrý vliv na delší životnost akčních členů. Podstatně horší u této metody je ovšem reakce na poruchy, kdy výstupní veličina má mnohem větší překmit než u Z-N metody. U vyváženého nastavení se také příliš neprojeví rozdíly mezi jednotlivými strukturami diskrétního PID regulátoru, všechny struktury zde mají průběh výstupních veličin podobný.

Z-N nastavení již rozdíly u jednotlivých struktur regulátorů způsobuje. Průběhy regulovaných veličin u PSD regulátoru bez filtrace i s filtrací derivační složky vycházejí vždy mírně kmitavé s velikostí prvního překmitu kolem 40 % (ale v souladu s Zieglerem a Nicholsem, kteří považovali za optimální průběh se třemi až čtyřmi viditelnými překmity). Při použití filtrace žádané hodnoty se kmitavý průběh omezí a u dopředné vazby (Feed-Forward) a S-PD regulátoru je toto omezení ještě výraznější. Takahashiho regulátor má průběh podobný regulátoru S-PD. Při reakci na poruchu, jak již bylo zmíněno, mají regulátory nastavené podle Z-N lepší odezvy. Překmit první poruchy, která zpravidla působí do určité části soustavy, bývá větší než překmit druhé poruchy, která vstupuje před soustavou.

Příklad rozdílných výsledků mezi Z-N nastavením a vyváženým nastavením můžeme uvést u soustavy č. 1, kdy přechodný děj trvá přibližně 11 s (pro vyvážené nastavení 15 s). Překmit výstupní veličiny při působení první poruchy do části  $1/(s+1)^2$  je asi 30 % (vyvážené nastavení 65 %) a při působení druhé poruchy na vstup soustavy je 22 % (vyvážené nastavení 56 %).

Dále se trochu blíže podíváme na jednotlivé soustavy. Soustava č. 2 má přechodný děj o trochu delší než soustava č. 1 – asi 18 s, u vyváženého nastavení 20 s (soustava č. 2 je čtvrtého řádu a je pomalejší než soustava č.1, což má vliv na dobu trvání přechodného děje). U této soustavy také nejsou průběhy u S-PD regulátoru a dopředné vazby navržené přesně podle Z-N zcela vyhovující (dochází k prvnímu podkmitu žádané hodnoty). Zde by byla nutná mírná úprava parametrů (např. snížení zesílení  $K$  a integrační časové konstanty  $T_I$ ).

Soustava č. 3 má narozdíl od předcházejících soustav velmi rychlý přechodný děj, který trvá přibližně 6 s, u vyváženého nastavení 10 s (vliv na takto krátkou dobu přechodného děje má to, že soustava má malé časové konstanty a je rychlejší než předešlé soustavy).

Soustavy č. 4 a č. 5 obsahují dopravní zpoždění o velikosti 1 s. Toto dopravní zpoždění ovlivňuje to, že výstupní veličina reaguje u obou soustav zpožděně na změnu žádané hodnoty i na působení skokové poruchy.

U soustavy č. 4 je patrné, že přesné nastavení podle Z-N zde není zcela vyhovující. Mírnou úpravou parametrů však můžeme docílit požadovaného průběhu. Jedna z možných úprav je znázorněna na **Obr. E.1 – Příloha E**. V tomto případě byla derivační konstanta z původní hodnoty  $T_D = 0,487$  s zmenšena na hodnotu  $T_D = 0,28$  s a zároveň bylo zmenšeno zesílení z hodnoty  $K = 4,877$  na hodnotu  $K = 3$ , integrační časová hodnota  $T_I$  zůstala nezměněna. Průběhy výstupních veličin s takto upravenými hodnotami jsou již plynulejší. Prodloužila se však doba přechodného děje (z původních 12 s na 17 s) a zhoršila se reakce na poruchu – původní překmit poruchy měl hodnotu asi 21 %, s upravenými hodnotami asi 25 % (srovnání přesného nastavení a upraveného viz **Tab. B.4 – Příloha B**). Vyvážené nastavení není pro tuto soustavu zcela vyhovující. Přechodný děj u všech struktur regulátorů trvá přibližně 44 s a velikost překmitu při působení poruchy na vstupu soustavy je 42 %.

Velmi zajímavé jsou u této soustavy také průběhy akčních zásahů pro PSD regulátor bez filtrace derivační složky a pro filtraci žádané hodnoty (také s PSD regulátorem bez filtrace derivační složky) – detailně jsou zobrazeny na **Obr. E.2 a Obr. E.3 – Příloha E**. Je zde patrné, že akční zásah zde v pravidelném intervalu jedné sekundy zakmitne. Tento zákmit je způsoben nevyfiltrovanou derivační složkou PSD regulátoru v kombinaci se zpožděním soustavy.

U soustavy č. 6 byly testovány dvě periody vzorkování. Při porovnávání průběhů pro periodu vzorkování 0,1 s a 1 s je nejvíce patrný rozdíl v reakci na poruchu, kdy pro periodu 1 s má překmit výstupní veličiny při působení poruchy do části  $2/(s+1)^2$  hodnotu asi 120 % (2,2 V) a pro periodu 0,1 s má hodnotu asi 81 % (1,81 V). Z hlediska doby trvání přechodného děje jsou průběhy pro periodu 0,1 s rychlejší (přechodný děj trvá asi 18 s, pro periodu 1 s asi 21 s).

## 7. OVĚŘOVÁNÍ NA REÁLNÝCH MODELECH

Pro ověření heterogenních struktur diskrétních regulátorů na reálném modelu byl použit laboratorní přípravek – fyzikální krabička (DA 02) připojená pomocí programovatelného automatu B&R. Testování opět probíhalo v prostředí Matlab Simulink propojeném s programovacím prostředím Automation Studio (programovatelného automatu B&R) pomocí komunikačního klienta *mk\_pvi* [10] (s jedním vstupem – akční zásah – a jedním výstupem – regulovaná veličina).

Na krabičce byla možnost nastavení tří časových konstant  $T_1$ ,  $T_2$  a  $T_3$ . Teoreticky by takto nastavená krabička měla odpovídat soustavě s přenosovou funkcí

$$F(s) = \frac{1}{(T_1 + 1)(T_2 + 1)(T_3 + 1)},$$
 ve skutečnosti je to pouze velice hrubý odhad, protože

u krabičky se projevuje šum, různé nelinearity a také její stáří. Bylo tedy vybráno pět různých kombinací nastavení časových konstant  $T_1$ ,  $T_2$  a  $T_3$  a na tyto soustavy s neznámou přesnou přenosovou funkcí byly použity jednotlivé struktury diskrétních regulátorů. Nastaveny byly pomocí Z-N druhé metody a bylo opět vyzkoušeno vyvážené nastavení regulátorů (výsledky umístěny v **Příloze C**).

Kritické parametry soustavy (kritické zesílení a perioda) zde již nemohly být určeny pomocí funkce *margin* v Matlabu (jak tomu bylo u simulačních modelů, kde byla známa přenosová funkce soustavy), ale byly zjištěny přímo rozkmitáním krabičky – přivedením krabičky na mez stability.

Použity byly stejné typy regulátorů jako při testování simulačních modelů – tedy regulátor PSD bez filtrace derivační složky podle (3.8), PSD s filtrací derivační složky (Impuls area invariant [2]) podle (3.11), filtrace žádané hodnoty (s PSD bez filtrace derivační složky) dle (3.12), Feed-Forward (3.14), S-PD (3.13) a Takahashiho regulátor (3.15).

U každé soustavy je znázorněn graf výstupních veličin (regulovaných veličin) a průběhy akčních zásahů. Žádanou hodnotou je ve všech případech jednotkový skok ( $w = 1$  V), který vstupuje v čase  $t = 15$  s nebo  $t = 20$  s. Takto dlouhý čas je zvolen z důvodu ustálení výstupu krabičky na nulové hodnotě. Na vstupu soustavy působí jednotkový skok poruchy. Konkrétní specifikace, v jakém čase porucha působí, je uvedena u jednotlivých soustav. Omezení akčního zásahu regulátorů je nastaveno na

hodnoty  $-10 \text{ V} \leq u \leq 10 \text{ V}$  a ochrana přebuzení sumační složky regulátorů na hodnoty  $-10 \text{ V} \leq u_I \leq 10 \text{ V}$ , kde  $u_I$  je akční zásah, který způsobuje sumace.

### 7.1 REÁLNÁ SOUSTAVA Č. 1

Nastavení časových konstant na krabičce  $T_1 = 1$   
 $T_2 = 1$   
 $T_3 = 1$

Přechodová charakteristika reálné soustavy č. 1 viz **Obr. A.7 - Příloha A**

Perioda vzorkování  $T_S = 0,1 \text{ s}$   
Kritické parametry  $K_{\text{KRIT}} = 7$   
 $T_{\text{KRIT}} = 4 \text{ s}$

Parametry filtru žádané hodnoty  $\alpha = 0,6$   $T_1 = 2,5 \text{ s}$   
Feed – Forward  $\beta = 0,7$   
Zesilovací činitel  $N = 3$

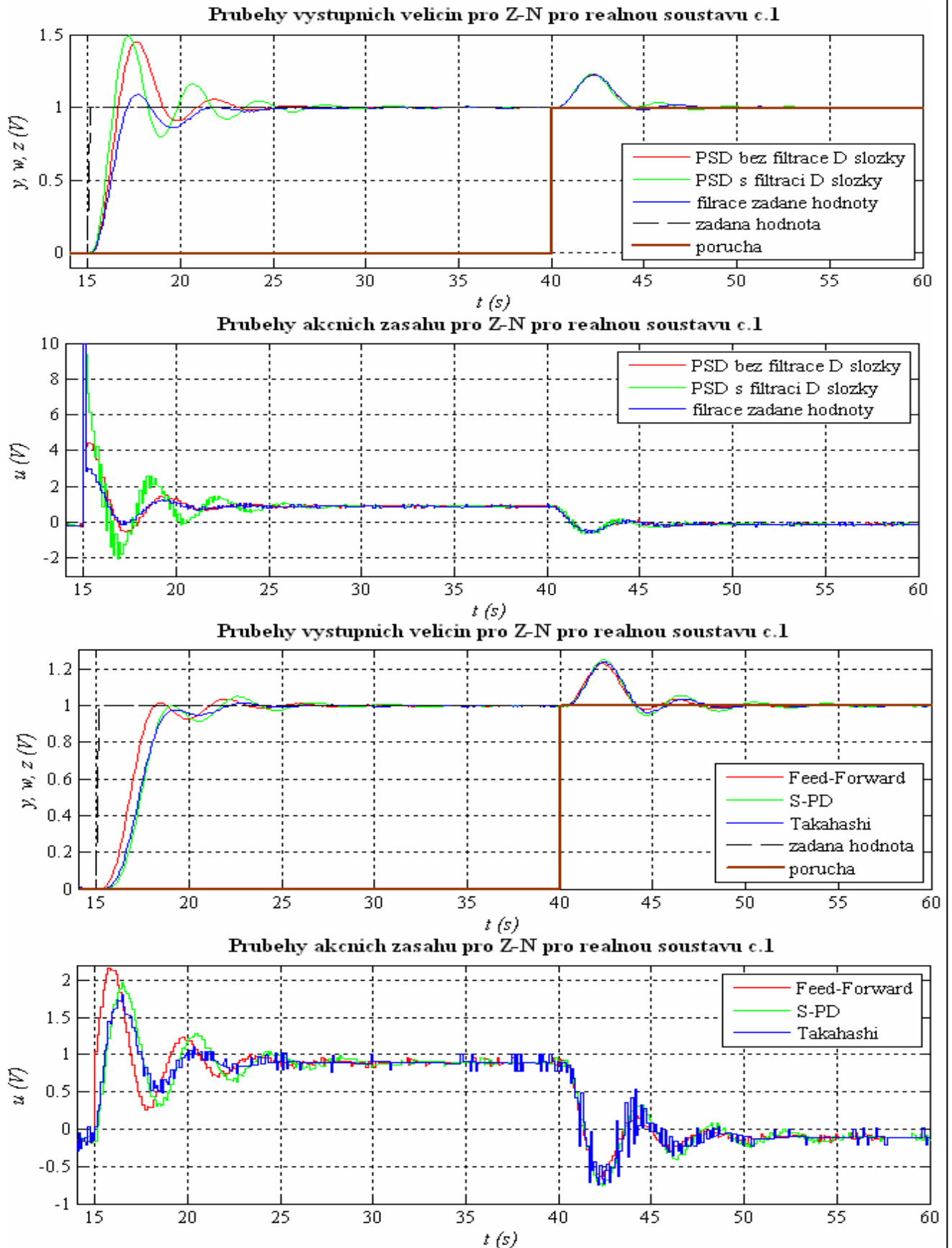
Jednotkový skok poruchy působí na vstupu soustavy v čase  $t = 40 \text{ s}$ .

Metoda	$K$ (-)	$T_I$ (s)	$T_D$ (s)
<b>Z-N nastavení</b>	4,200	2,000	0,500
<b>Vyvážené nastavení</b>	0,500	1,600	0,400
-----	-----	-----	-----
	$K_P$ (-)	$K_I$ (-)	$K_D$ (-)
<b>Takahashiho regulátor</b>	4,095	0,210	21,00

**Tab. 7.1: Hodnoty parametrů  $K$ ,  $T_I$  a  $T_D$  a parametry Takahashiho regulátoru pro reálnou soustavu č. 1**

Průběhy výstupních veličin a akčních zásahů pro Z-N metodu jsou na **Obr. 7.1** a pro vyvážené nastavení jsou umístěny v **Příloze C** na **Obr. C.6**.

Srovnání jednotlivých regulátorů z hlediska velikostí překmitů a dob ustálení přechodných dějů viz **Tab. B.7 – Příloha B**.



Obr. 7.1: Průběhy výstupních veličin a akčních zásahů pro Z-N nastavení pro reálnou soustavu č. 1

## 7.2 REÁLNÁ SOUSTAVA Č. 2

Nastavení časových konstant na krabičce  $T_1 = 0,2$   
 $T_2 = 0,7$   
 $T_3 = 1$

Přechodová charakteristika reálné soustavy č. 2 viz **Obr. A.8 - Příloha A**

Perioda vzorkování  $T_S = 0,03$  s  
Kritické parametry  $K_{KRIT} = 6,5$   
 $T_{KRIT} = 2,3$  s

Parametry filtru žádané hodnoty  $\alpha = 0,6$   $T_1 = 1,4$  s  
Feed – Forward  $\beta = 0,7$   
Zesilovací činitel  $N = 3$

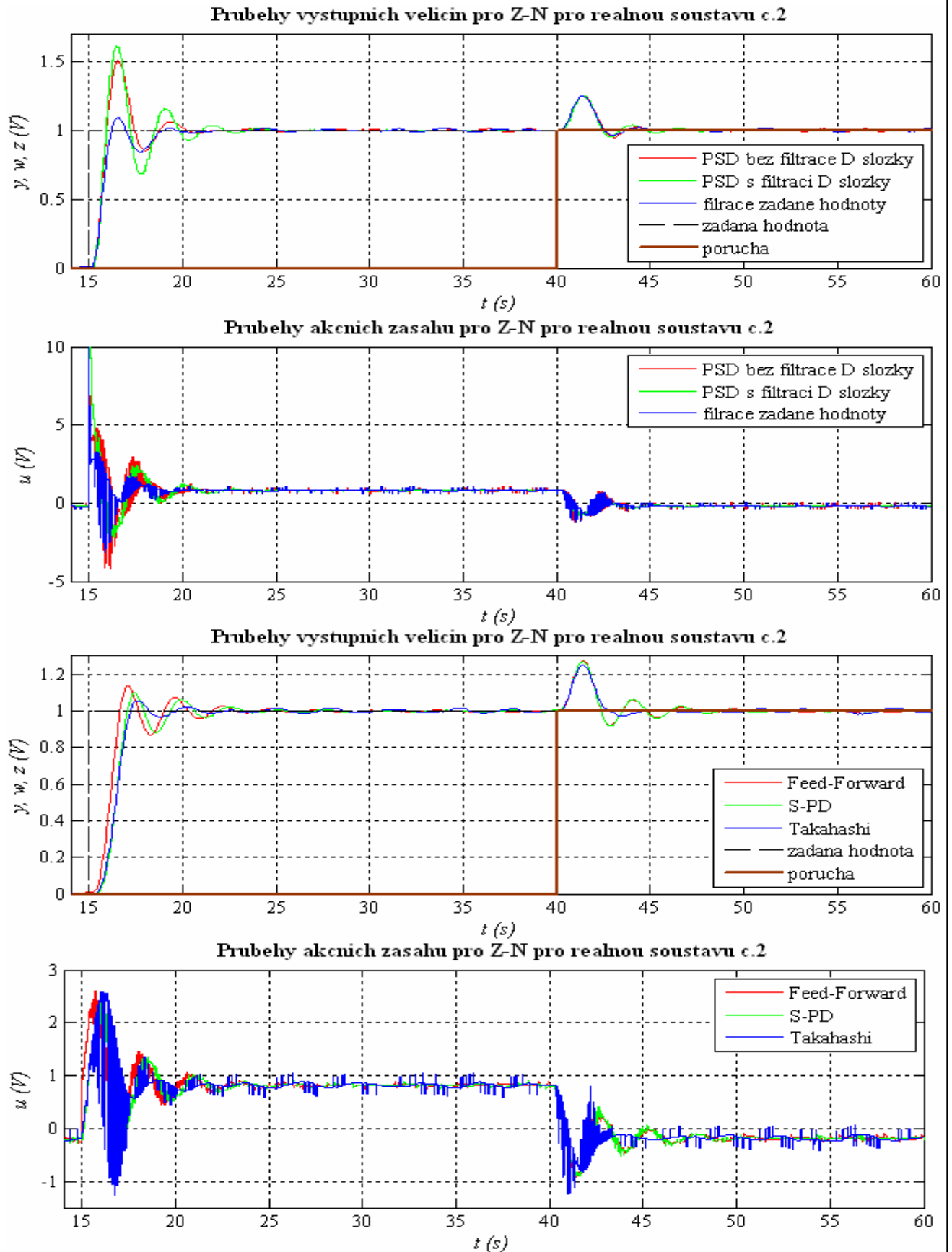
Jednotkový skok poruchy působí na vstupu soustavy v čase  $t = 40$  s.

Metoda	$K$ (-)	$T_I$ (s)	$T_D$ (s)
<b>Z-N nastavení</b>	3,900	1,150	0,288
<b>Vyvážené nastavení</b>	0,500	0,920	0,230
-----	-----	-----	-----
	$K_P$ (-)	$K_I$ (-)	$K_D$ (-)
<b>Takahashiho regulátor</b>	3,849	0,102	37,37

**Tab. 7.2: Hodnoty parametrů  $K$ ,  $T_I$  a  $T_D$  a parametry Takahashiho regulátoru pro reálnou soustavu č. 2**

Průběhy výstupních veličin a akčních zásahů pro Z-N metodu jsou na **Obr. 7.2** a pro vyvážené nastavení jsou umístěny v **Příloze C** na **Obr. C.7**.

Srovnání jednotlivých regulátorů z hlediska velikostí překmitů a dob ustálení přechodných dějů viz **Tab. B.8 – Příloha B**.



Obr. 7.2: Průběhy výstupních veličin a akčních zásahů pro Z-N nastavení pro reálnou soustavu č. 2



### 7.3 REÁLNÁ SOUSTAVA Č. 3

Nastavení časových konstant na krabičce  $T_1 = 0,5$

$$T_2 = 0,5$$

$$T_3 = 1$$

+ k soustavě bylo přidáno dopravní zpoždění o velikosti  $T = 1$  s

Přechodová charakteristika reálné soustavy č. 3 viz **Obr. A.9 - Příloha A**

Perioda vzorkování  $T_S = 0,1$  s

Kritické parametry  $K_{KRIT} = 2,08$

$$T_{KRIT} = 5$$
 s

Parametry filtru žádané hodnoty  $\alpha = 0,8$   $T_1 = 3,13$  s

Feed – Forward  $\beta = 0,7$

Zesilovací činitel  $N = 3$

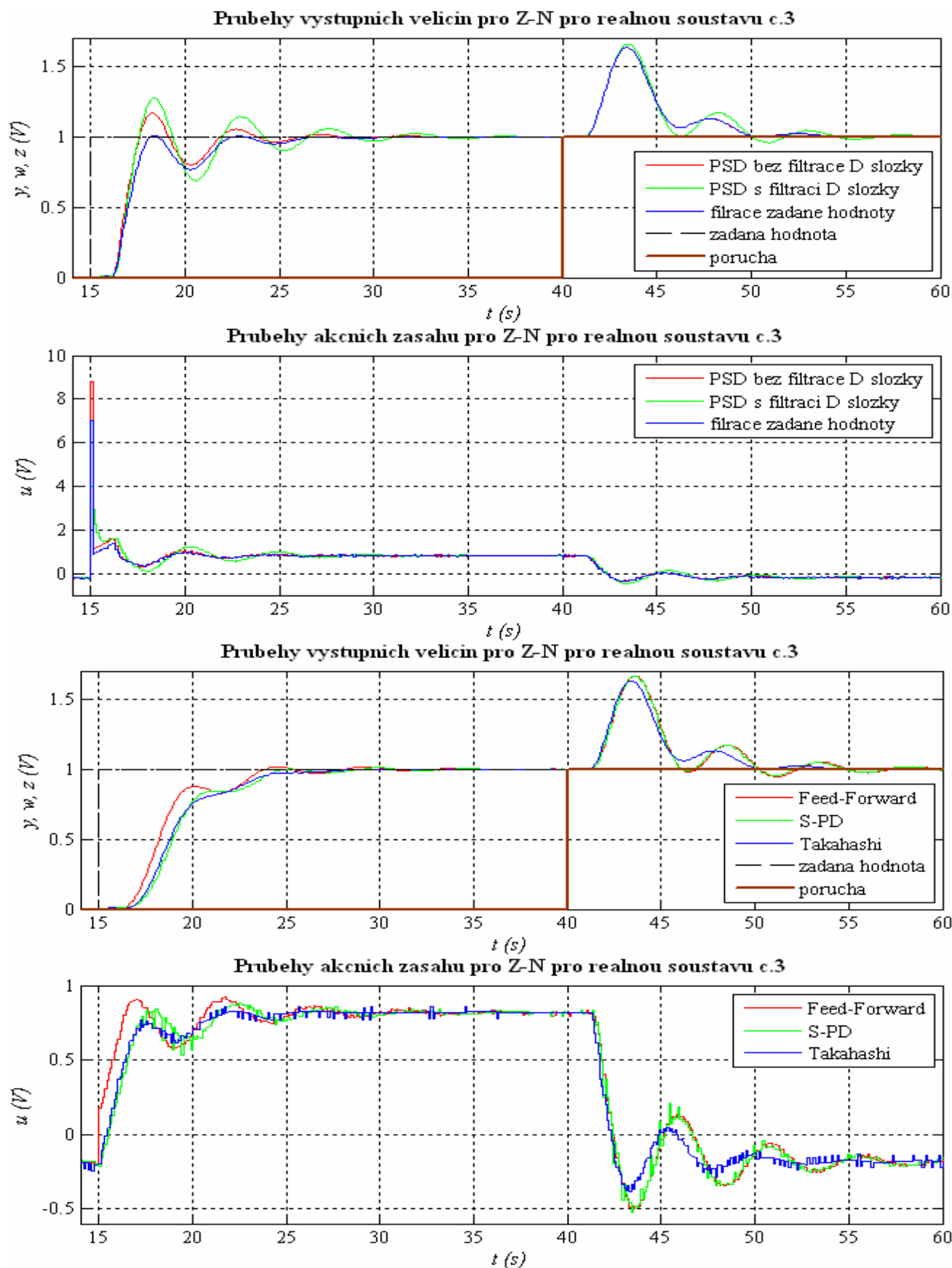
Jednotkový skok poruchy působí na vstupu soustavy v čase  $t = 40$  s.

Metoda	$K$ (-)	$T_I$ (s)	$T_D$ (s)
<b>Z-N nastavení</b>	1,248	2,500	0,625
<b>Vyvážené nastavení</b>	0,500	2,000	0,500
-----	-----	-----	-----
	$K_P$ (-)	$K_I$ (-)	$K_D$ (-)
<b>Takahashiho regulátor</b>	1,223	0,049	7,800

**Tab. 7.3: Hodnoty parametrů  $K$ ,  $T_I$  a  $T_D$  a parametry Takahashiho regulátoru pro reálnou soustavu č. 3**

Průběhy výstupních veličin a akčních zásahů pro Z-N metodu jsou na **Obr. 7.3** a pro vyvážené nastavení jsou umístěny v **Příloze C** na **Obr. C.8**.

Srovnání jednotlivých regulátorů z hlediska velikostí překmitů a dob ustálení přechodných dějů viz **Tab. B.9 – Příloha B**.



Obr. 7.3: Průběhy výstupních veličin a akčních zásahů pro Z-N nastavení pro reálnou soustavu č. 3

#### 7.4 REÁLNÁ SOUSTAVA Č. 4

Nastavení časových konstant na krabičce  $T_1 = 0,5$   
 $T_2 = 3$   
 $T_3 = 2$

Přechodová charakteristika reálné soustavy č. 4 viz **Obr. A.10 - Příloha A**

Perioda vzorkování  $T_S = 0,1$  s  
Kritické parametry  $K_{KRIT} = 8,8$   
 $T_{KRIT} = 5,1$  s

Parametry filtru žádané hodnoty  $\alpha = 0,6$   $T_1 = 3,19$  s  
Feed – Forward  $\beta = 0,7$   
Zesilovací činitel  $N = 3$

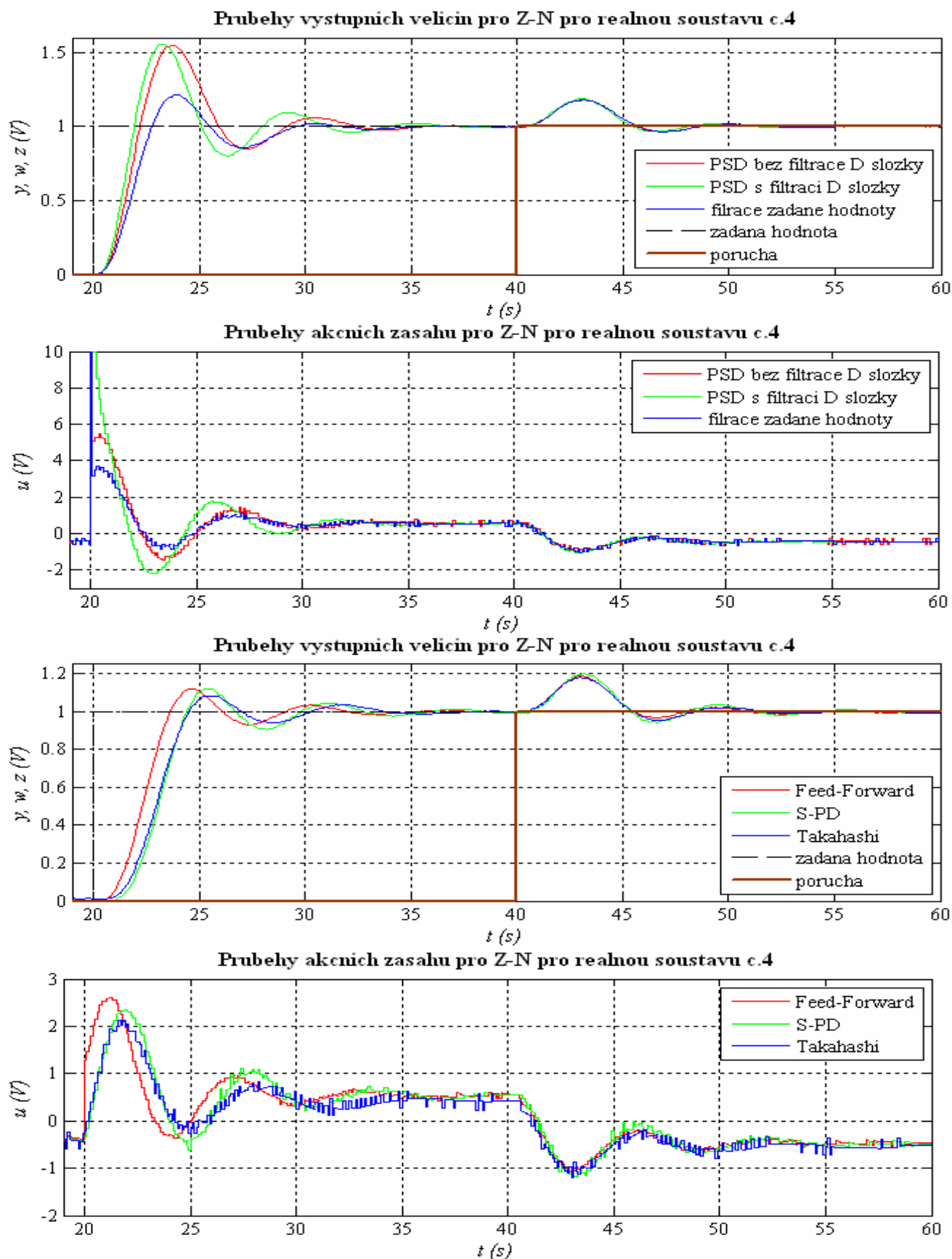
Jednotkový skok poruchy působí na vstupu soustavy v čase  $t = 40$  s.

Metoda	$K$ (-)	$T_I$ (s)	$T_D$ (s)
Z-N nastavení	5,280	2,550	0,638
Vyvážené nastavení	0,500	2,040	0,510
-----	-----	-----	-----
	$K_P$ (-)	$K_I$ (-)	$K_D$ (-)
Takahashiho regulátor	5,177	0,207	33,66

**Tab. 7.4:** Hodnoty parametrů  $K$ ,  $T_I$  a  $T_D$  a parametry Takahashiho regulátoru pro reálnou soustavu č. 4

Průběhy výstupních veličin a akčních zásahů pro Z-N metodu jsou na **Obr. 7.4** a pro vyvážené nastavení jsou umístěny v **Příloze C** na **Obr. C.9**.

Srovnání jednotlivých regulátorů z hlediska velikostí překmitů a dob ustálení přechodných dějů viz **Tab. B.10 – Příloha B**.



Obr. 7.4: Průběhy výstupních veličin a akčních zásahů pro Z-N nastavení pro reálnou soustavu č. 4

## 7.5 REÁLNÁ SOUSTAVA Č. 5

Nastavení časových konstant na krabicece  $T_1 = 0,7$   
 $T_2 = 5$   
 $T_3 = 1$

+ k soustavě bylo přidáno dopravní zpoždění o velikosti  $T = 1$  s

Přechodová charakteristika reálné soustavy č. 5 viz **Obr. A.11 - Příloha A**

Perioda vzorkování  $T_S = 0,1$  s

Kritické parametry  $K_{KRIT} = 4,52$

$T_{KRIT} = 9$  s

Parametry filtru žádané hodnoty  $\alpha = 0,8$   $T_1 = 5,63$  s

Feed – Forward  $\beta = 0,7$

Zesilovací činitel  $N = 3$

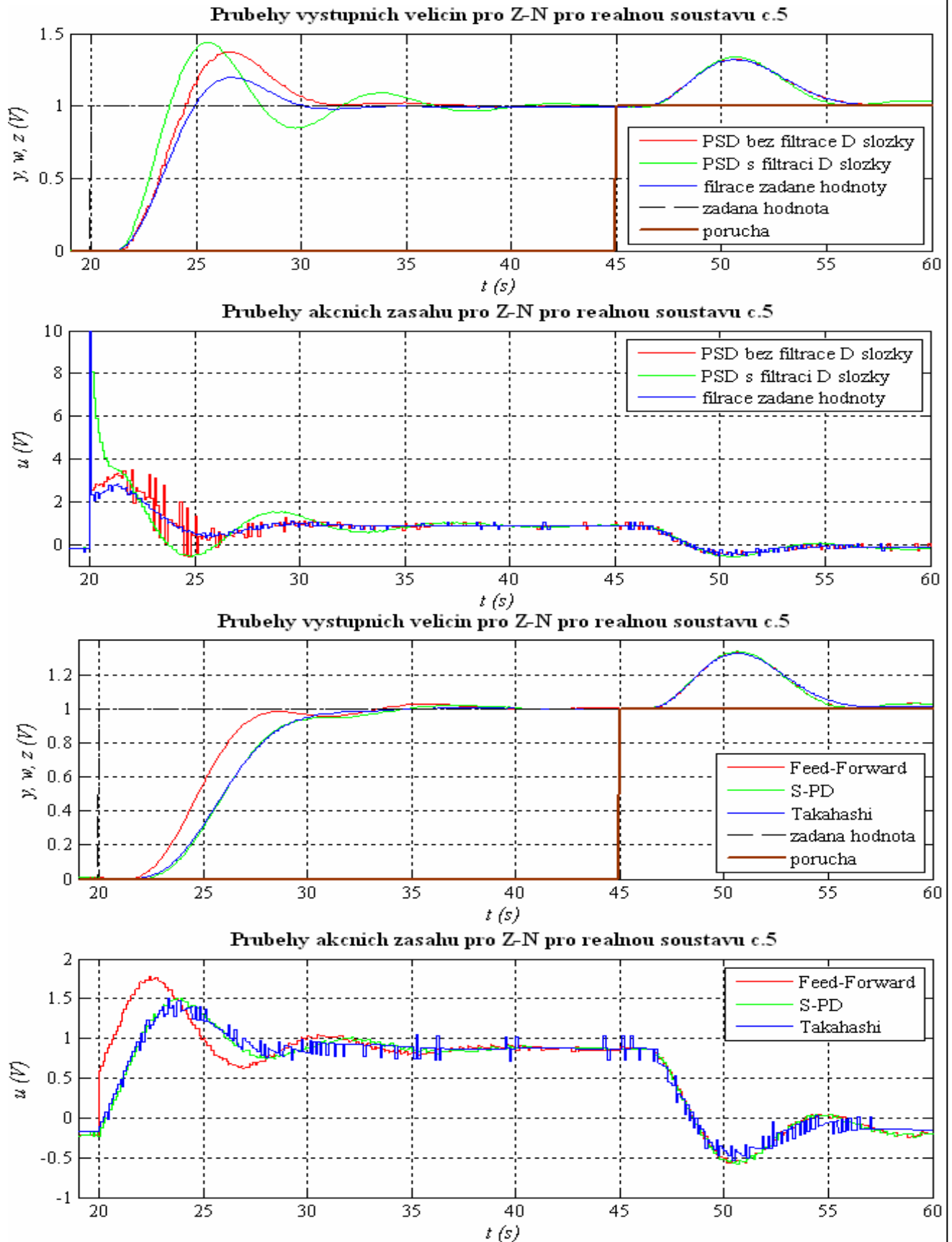
Jednotkový skok poruchy působí na vstupu soustavy v čase  $t = 45$  s.

Metoda	$K$ (-)	$T_I$ (s)	$T_D$ (s)
<b>Z-N nastavení</b>	2,712	4,500	1,125
<b>Vyvážené nastavení</b>	0,500	3,600	0,900
-----	-----	-----	-----
	$K_P$ (-)	$K_I$ (-)	$K_D$ (-)
<b>Takahashiho regulátor</b>	2,681	0,060	30,51

**Tab. 7.5: Hodnoty parametrů  $K$ ,  $T_I$  a  $T_D$  a parametry Takahashiho regulátoru pro reálnou soustavu č. 5**

Průběhy výstupních veličin a akčních zásahů pro Z-N metodu jsou na **Obr. 7.5** a pro vyvážené nastavení jsou umístěny v **Příloze C** na **Obr. C.10**.

Srovnání jednotlivých regulátorů z hlediska velikostí překmitů a dob ustálení přechodných dějů viz **Tab. B.11 – Příloha B**.



Obr. 7.5: Průběhy výstupních veličin a akčních zásahů pro Z-N nastavení pro reálnou soustavu č. 5

I na reálných modelech se jednotlivé struktury regulátorů nastavených podle Z-N chovají podle našich předpokladů (tedy podobně jako u simulačních modelů) – PSD regulátor bez filtrace i s filtrací derivační složky kmitají s překmitem kolem 45 %, filtrace žádané hodnoty nám tento překmit omezí a u dopředná vazby a S-PD regulátoru je omezení ještě výraznější. Zásadnější rozdíl mezi simulačními a reálnými modely je zřejmý z průběhů akčních zásahů, kdy se u reálných modelů projevuje působení šumu v soustavě a akční zásahy z tohoto důvodu neustále mírně kmitají. Kmitání způsobené šumem je nejvíce patrné na průbězích akčních zásahů u PSD regulátoru bez filtrace derivační složky a také u Takahashiho regulátoru.

Pokud se podíváme na průběhy regulátorů na reálných modelech nastavených podle vyváženého nastavení, opět můžeme říci, že všechny průběhy jsou téměř aperiodické nebo s velmi malým překmitem. Na jednotkový skok poruchy působící na vstup soustavy reagují opět hůře (s větším překmitem) než regulátory s Z-N nastavením. Akční zásahy jsou také plynulejší a neprojevuje se zde tak výrazně působení šumu v soustavě.

Pro srovnání opět výsledky obou nastavení pro reálnou soustavu č. 1 - doba přechodného děje trvá u Z-N nastavení přibližně 11 s, u vyváženého nastavení 15 s. Překmit výstupní veličiny při působení poruchy na vstup soustavy je u Z-N 23 %, u vyváženého nastavení 57 %.

Dále se trochu blíže podíváme na jednotlivé soustavy. Soustava č. 2 má malé časové konstanty, což má vliv na rychlejší přechodový děj (trvá přibližně 7 s, u vyváženého nastavení 9 s) než u reálné soustavy č. 1. Z hlediska kmitavosti výstupních veličin jsou výsledky podobné soustavě č.1. Na této soustavě je ale velmi patrný šum v soustavě, který rozkmitává akční zásahy všech struktur diskrétního PID regulátoru (u Takahashiho regulátoru a PSD regulátoru bez filtru D složky nejvýrazněji).

K soustavě č. 3 a č. 5 bylo přidáno dopravní zpoždění o velikosti 1 s, které má vliv na to, že výstupní veličina reaguje zpožděně na skok žádané hodnoty i na působící poruchu. U soustavy č. 3 nejsou průběhy pro S-PD regulátor, dopřednou vazbu i Takahashiho regulátor příliš vyhovující – dochází zde k podkmitu žádané hodnoty. I v reakci na poruchu mají regulátory u této soustavy poměrně velký překmit – asi 65 % (u vyváženého nastavení 73 %).

U reálné soustavy č. 4 přechodový děj trvá přibližně 15 s (pro vyvážené nastavení 30 s). Průběhy výstupních veličin jsou podobné jako u reálné soustavy č. 1. Při reakci na poruchu má výstupní veličina překmit asi 19 % (což je nejméně ze všech reálných soustav), u vyváženého nastavení je tento překmit velký asi 55 %.



## 8. ADAPTIVNÍ REGULÁTOR FIRMY B&R

Součástí bakalářské práce bylo i porovnání výsledků heterogenních struktur diskrétních PID regulátorů s adaptivním regulátorem firmy B&R. Pro ověřování byl vybrán funkční blok LCRSlimPID() z knihovny LoopConR. Tato knihovna [9] nabízí řadu funkčních bloků a procedur pro řízení v uzavřené smyčce, jako jsou např. regulátory, samoladicí (autotuning) procedury, zpracování signálu a speciální regulátory pro teplotní systémy. Všechny výpočty jsou realizovány v pohyblivé řádové čárce (REAL).

Funkční blok LCRSlimPID() implementuje regulátor s integrovanou ladicí funkcí a interně využívá funkční bloky LCRPID() a LCRPIDTune(). Narozdíl od těchto jednotlivých bloků je uživatelské rozhraní u bloku LCRSlimPID() redukováno na minimum, což velmi usnadňuje práci s blokem.

Blok nabízí dvě ladicí funkce – oscilační metodu (oscillation attempt) a skokovou odezvu (step response). Pro vlastní testování byla vybrána oscilační metoda. Tato identifikační procedura je založena na periodickém rozkmitání výstupní veličiny kolem předem definované žádané hodnoty v uzavřené smyčce a podle délky periody a poměru amplitudy akčního zásahu jsou určeny parametry PID regulátoru, při čemž jsou využívána pravidla Z-N nastavení (proto byla zvolena tato metoda, neboť je velmi podobná přímému nastavování podle druhé Z-N metody).

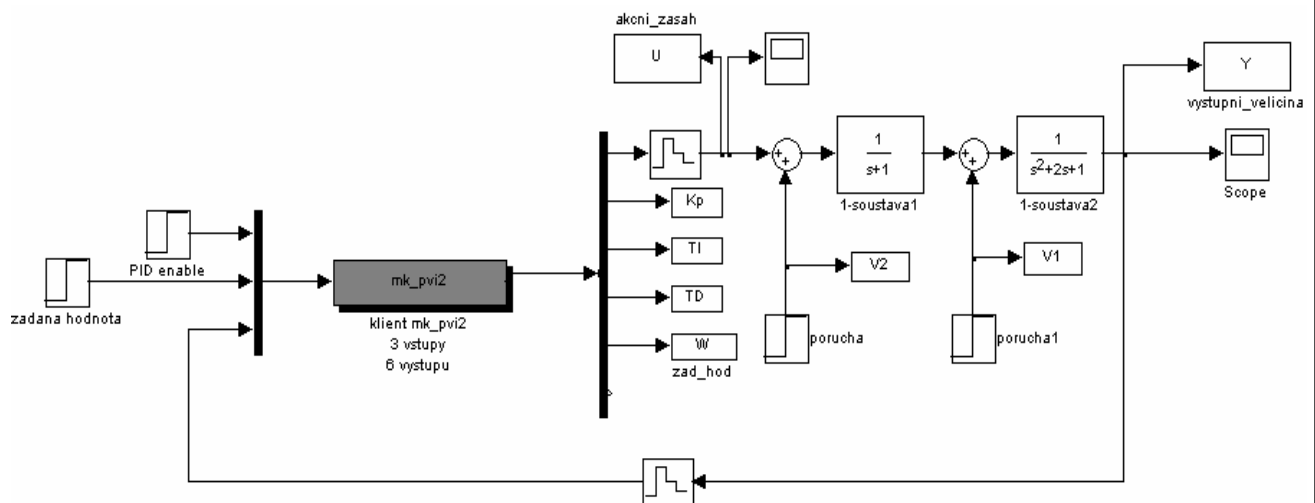
Regulátor je vhodný pro systémy, které lze aproximovat přenosovou funkcí prvního řádu s dopravním zpožděním, druhého řádu a druhého řádu s dopravním zpožděním.

### 8.1 VLASTNÍ NASTAVENÍ PARAMETRŮ FUNKČNÍHO BLOKU LCRSLIMPID()

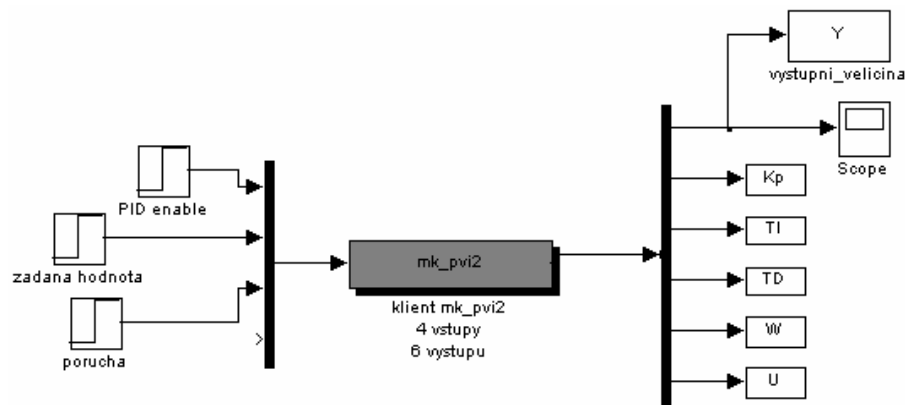
Jak již bylo zmíněno, pro testování byla zvolena oscilační metoda. U této procedury bylo ponecháno standardní nastavení (420 111) [9], což znamená požadavek na oscilační metodu (LCRPID\_TUNE\_REQU\_OSCILLATION) s použitím PID regulátoru s kladným řízením (tzn. růst akčního zásahu způsobuje pokles výstupní veličiny) (LCRPID\_TUNE\_OPT\_DIR\_POS + LCRPID\_TUNE\_OPT\_PID) a dva oscilační pokusy přes čtyři periody (LCRPID\_TUNE\_OPT\_OSC2 + LCRPID\_TUNE\_OPT\_PER\_4).

U bloku byl omezen akční zásah na  $\pm 10$  V, toto omezení bylo použito i pro ladící fázi. Žádanou hodnotou je ve všech případech jednotkový skok ( $w = 1$  V). Na soustavy působí jednotkový skok poruchy, konkrétní specifikace, kde a kdy porucha působí, je uvedena u jednotlivých soustav.

K ověřování na simulačních i reálných modelech byl používán program Matlab Simulink propojený s programovacím prostředím Automation Studio programovatelného automatu B&R prostřednictvím komunikačního klienta *mk\_pvi2* [10]. Způsob zapojení pro simulační modely je znázorněn na **Obr. 8.1**, pro reálné modely na **Obr. 8.2**. (Matlab Simulink v tomto případě slouží především ke sledování jednotlivých proměnných).



**Obr. 8.1:** Schéma zapojení pro řízení simulačních modelů adaptivním regulátorem v programu Matlab Simulink



**Obr. 8.2: Schéma zapojení pro řízení reálných modelů adaptivním regulátorem v programu Matlab Simulink**

V grafech je znázorněn průběh již nastaveného adaptivního regulátoru a k tomuto průběhu jsou pro srovnání přidány grafy regulátorů nastavených podle druhé Z-N metody z **kapitoly 6** (pro simulační modely) a z **kapitoly 7** (pro reálné modely). Parametry těchto regulátorů jsou uvedeny pro srovnání v tabulce u každé soustavy společně s parametry adaptivního regulátoru.

## 8.2 OVĚŘENÍ NA SIMULAČNÍCH MODELECH

V případě simulačních modelů (jsou použity stejné simulační modely jako v **kapitole 6**) je adaptivní regulátor realizován v prostředí Automation Studio a jednotlivé soustavy jsou vytvořeny v prostředí Matlab Simulink a navzájem jsou tyto programy propojeny komunikačním klientem *mk\_pvi2*, jak je znázorněno na **Obr. 8.1**.

Graf celkového průběhu samostatného adaptivního regulátoru, včetně ladící fáze, je na ukázkou pro simulační soustavu č.1 uveden v **příloze D – Obr. D.1**.

### 8.2.1 Simulační soustava č. 1

$$F_1(s) = \frac{1}{(s+1)^3}$$

Doba trvání ladící fáze: 18,24 s

-	$K$ (-)	$T_I$ (s)	$T_D$ (s)
Adaptivní regulátor	2,637	2,425	0,606
Z-N nastavení	4,187	1,929	0,482

**Tab. 8.1: Parametry adaptivního regulátoru a regulátorů nastavených podle Z-N pro simulační soustavu č.1**

Jednotkový skok poruchy  $z(t)$  vstupuje v čase  $t = 80$  s do části  $\frac{1}{(s+1)^2}$  a v čase  $t = 95$  s na vstup soustavy.

Průběhy výstupních veličin a akčních zásahů jsou znázorněny na **Obr. 8.3**. Srovnání regulátoru z hlediska velikosti překmitů a doby ustálení přechodného děje viz **Tab. B.1 – Příloha B**.

### 8.2.2 Simulační soustava č. 2

$$F_2(s) = \frac{1}{(s+1)^4}$$

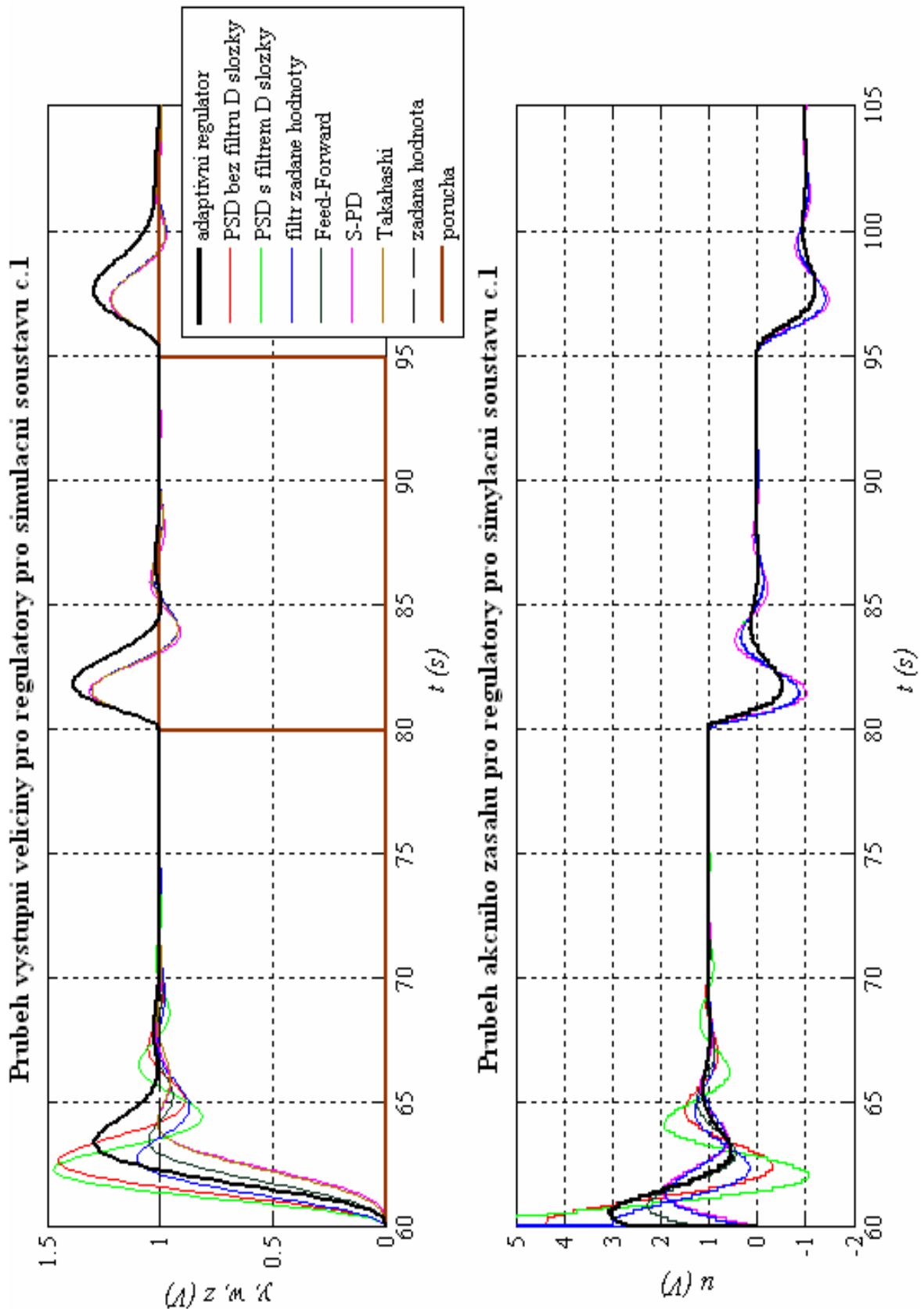
Doba trvání ladící fáze: 27,06 s

-	$K$ (-)	$T_I$ (s)	$T_D$ (s)
Adaptivní regulátor	1,859	3,600	0,900
Z-N nastavení	2,287	3,219	0,805

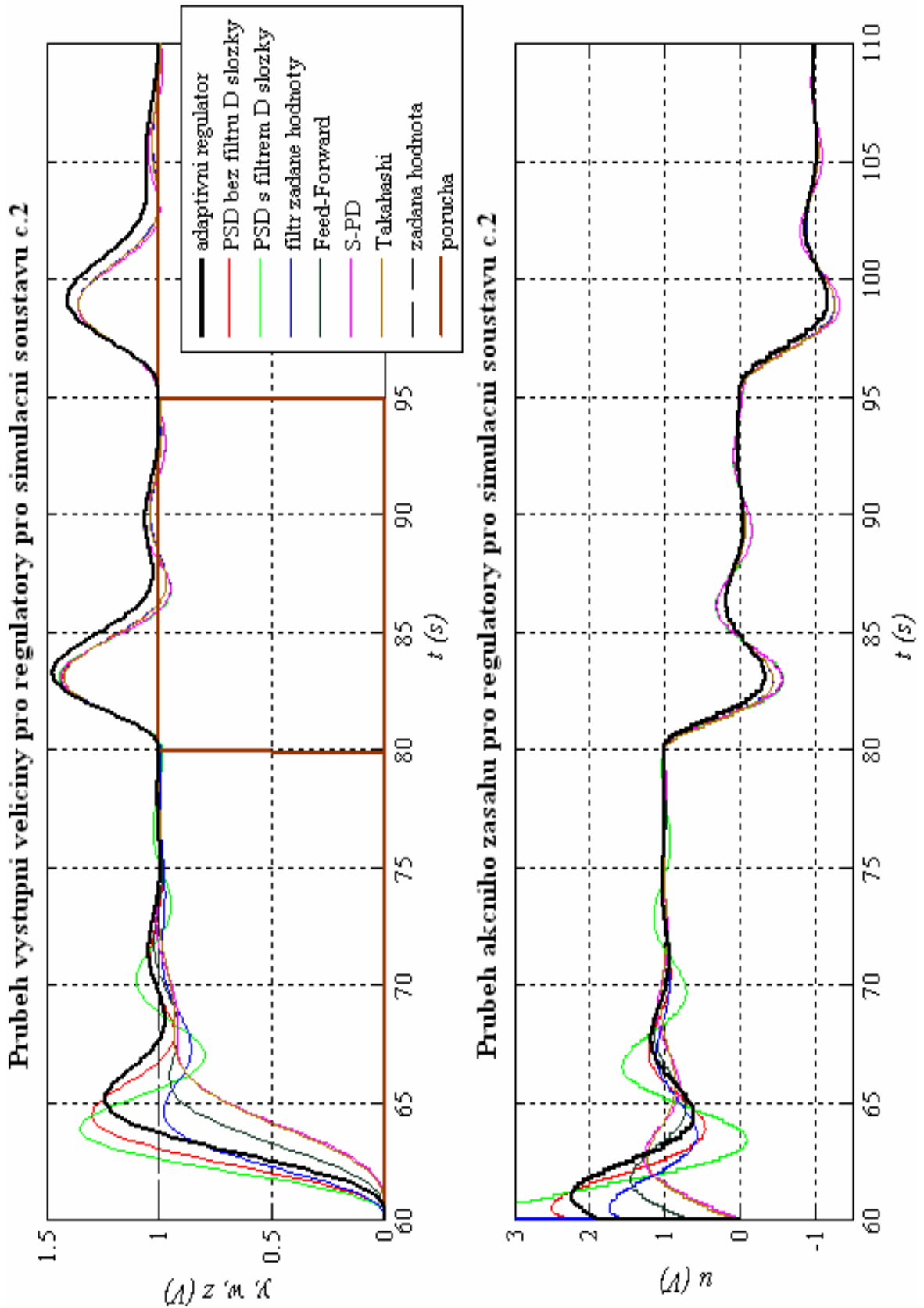
**Tab. 8.2: Parametry adaptivního regulátoru a regulátorů nastavených podle Z-N pro simulační soustavu č.2**

Jednotkový skok poruchy  $z(t)$  vstupuje v čase  $t = 80$  s do části  $\frac{1}{(s+1)^3}$  a v čase  $t = 95$  s na vstup soustavy.

Průběhy výstupních veličin a akčních zásahů jsou znázorněny na **Obr. 8.4**. Srovnání regulátoru z hlediska velikosti překmitů a doby ustálení přechodného děje viz **Tab. B.2 – Příloha B**.



Obr. 8.3: Průběhy výstupních veličin a akčních zásahů jednotlivých regulátorů pro simulační soustavu č. 1



Obr. 8.4: Průběhy výstupních veličin a akčních zásahů jednotlivých regulátorů pro simulační soustavu č. 2

### 8.2.3 Simulační soustava č. 3

$$F_3(s) = \frac{1}{(s+1)(0,5s+1)(0,25s+1)(0,125s+1)}$$

Doba trvání ladicí fáze: 10,76 s

-	$K$ (-)	$T_I$ (s)	$T_D$ (s)
Adaptivní regulátor	2,568	1,425	0,356
Z-N nastavení	3,844	1,140	0,285

**Tab. 8.3: Parametry adaptivního regulátoru a regulátorů nastavených podle Z-N pro simulační soustavu č.3**

Jednotkový skok poruchy  $z(t)$  vstupuje v čase  $t = 80$  s do části  $\frac{1}{(0,5s+1)(0,25s+1)(0,125s+1)}$  a v čase  $t = 95$  s na vstup soustavy.

Průběhy výstupních veličin a akčních zásahů jsou znázorněny na **Obr. 8.5**. Srovnání regulátoru z hlediska velikosti překmitů a doby ustálení přechodného děje viz **Tab. B.3 – Příloha B**.

### 8.2.4 Simulační soustava č. 4

$$F_4(s) = \frac{1}{5s+1} e^{-s}$$

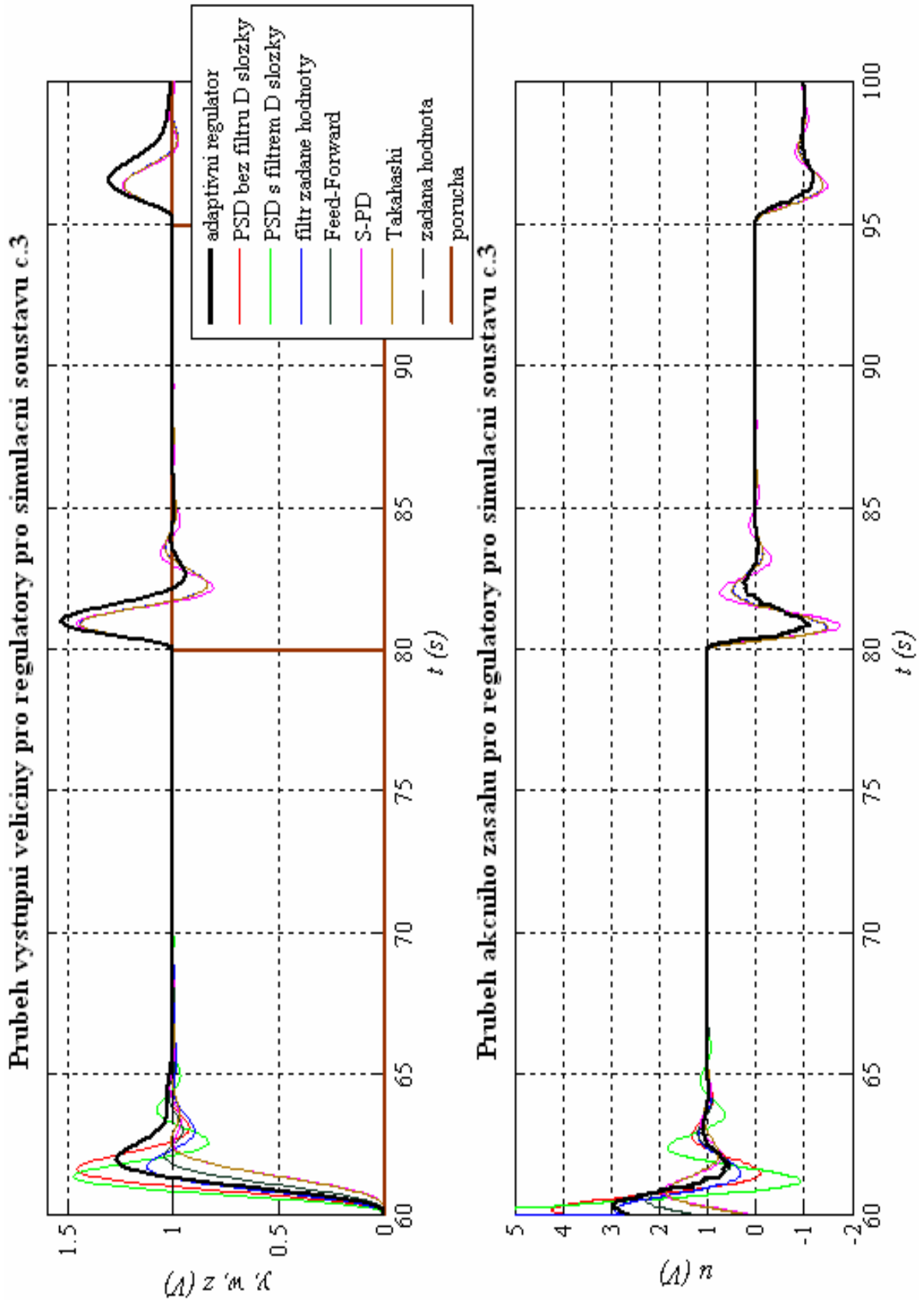
Doba trvání ladicí fáze: 19,36 s

-	$K$ (-)	$T_I$ (s)	$T_D$ (s)
Adaptivní regulátor	3,147	2,500	0,625
Z-N nastavení	4,877	1,947	0,487

**Tab. 8.4: Parametry adaptivního regulátoru a regulátorů nastavených podle Z-N pro simulační soustavu č. 4**

Jednotkový skok poruchy  $z(t)$  vstupuje v čase  $t = 95$  s na vstup soustavy.

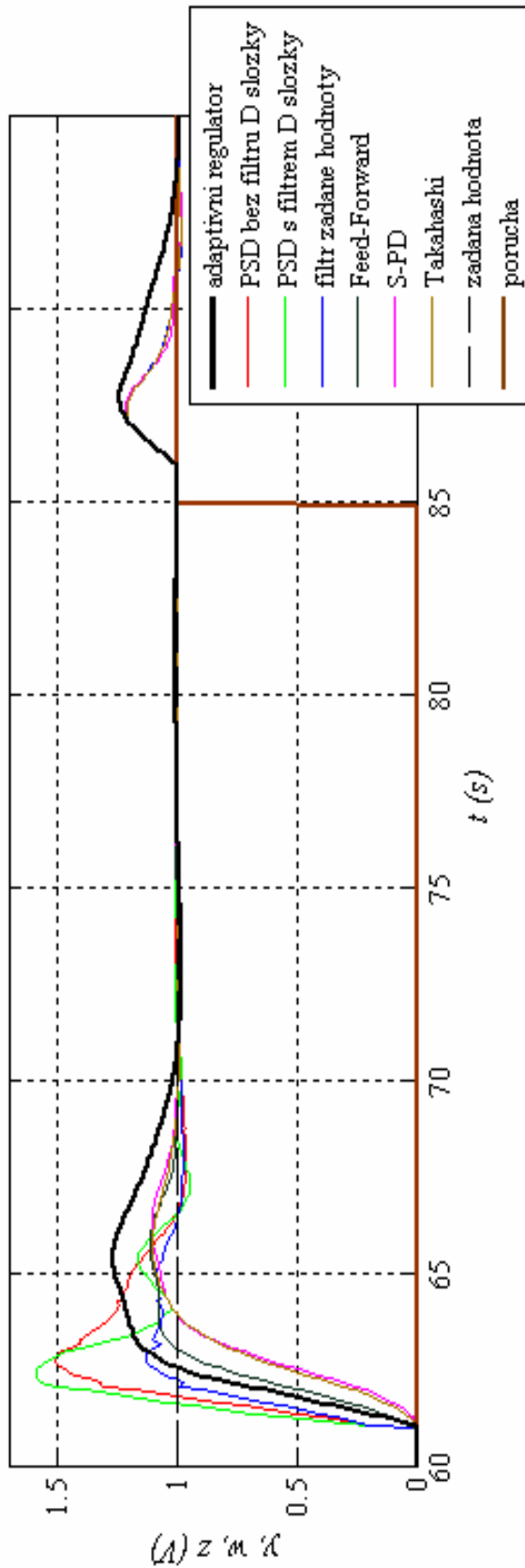
Průběhy výstupních veličin a akčních zásahů jsou znázorněny na **Obr. 8.6**. Srovnání regulátoru z hlediska velikosti překmitů a doby ustálení přechodného děje viz **Tab. B.4 – Příloha B**.



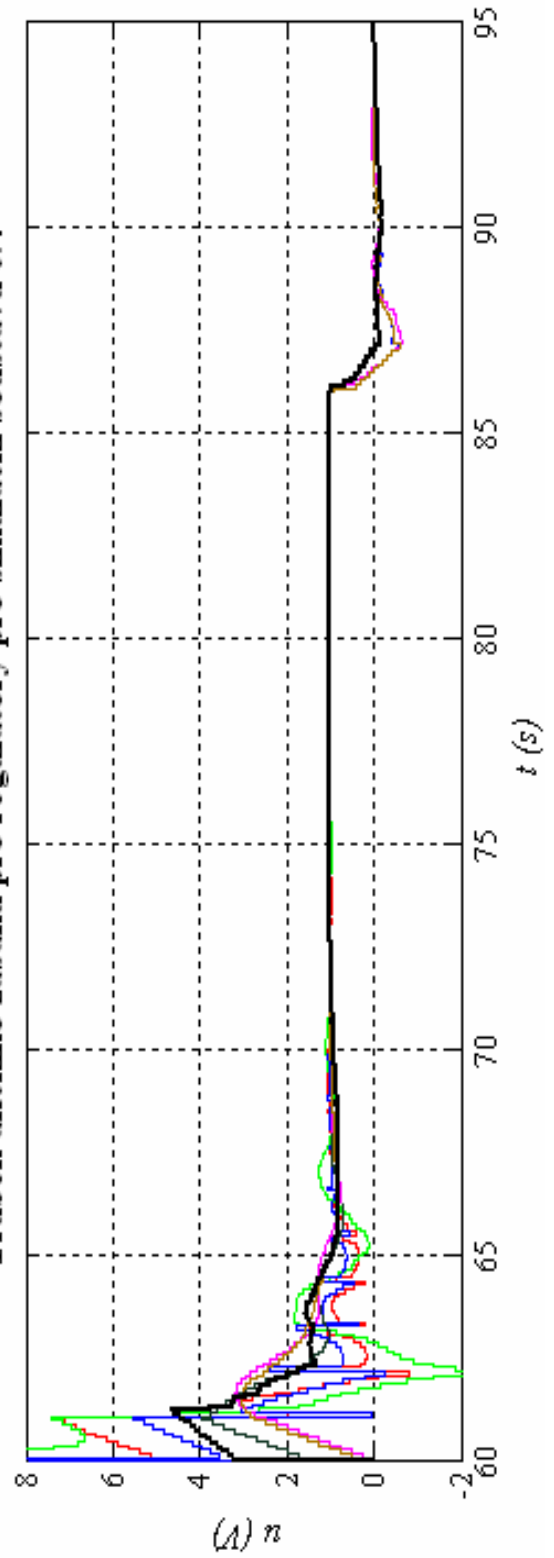
Obr. 8.5: Průběhy výstupních veličin a akčních zásahů jednotlivých regulátorů pro simulační soustavu č. 3



Průběh výstupní veličiny pro regulatory pro simulacní soustavu c.4



Průběh akčních zásahů pro regulatory pro simulacní soustavu c.4



Obr. 8.6: Průběhy výstupních veličin a akčních zásahů jednotlivých regulátorů pro simulační soustavu č. 4

### 8.2.5 Simulační soustava č. 5

$$F_5(s) = \frac{1}{(2s+1)^2} e^{-s}$$

Doba trvání ladící fáze: 29,15 s

-	$K$ (-)	$T_I$ (s)	$T_D$ (s)
Adaptivní regulátor	3,147	3,853	0,963
Z-N nastavení	2,699	3,359	0,839

**Tab. 8.5: Parametry adaptivního regulátoru a regulátorů nastavených podle Z-N pro simulační soustavu č. 5**

Jednotkový skok poruchy  $z(t)$  vstupuje v čase  $t = 85$  s na vstup soustavy.

Průběhy výstupních veličin a akčních zásahů jsou znázorněny na **Obr. 8.7**.

Srovnání regulátoru z hlediska velikosti překmitů a doby ustálení přechodného děje viz **Tab. B.5 – Příloha B**.

### 8.2.6 Simulační soustava č. 6

$$F_6(s) = \frac{2}{(10s+1)(s+1)^2}$$

Doba trvání ladící fáze: 30,95 s

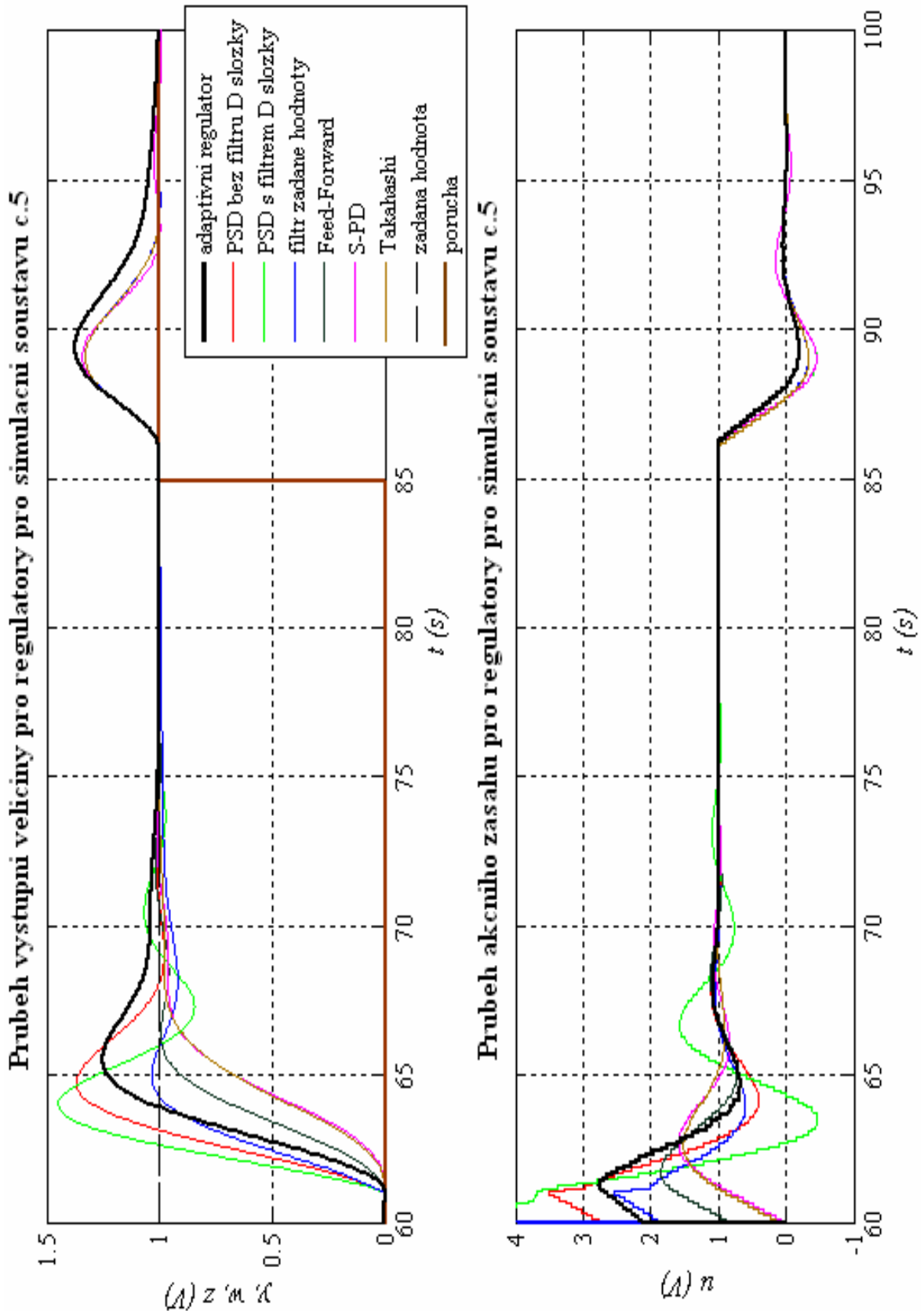
-	$K$ (-)	$T_I$ (s)	$T_D$ (s)
Adaptivní regulátor	3,683	4,076	1,019
Z-N nastavení	6,579	3,009	0,752

**Tab. 8.6: Parametry adaptivního regulátoru a regulátorů nastavených podle Z-N pro simulační soustavu č. 6**

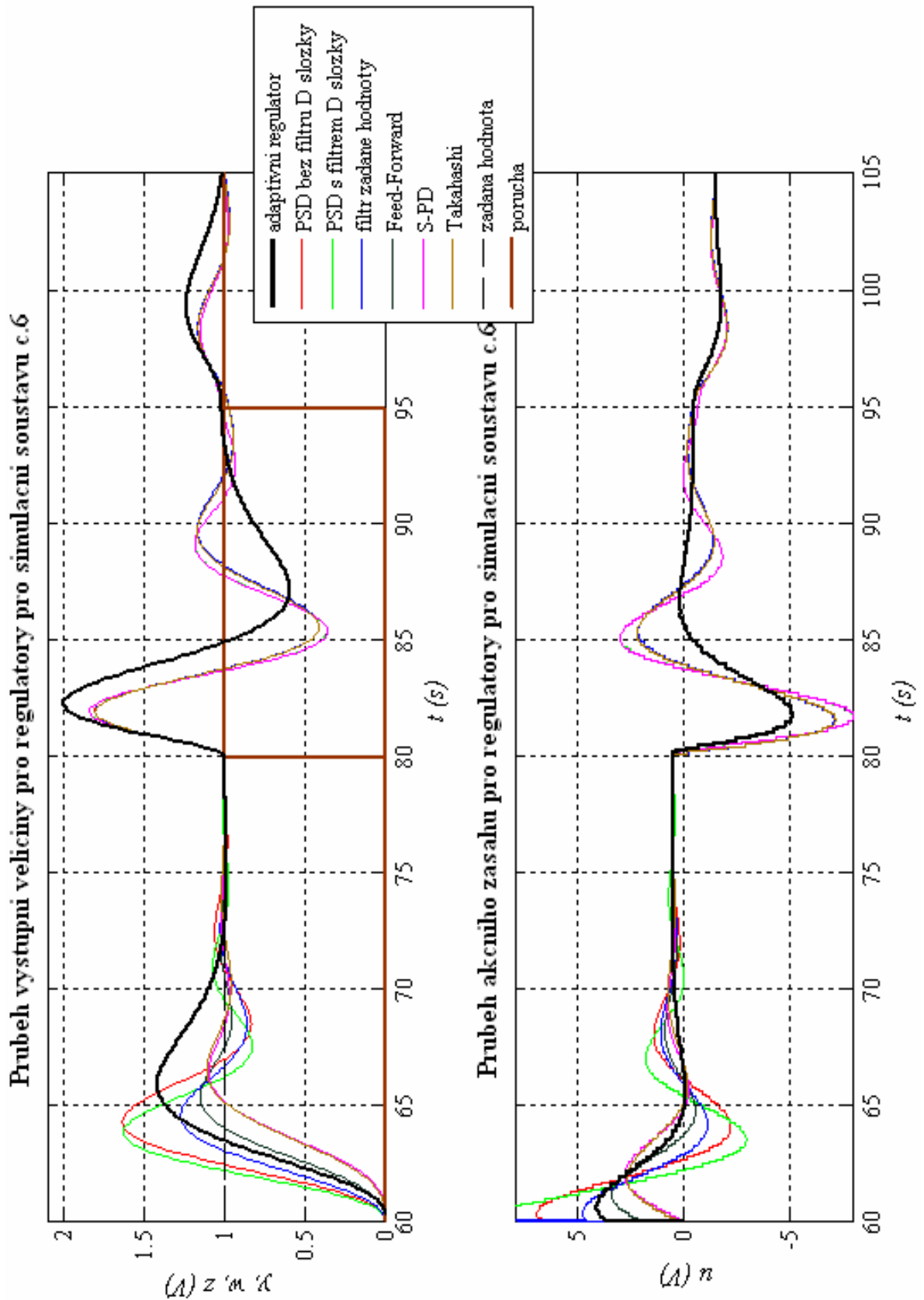
Jednotkový skok poruchy  $z(t)$  působí v čase  $t = 80$  s do části  $2/(s+1)^2$  a v čase  $t = 95$  s na vstup soustavy.

Průběhy výstupních veličin a akčních zásahů jsou znázorněny na **Obr. 8.8**.

Srovnání regulátoru z hlediska velikosti překmitů a doby ustálení přechodného děje viz **Tab. B.6 – Příloha B**.



Obr. 8.7: Průběhy výstupních veličin a akčních zásahů jednotlivých regulátorů pro simulační soustavu č. 5



Obr. 8.8: Průběhy výstupních veličin a akčních zásahů jednotlivých regulátorů pro simulační soustavu č. 6

Průběhy výstupních veličin u adaptivního regulátoru mají obvykle jeden viditelný překmit s velikostí kolem 25 %. Průběh se zpravidla nachází mezi průběhem výstupní veličiny u PSD regulátoru bez filtraci derivační složky (případně s filtrací derivační složky) a filtrací žádané hodnoty. Akční zásah není příliš kmitavý. V reakci na poruchu má překmit výstupní veličiny o něco větší velikost než u diskretních regulátorů nastavených podle Z-N. Pokud se podíváme na srovnání velikostí parametrů adaptivního regulátoru a regulátorů nastavených podle druhé Z-N metody, je patrné, že se o trochu liší, nejvíce je zřejmý rozdíl ve velikosti zesílení  $K$ , kdy u adaptivního regulátoru má zesílení  $K$  vždy menší hodnotu.

Bližší srovnání adaptivního regulátoru a diskretních PID regulátorů nastavených podle Z-N si můžeme ukázat u soustavy č. 1, kdy adaptivní regulátor má nejrychlejší přechodný děj – 9,8 s (ostatní průměrně 12 s), velikost prvního překmitu je 29 % (u filtru žádané hodnoty 10 % a u PSD bez filtrace derivační složky 45 %), překmit při působení první poruchy 38 % (u ostatních regulátorů 31 %) a při působení druhé poruchy 29 % (ostatní 22 %).

U soustavy č. 4 nemá výstupní veličina u adaptivního regulátoru příliš vyhovující průběh (stejně jako ostatní regulátory navržené přesně podle Z-N metody), přechodný děj trvá nejdéle (17 s). I zde by byla nutná mírná úprava parametrů (např. zmenšení derivační časové konstanty  $T_D$ ).

U soustavy č. 6 má poměrně vysoký překmit regulované (výstupní) veličiny při působení skokové poruchy do části  $2/(s+1)^2 - 100$  % (2 V), ostatní regulátory mají přibližně 83 %.

### 8.3 OVĚŘENÍ NA REÁLNÝCH MODELECH

U reálných modelů slouží program Matlab Simulink pouze ke sledování hodnot jednotlivých proměnných, jak je znázorněno na **Obr. 8.2**. Adaptivní regulátor a připojení k laboratornímu přípravku je realizováno v programovacím prostředí Automation Studio programovatelného automatu B&R. Pro komunikaci mezi Simulinkem a Automation Studiem opět slouží komunikační klient *mk\_pvi2* [10].

Použity jsou stejné reálné modely jako v **kapitole 7**. Graf celkového průběhu samostatného adaptivního regulátoru, včetně ladící fáze, je na ukázkou pro reálnou soustavu č.1 uveden v **příloze D – Obr. D.2**.

#### 8.3.1 Reálná soustava č. 1

Nastavení časových konstant na krabice  $T_1 = 1$   $T_2 = 1$   $T_3 = 1$

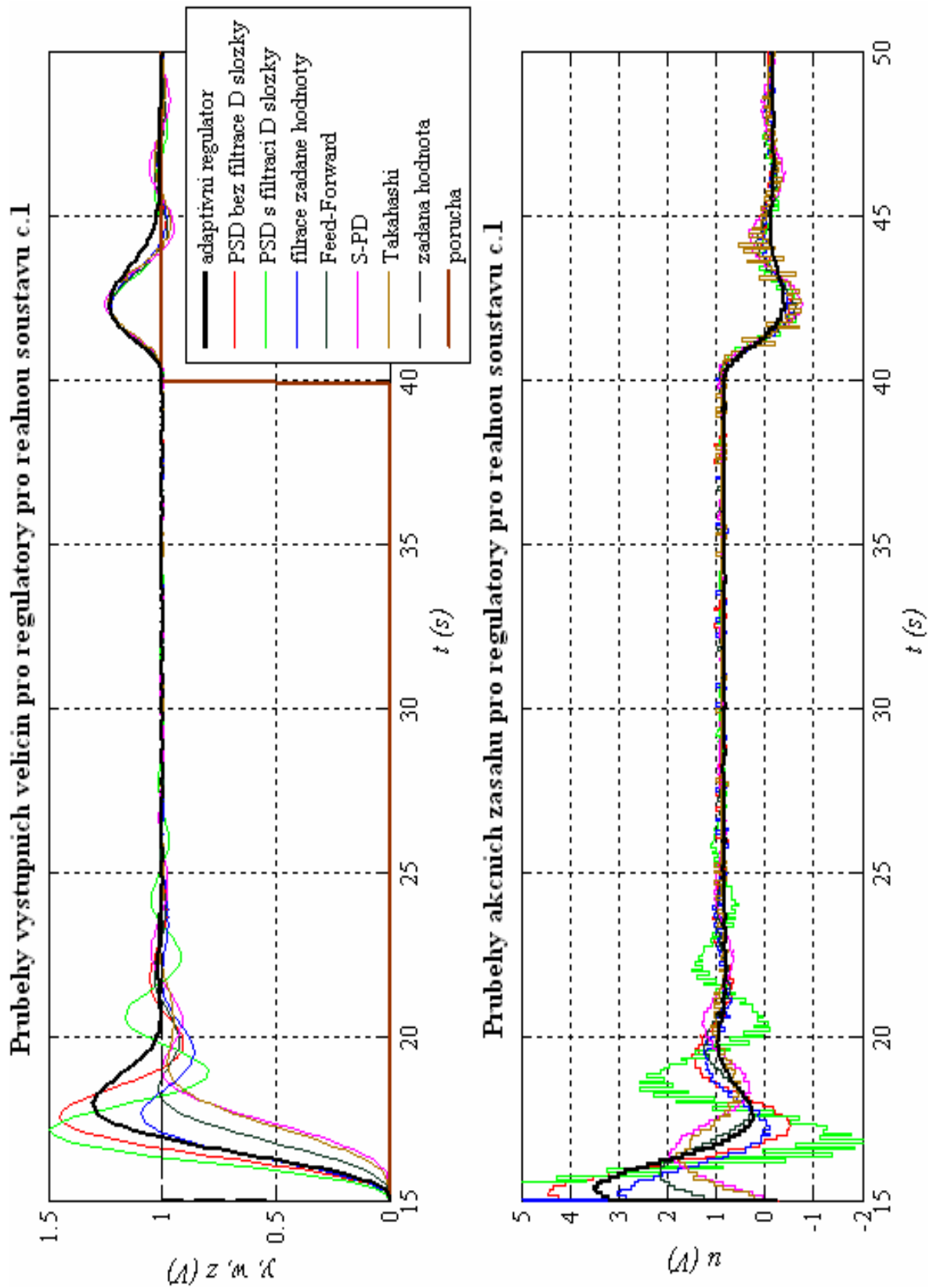
Doba trvání ladící fáze: 15,61 s

-	$K$ (-)	$T_I$ (s)	$T_D$ (s)
<b>Adaptivní regulátor</b>	3,365	2,090	0,523
<b>Z-N nastavení</b>	4,200	2,000	0,500

**Tab. 8.7: Parametry adaptivního regulátoru a regulátorů nastavených podle Z-N pro reálnou soustavu č. 1**

Jednotkový skok poruchy  $z(t)$  působí v čase  $t = 40$  s na vstup soustavy.

Průběhy výstupních veličin a akčních zásahů jsou znázorněny na **Obr. 8.9**. Srovnání regulátoru z hlediska velikosti překmitů a doby ustálení přechodného děje viz **Tab. B.7 – Příloha B**.



Obr. 8.9: Průběhy výstupních veličin a akčních zásahů jednotlivých regulátorů pro reálnou soustavu č. 1

### 8.3.2 Reálná soustava č. 2

Nastavení časových konstant na krabičce  $T_1 = 0,2$   $T_2 = 0,7$   $T_3 = 1$

Doba trvání ladící fáze: 8,54 s

-	$K$ (-)	$T_I$ (s)	$T_D$ (s)
<b>Adaptivní regulátor</b>	4,404	1,130	0,283
<b>Z-N nastavení</b>	3,900	1,150	0,288

**Tab. 8.8: Parametry adaptivního regulátoru a regulátorů nastavených podle Z-N pro reálnou soustavu č. 2**

Jednotkový skok poruchy  $z(t)$  působí v čase  $t = 40$  s na vstup soustavy.

Průběhy výstupních veličin a akčních zásahů jsou znázorněny na **Obr. 8.10**.

Srovnání regulátoru z hlediska velikosti překmitů a doby ustálení přechodného děje viz **Tab. B.8 – Příloha B**.

### 8.3.3 Reálná soustava č. 3

Nastavení časových konstant na krabičce  $T_1 = 0,5$   $T_2 = 0,5$   $T_3 = 1$

+ k soustavě bylo přidáno dopravní zpoždění o velikosti  $T = 1$  s

Doba trvání ladící fáze: 18,70 s

-	$K$ (-)	$T_I$ (s)	$T_D$ (s)
<b>Adaptivní regulátor</b>	1,395	2,435	0,609
<b>Z-N nastavení</b>	1,248	2,500	0,625

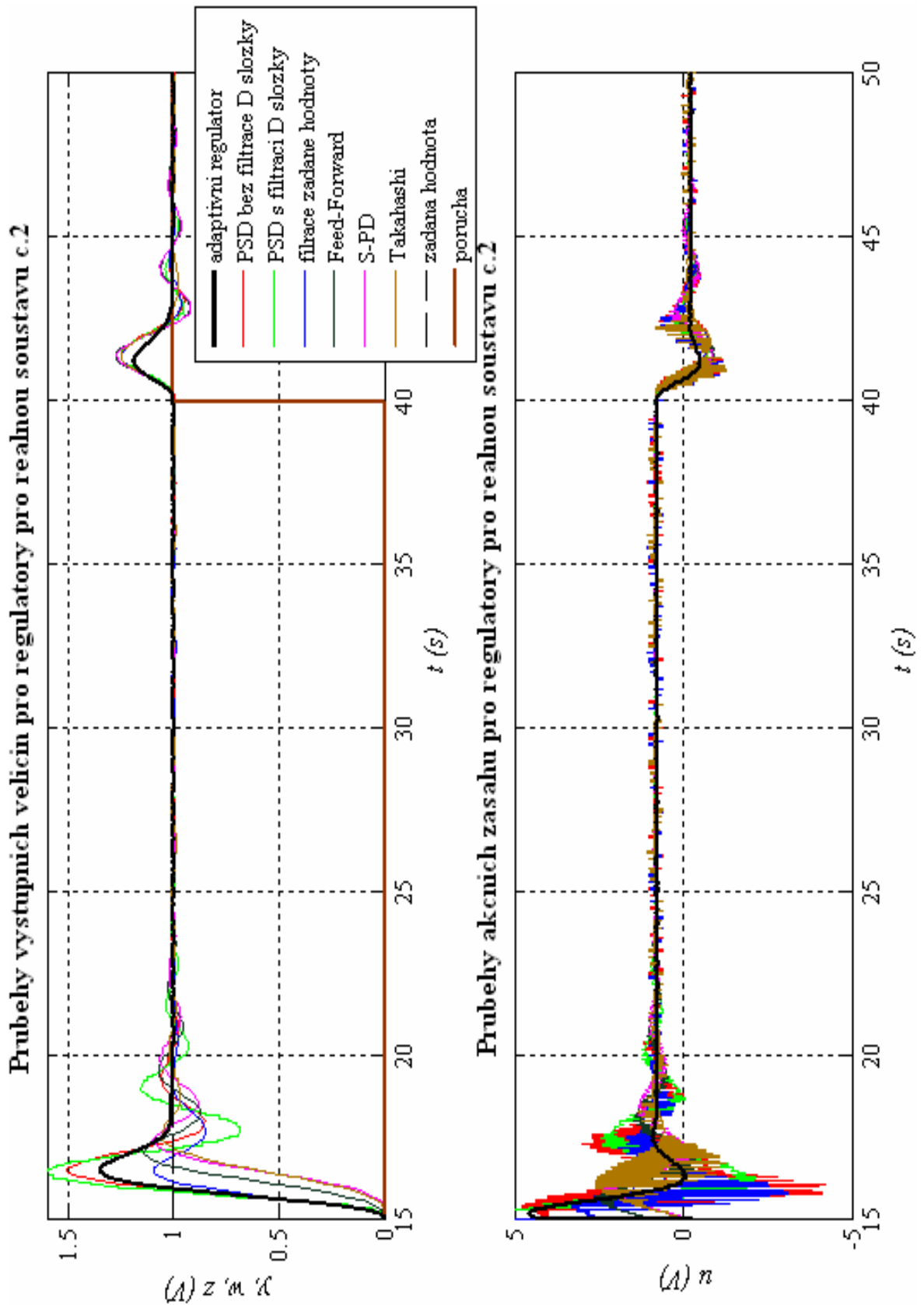
**Tab. 8.9: Parametry adaptivního regulátoru a regulátorů nastavených podle Z-N pro reálnou soustavu č. 3**

Jednotkový skok poruchy  $z(t)$  působí v čase  $t = 40$  s na vstup soustavy.

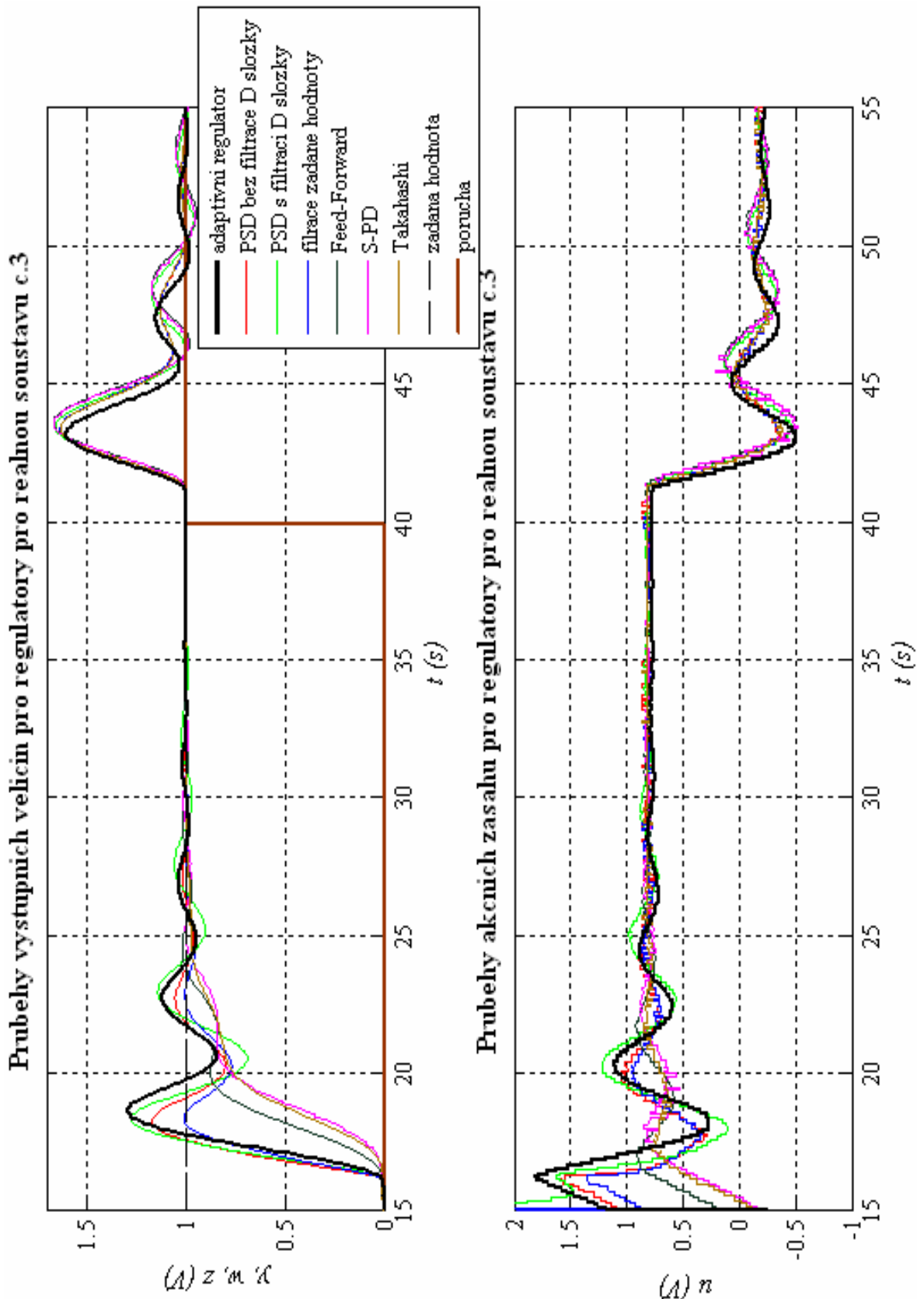
Průběhy výstupních veličin a akčních zásahů jsou znázorněny na **Obr. 8.11**.

Srovnání regulátoru z hlediska velikosti překmitů a doby ustálení přechodného děje viz **Tab. B.9 – Příloha B**.





Obr. 8.10: Průběhy výstupních veličin a akčních zásahů jednotlivých regulátorů pro reálnou soustavu č. 2



Obr. 8.11: Průběhy výstupních veličin a akčních zásahů jednotlivých regulátorů pro reálnou soustavu č. 3

### 8.3.4 Reálná soustava č. 4

Nastavení časových konstant na krabičce  $T_1 = 0,5$   $T_2 = 3$   $T_3 = 2$

Doba trvání ladící fáze: 21,90 s

-	$K$ (-)	$T_I$ (s)	$T_D$ (s)
<b>Adaptivní regulátor</b>	4,759	2,928	0,732
<b>Z-N nastavení</b>	5,280	2,550	0,638

**Tab. 8.10: Parametry adaptivního regulátoru a regulátorů nastavených podle Z-N pro reálnou soustavu č. 4**

Jednotkový skok poruchy  $z(t)$  působí v čase  $t = 40$  s na vstup soustavy.

Průběhy výstupních veličin a akčních zásahů jsou znázorněny na **Obr. 8.12**.

Srovnání regulátoru z hlediska velikosti překmitů a doby ustálení přechodného děje viz **Tab. B.10 – Příloha B**.

### 8.3.5 Reálná soustava č. 5

Nastavení časových konstant na krabičce  $T_1 = 0,7$   $T_2 = 5$   $T_3 = 1$

+ k soustavě bylo přidáno dopravní zpoždění o velikosti  $T = 1$  s

Doba trvání ladící fáze: 35,57 s

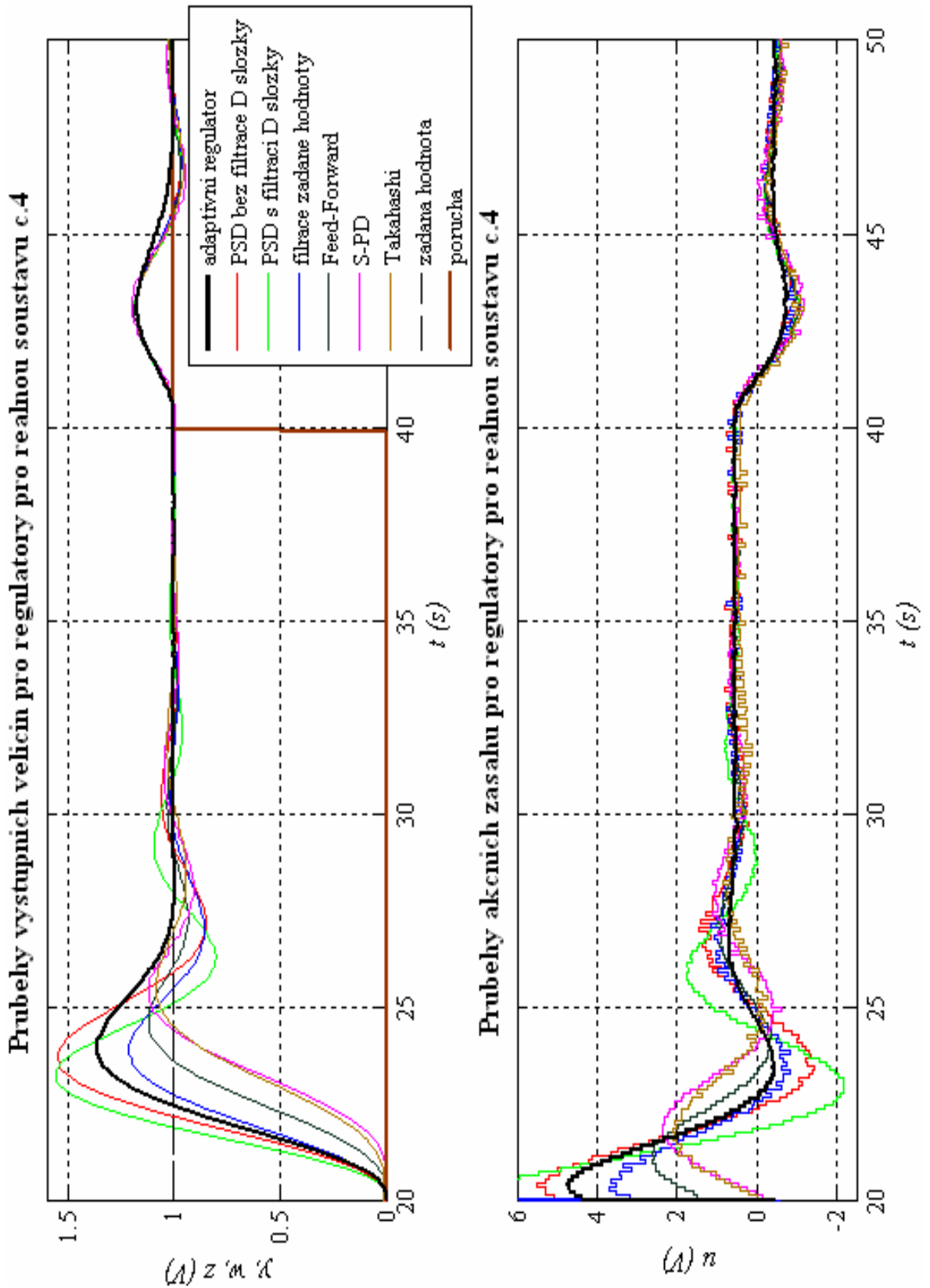
-	$K$ (-)	$T_I$ (s)	$T_D$ (s)
<b>Adaptivní regulátor</b>	2,755	4,690	1,175
<b>Z-N nastavení</b>	2,712	4,500	1,125

**Tab. 8.11: Parametry adaptivního regulátoru a regulátorů nastavených podle Z-N pro reálnou soustavu č. 5**

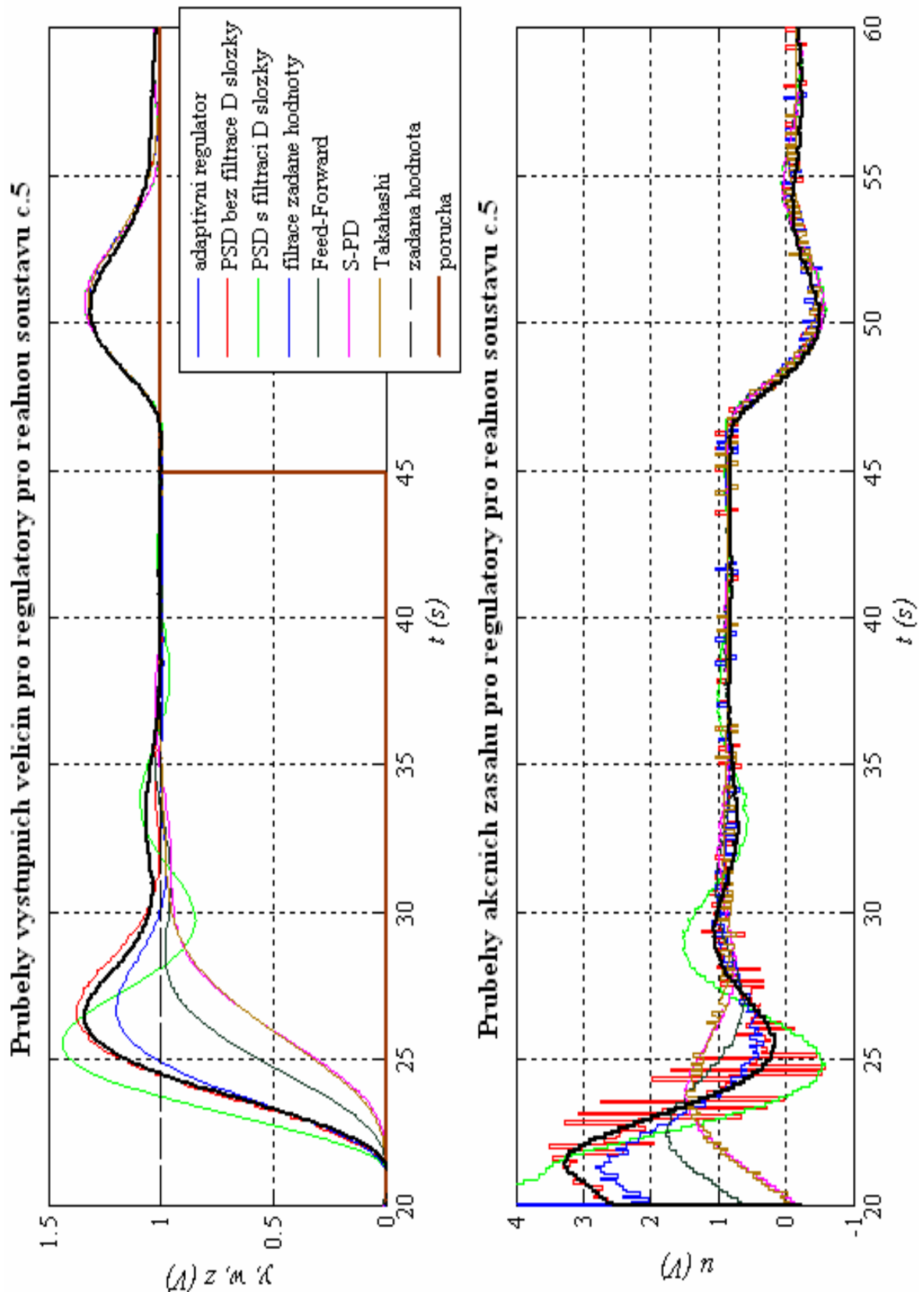
Jednotkový skok poruchy  $z(t)$  působí v čase  $t = 45$  s na vstup soustavy.

Průběhy výstupních veličin a akčních zásahů jsou znázorněny na **Obr. 8.13**.

Srovnání regulátoru z hlediska velikosti překmitů a doby ustálení přechodného děje viz **Tab. B.11 – Příloha B**.



Obr. 8.12: Průběhy výstupních veličin a akčních zásahů jednotlivých regulátorů pro reálnou soustavu č. 4



Obr. 8.13: Průběhy výstupních veličin a akčních zásahů jednotlivých regulátorů pro reálnou soustavu č. 5

Na reálných modelech jsou výsledky u adaptivního regulátoru podobné jako na simulačních modelech – opět má průběh výstupní veličiny zpravidla jeden viditelný překmit nyní o velikosti asi 33 %, který se nachází mezi průběhem PSD regulátoru bez filtrace derivační složky a filtrace žádané hodnoty. Akční zásah není příliš kmitavý a neprojevuje se na něm výrazněji přítomnost šumu v soustavě. Z hlediska reakce na poruchu má adaptivní regulátor průběh výstupní veličiny podobný nebo o trochu lepší než diskrétní regulátory nastavené podle Z-N metody.

Parametry adaptivního regulátoru jsou v tomto případě velmi podobné parametrům zjištěným pomocí druhé Z-N metody, především integrační  $T_I$  a derivační časová konstanta  $T_D$  se téměř neliší, u zesílení  $K$  je menší rozdíl.

Srovnání pro soustavu č. 1 – adaptivní regulátor má nejrychlejší přechodný děj, který trvá 8 s, u ostatních regulátorů trvá průměrně 11 s. Velikost prvního překmitu výstupní veličiny u adaptivního regulátoru je 30 % (u PSD regulátoru bez filtrace derivační složky 45 %, u filtrace žádané hodnoty 9 %). Překmit při působení skokové poruchy na vstup soustavy je u všech regulátorů přibližně stejný a má velikost asi 23 %.

## 9. ZÁVĚR

Bakalářská práce je zaměřená na diskrétní PID (PSD) regulátory, zejména na porovnání jednotlivých struktur tohoto regulátoru při různých strukturách procesů.

V teoretickém úvodu jsou nejdříve zmíněny spojité PID regulátory a poté způsob jejich diskretizace (převod na diskrétní PSD regulátory). Jsou zde uvedeny i podmínky, které musí být splněny, abychom diskrétní regulátory mohli považovat za ekvivalenty spojitých regulátorů, a je zde popsán diskrétní regulační obvod (pojmy vzorkování, kvantování, tvarování). Největší pozornost je poté věnována popisu jednotlivých struktur diskrétního PSD regulátoru – PSD regulátoru bez filtrace derivační složky, PSD regulátoru s filtrací derivační složky, strukturám s omezením překmitu – filtraci žádané hodnoty, regulátoru S-PD a dopředné vazbě (Feed-Forward). Zmíněn je též Takahashiho regulátor.

Druhá část práce je praktická a obsahuje konkrétní naměřené výsledky s použitím výše uvedených regulátorů – pro simulační modely, reálné modely a na závěr pro adaptivní regulátor firmy B&R. Parametry jednotlivých regulátorů byly nastaveny pomocí Z-N druhé metody (založené na zjištění kritických parametrů soustav) a také jsem vyzkoušela tzv. vyvážené nastavení, se kterým jsem se setkala v článku [7]. Nastavení parametrů regulátorů nebylo žádným způsobem upravováno, aby srovnávání metod i regulátorů bylo korektní.

Testování simulačních modelů, které byly vybrány podle soustav pro Benchmarkové testy [5] pokrývající základní typy soustav, se kterými se v praxi můžeme setkat, probíhalo v programu Matlab Simulink. Průběhy výstupních veličin a akčních zásahů pro jednotlivé struktury regulátorů jsou pro simulační modely znázorněny v grafem v **kapitole 6**.

Pokud budeme nyní srovnávat Z-N metodu a metodu vyváženého nastavení parametrů regulátorů, můžeme říci, že výstupní veličiny pro regulátory nastavené podle vyváženého nastavení mají zpravidla téměř aperiodický průběh nebo velmi malý překmit, ale doba trvání přechodného děje je delší než u průběhu s Z-N nastavením. Co se týká akčních zásahů, průběhy u vyváženého nastavení jsou skoro plynulé, bez výraznějšího kmitání, což v praxi může mít dobrý vliv na delší životnost akčních členů. U Z-N metody se mírné kmitání akčního zásahu objevuje. Podstatnou

nevýhodou vyváženého nastavení je způsob reakce na poruchy, které mají mnohem větší překmit než u Z-N metody (nejmenší překmit poruchy u vyváženého nastavení o velikosti 42 % je u simulační soustavy č. 4, naopak největší je téměř 75 % u soustavy č. 3 při působení poruchy do části soustavy). U vyváženého nastavení také příliš nepoznáme rozdíly mezi jednotlivými strukturami diskrétního PSD regulátoru, neboť všechny struktury mají průběh výstupních veličin podobný.

Z-N nastavení nám oproti tomu rozdíly mezi jednotlivými strukturami poskytuje. Průběhy regulovaných veličin u PSD regulátoru bez filtrace i s filtrací derivační složky vycházejí vždy mírně kmitavé se třemi až čtyřmi viditelnými překmity s velikostí prvního překmitu kolem 40 %. Při použití struktur s potlačením překmitu - filtrace žádané hodnoty - se kmitavý průběh omezí a u dopředné vazby (Feed-Forward) a S-PD regulátoru je toto omezení ještě výraznější. Takahashiho regulátor má průběh podobný regulátoru S-PD. Při reakci na poruchu, jak již bylo zmíněno, mají regulátory nastavené podle Z-N lepší odezvy. Překmit první poruchy, která zpravidla působí do určité části soustavy, bývá větší než překmit druhé poruchy, která vstupuje před soustavou.

U simulační soustavy č. 6 byly vyzkoušeny dvě různé periody vzorkování – 0,1 s a 1 s. Nejvíce patrný rozdíl je v reakci výstupní veličiny na poruchu, kdy pro periodu vzorkování 1 s je překmit asi o 40 % větší než u periody vzorkování 0,1 s. Také doba trvání přechodného děje je větší u delší periody vzorkování.

Jako reálný model pro testování byl vybrán laboratorní přípravek – fyzikální krabička s možností nastavení tří časových konstant. Bylo zvoleno pět různých kombinací nastavení těchto tří časových konstant a na těchto soustavách byly použity jednotlivé struktury regulátorů. Ověřování opět probíhalo v programu Matlab Simulink nyní propojeným s programovacím prostředím Automation Studio programovatelného automatu B&R pomocí komunikačního klienta *mk\_pvi* [10]. Průběhy výstupních veličin a akčních zásahů pro jednotlivé struktury regulátorů jsou pro reálné modely znázorněny v grafem v **kapitole 7**. Na reálných modelech se jednotlivé struktury regulátorů nastavených podle Z-N chovají podobně jako u simulačních modelů. Výraznější rozdíl mezi simulačními a reálnými modely je zřejmý z průběhů akčních zásahů, kdy se u reálných modelů projevuje působení šumu v soustavě a akční zásahy z tohoto důvodu neustále mírně kmitají. Kmitání



způsobené šumem je nejvíce patrné na průbězích akčních zásahů u PSD regulátoru bez filtrace derivační složky a také u Takahashiho regulátoru. U vyváženého nastavení se šum v soustavě na akčním zásahu nějak výrazněji neprojevuje a chování je opět podobné jako u simulačních modelů.

Jak u simulačních, tak i u reálných modelů bychom samozřejmě mohli upravit nastavení parametrů jednotlivých regulátorů a tím „vylepšit“ stávající průběh na námi požadovaný. Např. zesílení v některých případech je poměrně velké a jeho snížením dosáhneme lepších výsledků. Proto můžeme nastavení podle Z-N metody brát jako výchozí parametry a dále jejich nastavení měnit a dosáhnout tak žádané odezvy.

Na závěr byl testován adaptivní regulátor firmy B&R jak na simulačních modelech z kapitoly 6, tak na reálných modelech z kapitoly 7. Ověřování probíhalo v programu Matlab Simulink a programovacím prostředí Automation Studio programovatelného automatu B&R navzájem propojených komunikačním klientem *mk\_pvi2* [10]. Jako adaptivní regulátor byl použit funkční blok LCRSlimPID() z knihovny LoopConR [9] s ladicí oscilační metodou (*oscillation attempt*). Průběhy výstupních veličin a akčních zásahů pro adaptivní regulátor jsou znázorněny v grafem v **kapitole 8**.

Průběhy výstupních veličin u adaptivního regulátoru mají obvykle jeden viditelný překmit s velikostí přibližně 25 % u simulačním modelů a 33 % u reálných modelů. Průběh se zpravidla nachází v grafu mezi průběhem výstupní veličiny u PSD regulátoru bez filtraci derivační složky (případně s filtrací derivační složky) a filtrací žádané hodnoty. Akční zásah není příliš kmitavý, ani u reálného modelu se na něm příliš neprojeví působení šumu v soustavě. V reakci na poruchu má překmit výstupní veličiny u simulačních modelů o něco větší velikost než u diskretních regulátorů nastavených podle Z-N, u reálných modelů již rozdíl v reakci na poruchu není. Pokud se podíváme na srovnání velikostí parametrů adaptivního regulátoru a regulátorů nastavených podle druhé Z-N metody, je patrné, že se u simulačních modelů trochu liší, nejvíce je zřejmý rozdíl ve velikosti zesílení  $K$ , kdy u adaptivního regulátoru má zesílení  $K$  vždy menší hodnotu. U reálných modelů jsou parametry velmi podobné parametrům zjištěným pomocí druhé Z-N metody, především

integrační  $T_I$  a derivační časová konstanta  $T_D$  se téměř neliší, u zesílení  $K$  je menší rozdíl.

Tabulky srovnání všech regulátorů z hlediska velikostí překmitů a doby ustálení přechodného děje jsou pro simulační i reálné modely umístěny v **příloze B**.

Každý řešení problém, technologický proces, při kterém se má k řízení využít diskrétní PSD regulátor se velmi liší svými požadavky na regulační děj, ať už se jedná o rychlost přechodného děje, velikost překmitů nebo rychlosti vyregulování poruchy. Existence různých struktur diskrétního PSD regulátoru nám tak umožňuje splnit rozdílné požadavky kladené na regulační děj.

## 10. LITERATURA

- [1] PIVOŇKA, P. *Číslicová řídicí technika*. VUT Brno. Skriptum. 2003
- [2] PIVOŇKA, P. Comparative Analysis in Implementations Discrete PID Controllers. In *Proceedings East West Fuzzy Colloquium 2008*. Zittau, Germany, 2008. s. 162-167
- [3] VAVŘÍN, P. – BLAHA, P. *Řízení a regulace I*. VUT Brno. Skriptum.
- [4] ŠVARC, I. – ŠEDA, M. – VÍTEČKOVÁ, M. *Automatické řízení*. 1. vyd. Brno: Akademické nakladatelství CERM, 2007. ISBN 978-80-214-3491-2
- [5] ÅSTRÖM, K. J.- HÄGGLUND, T. Benchmark Systems for PID Control. In *Proceedings of IFAC Workshop on Digital Control – Past, Present and Future of PID Control*. Terrassa (Spain), 2000.
- [6] PRCHAL, J. *Digitální zpracování signálu v telekomunikaci*. 1.vyd. Praha: Vydavatelství ČVUT, 2001. ISBN 80-01-02149-1. Kapitola 3, Vzorkování, obnova a kvantování, s. 25-35.
- [7] KLÁN, P. – GOREZ, R. Vyvážené nastavení PI regulátorů. *Automa*. 2000, roč. 6, č. 4, s. 49-53.
- [8] KLÁN, P. Konference IFAC v Praze a některé současné problémy automatizace, *Automa* [online]. 2005, č. 3, [cit. 2008-11-20]. Dostupné z <[http://www.odbornecasopisy.cz/index.php?id\\_document=30405](http://www.odbornecasopisy.cz/index.php?id_document=30405)>.
- [9] Automation Studio, B&R Automation Software Help [CD-ROM], Ver. V 3.0.71.10 [cit. 2009-04-02]
- [10] KOŘÍNEK, V. *Komunikace MATLAB – Ethernet*. Brno: Vysoké učení technické v Brně. Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav automatizační a měřicí techniky, 2004, 79 s. Vedoucí diplomové práce Prof. Ing. Petr Pivoňka, CSc.

## SEZNAM ZKRATEK

Zkratka/Symbol	Jednotka	Popis
PID	-	proporcionálně-integračně-derivační
PSD	-	proporcionálně-sumačně-diferenční
$K$	-	proporcionální zesílení
$T_I$	s	integrační časová konstanta
$T_D$	s	derivační časová konstanta
$T_S$	s	perioda vzorkování
$s$	-	operátor Laplaceovy transformace
$r_0$	-	zesílení
$r_i$	$s^{-1}$	integrační konstanta
$r_d$	s	derivační konstanta
$K_{KRIT}$	-	kritické zesílení
$T_{KRIT}$	s	kritická perioda
$w(t)$	V	žádaná hodnota
$y(t)$	V	výstupní veličina
$e(t)$	V	regulační odchylka
$u(t)$	V	akční zásah
$z(t)$	V	porucha
Z-N metoda	-	Ziegler-Nicholsova metoda

## **11. PŘÍLOHY**

### **SEZNAM PŘÍLOH**

- Příloha A Přechodové charakteristiky soustav
- Příloha B Tabulky srovnání jednotlivých regulátorů z hlediska velikostí překmitů a doby ustálení přechodných dějů
- Příloha C Vyvážené nastavení – výsledky simulačních a reálných modelů
- Příloha D Adaptivní regulátor firmy B&R – příklad celkového průběhu
- Příloha E Doplnky k simulační soustavě č. 4

## Příloha A:

### Přechodové charakteristiky soustav

V grafech přechodových charakteristik je znázorněna též doba  $T_{95}$ , což je hodnota času, za kterou výstup dosáhne hodnoty 95 % (0,95). Tato hodnota je důležitá z hlediska volby periody vzorkování, která bývá nejčastěji určena vztahem

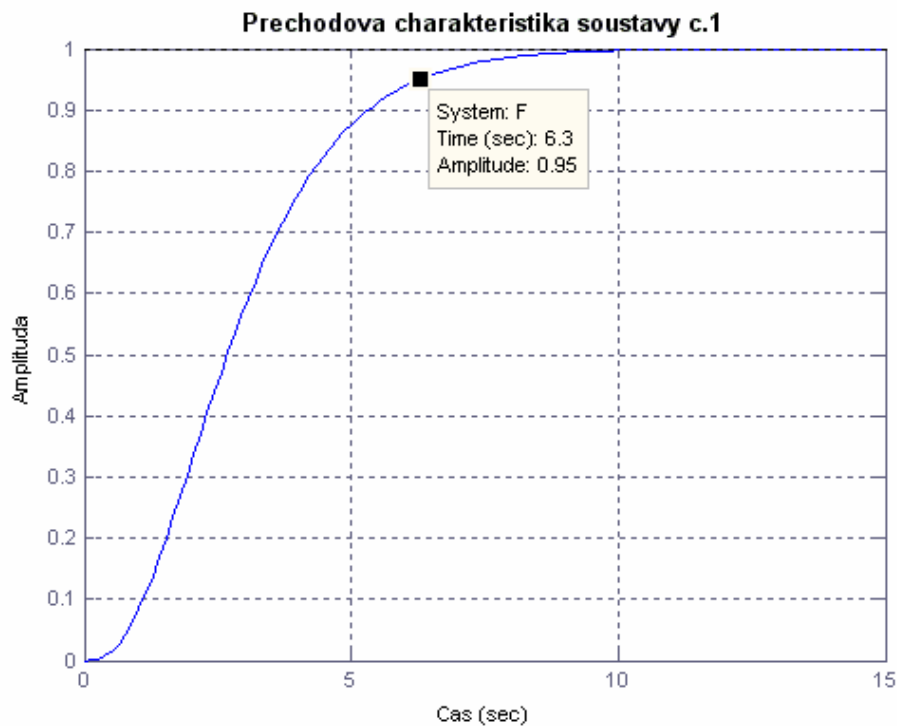
$$T_s = \frac{1}{4} \div \frac{1}{15} T_{95},$$

v praxi se používá spíše hodnota 10-krát menší

$$T_s = \frac{1}{40} \div \frac{1}{150} T_{95}.$$

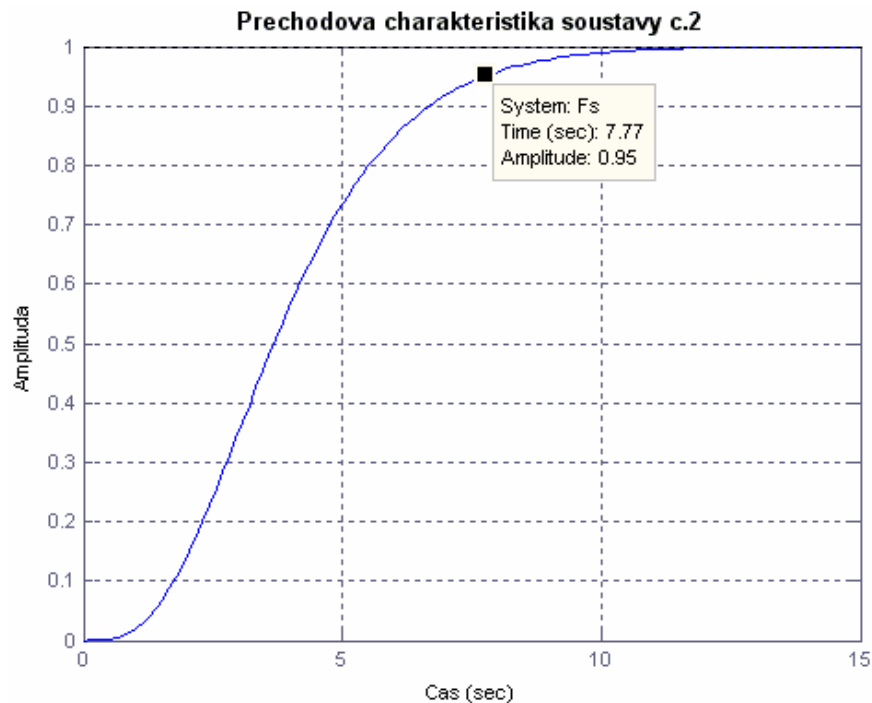
#### 1) Simulační modely

**Soustava č. 1:**  $F_1(s) = \frac{1}{(s+1)^3}$



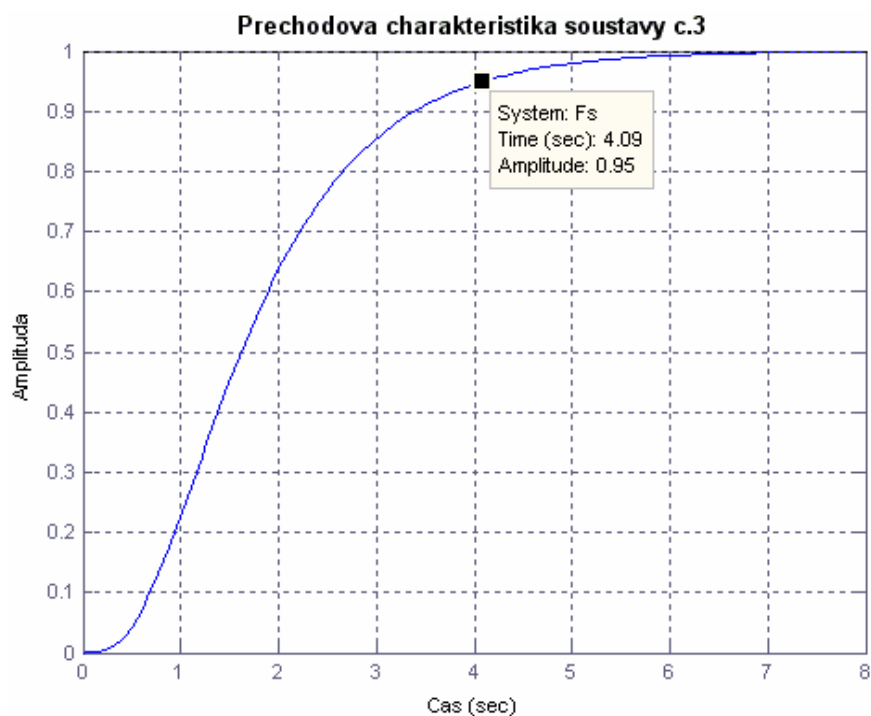
**Obr. A.1:** Přechodová charakteristika simulační soustavy č. 1

**Soustava č. 2:**  $F_2(s) = \frac{1}{(s+1)^4}$



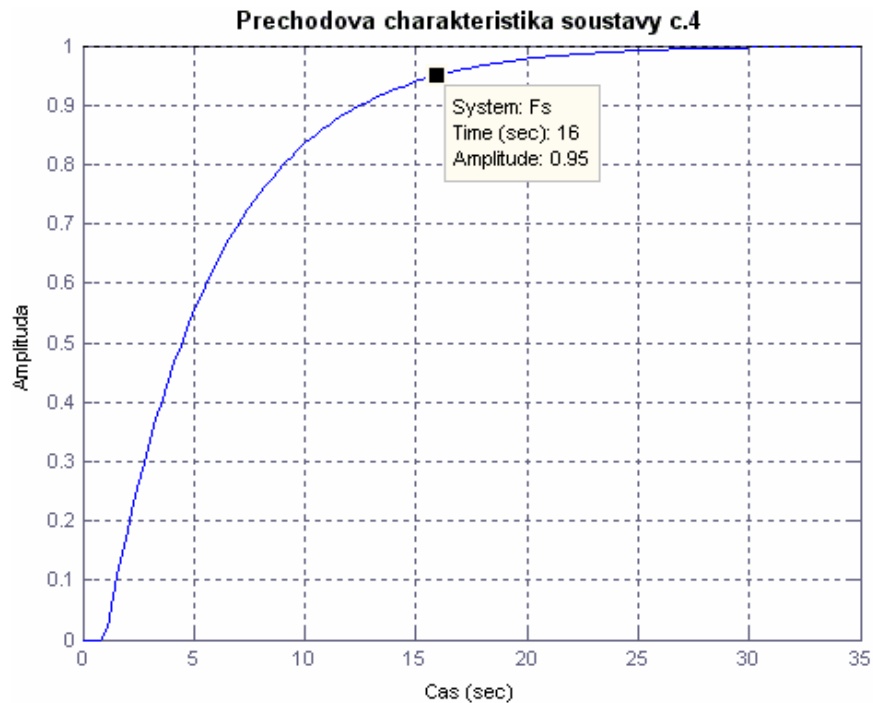
**Obr. A.2:** Přejchodová charakteristika simulační soustavy č. 2

**Soustava č. 3:**  $F_3(s) = \frac{1}{(s+1)(0,5s+1)(0,25s+1)(0,125s+1)}$



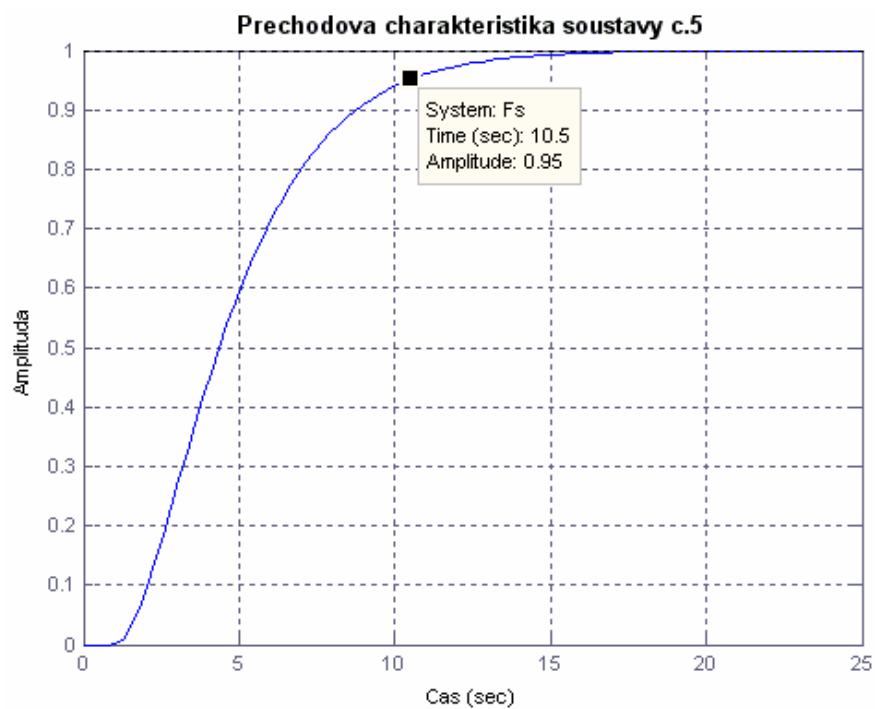
**Obr. A.3:** Přejchodová charakteristika simulační soustavy č. 3

**Soustava č. 4:**  $F_4(s) = \frac{1}{5s+1} e^{-s}$



**Obr. A.4:** Přechodová charakteristika soustavy č. 4

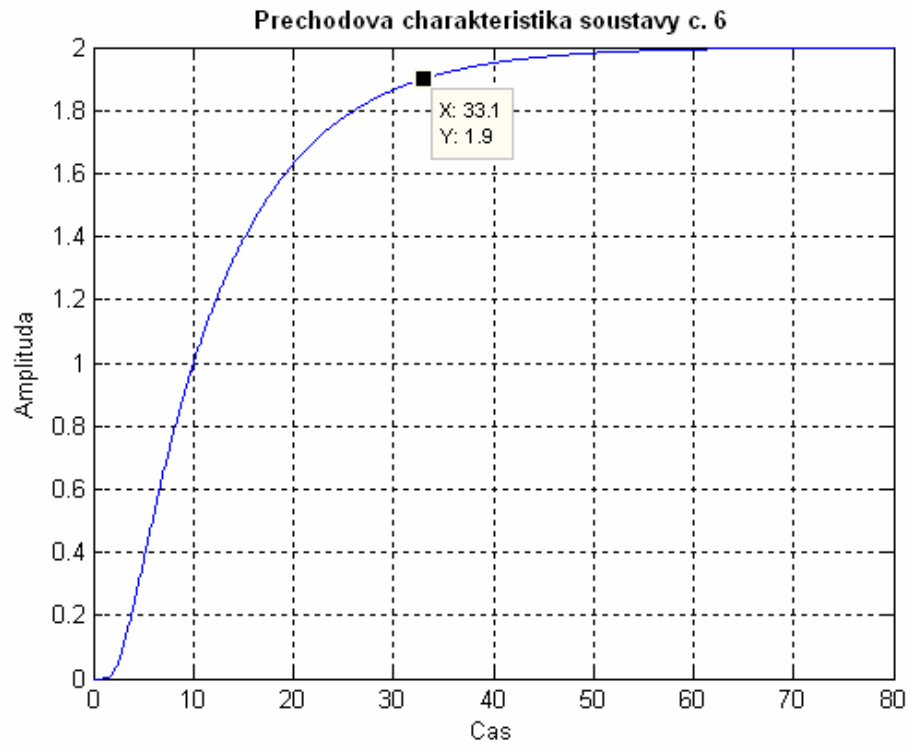
**Soustava č. 5:**  $F_5(s) = \frac{1}{(2s+1)^2} e^{-s}$



**Obr. A.5:** Přechodová charakteristika soustavy č. 5



**Soustava č. 6:**  $F_6(s) = \frac{2}{(10s+1)(s+1)^2}$

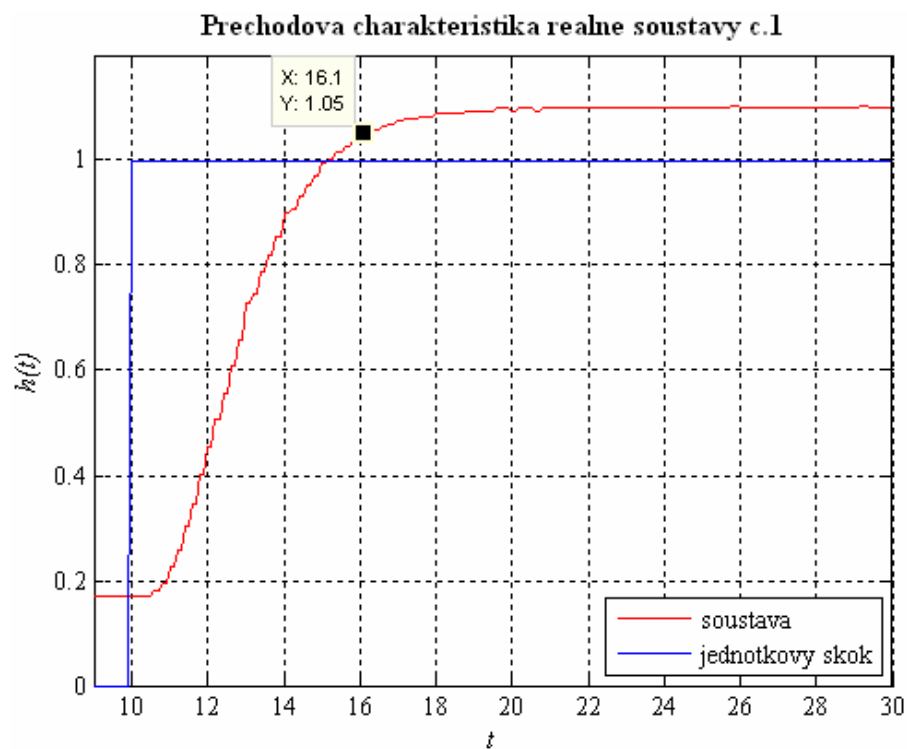


**Obr. A.6: Přechodová charakteristika soustavy č. 6**

## 2) Reálné modely

Pozn. Jednotkový skok u reálných modelů vstupuje až v čase  $t = 5$  s nebo  $t = 10$  s (z důvodu ustálení výstupu krabičky), což musí být uváženo při výpočtu hodnoty  $T_{95}$  (tzn. od hodnoty  $x$  znázorněné v grafu odečíst hodnotu 5 nebo 10 s).

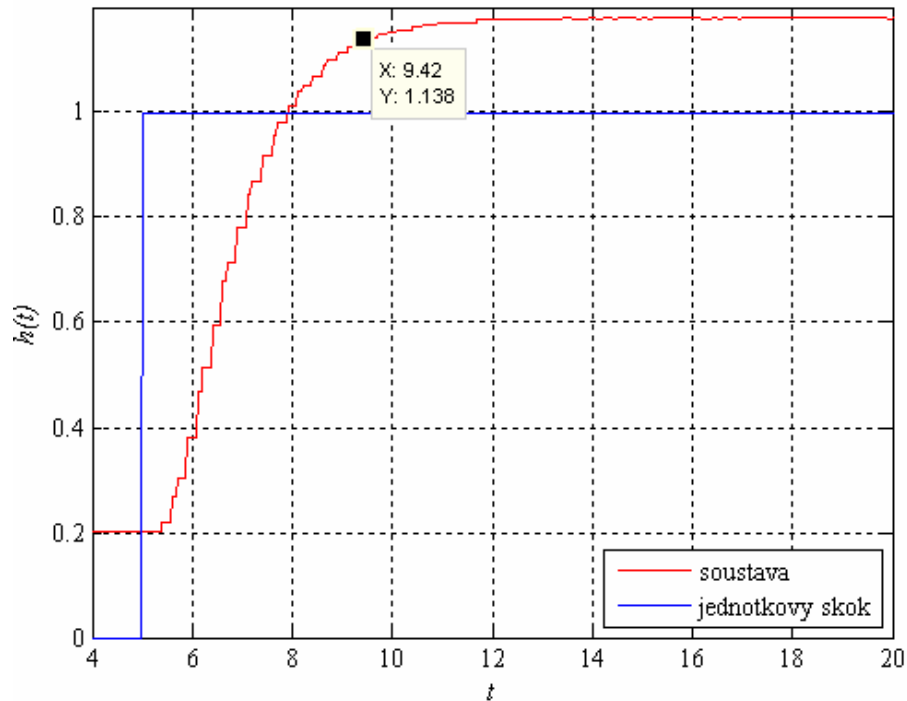
**Reálná soustava č. 1:**  $T_1 = 1$        $T_2 = 1$        $T_3 = 1$   
(nastavení knoflíků na krabičce)



**Obr. A.7: Přechodová charakteristika reálné soustavy č. 1**

**Reálná soustava č. 2:**  $T_1 = 0,2$   $T_2 = 0,7$   $T_3 = 1$

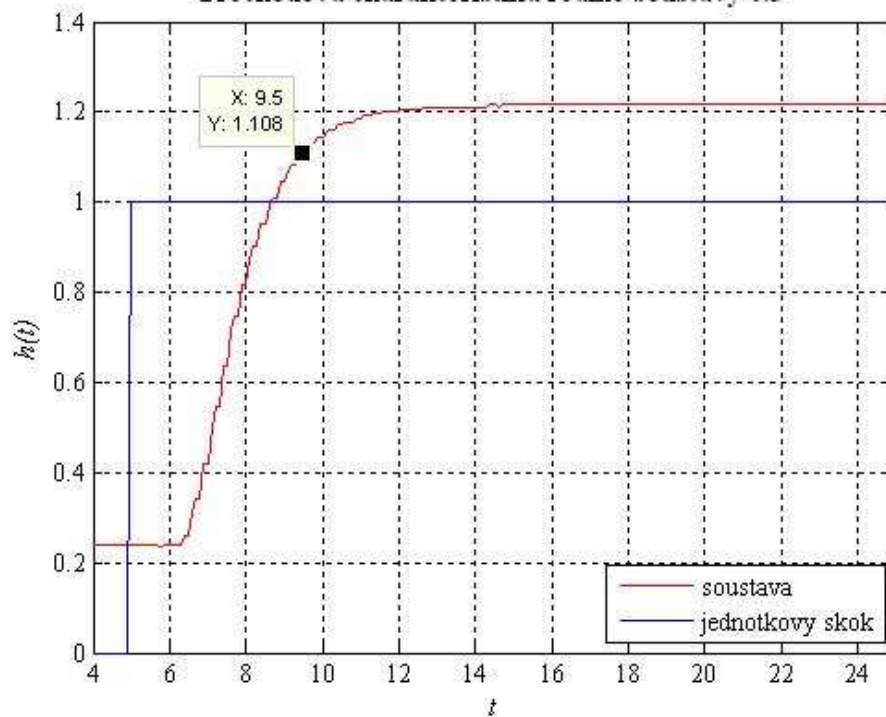
Prechodová charakteristika reálné soustavy č.2



Obr. A.8: Přechodová charakteristika reálné soustavy č. 2

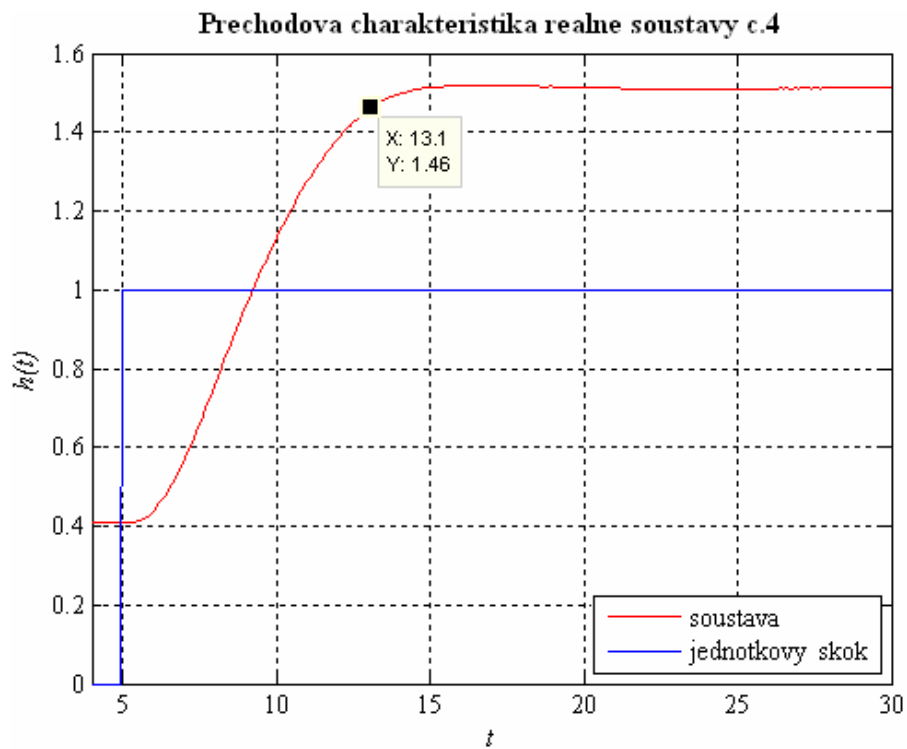
**Reálná soustava č. 3:**  $T_1 = 0,5$   $T_2 = 0,5$   $T_3 = 1 + e^{-s}$

Prechodová charakteristika reálné soustavy č.3



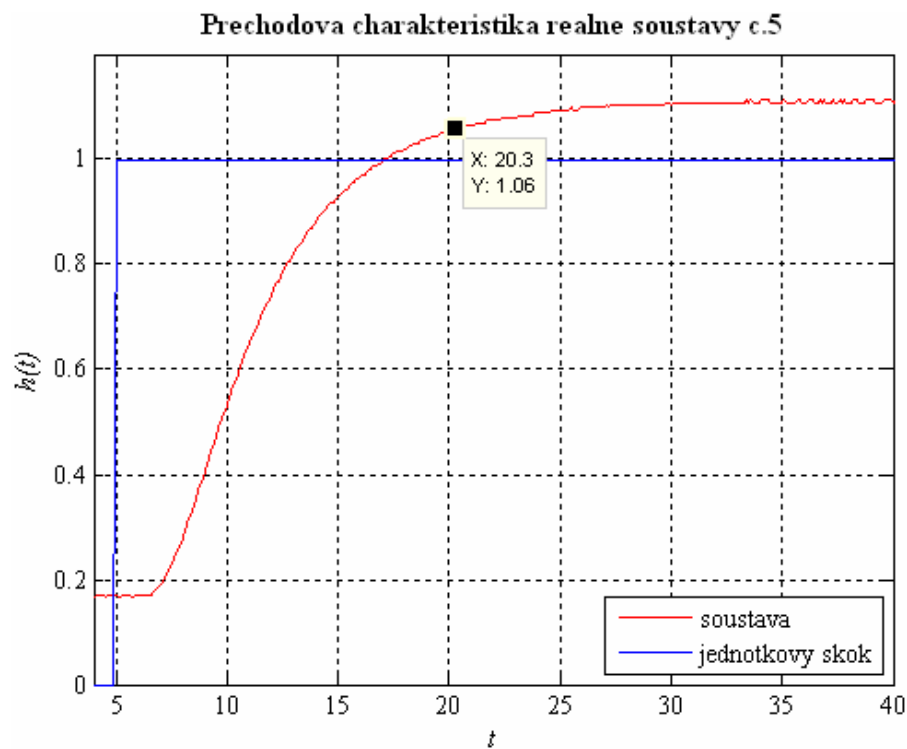
Obr. A.9: Přechodová charakteristika reálné soustavy č. 3

**Reálná soustava č. 4:**  $T_1 = 0,5$        $T_2 = 3$        $T_3 = 2$



**Obr. A.10: Přechodová charakteristika reálné soustavy č. 4**

**Reálná soustava č. 5:**  $T_1 = 0,7$        $T_2 = 5$        $T_3 = 1$       +  $e^{-s}$



**Obr. A.11: Přechodová charakteristika reálné soustavy č. 5**

## Příloha B:

### Tabulky srovnání jednotlivých regulátorů z hlediska velikostí překmitů a doby ustálení přechodných dějů

Zjišťované hodnoty (odečtené z grafů):

- **doba ustálení** = doba ustálení přechodného děje, je uvažována bez působení poruch, ustálení v rozmezí  $\pm 0,5$  % žádané hodnoty (0,995 – 1,005), u reálných modelů v rozmezí  $\pm 1$  % žádané hodnoty (0,99 – 1,01)
- **velikost 1. překmitu** = velikost prvního překmitu výstupní veličiny
- **velikost překmitu poruchy** = velikost překmitu výstupní veličiny při působení poruchy na soustavu

#### 1) Simulační modely

**Soustava č. 1:** 
$$F_1(s) = \frac{1}{(s+1)^3}$$

- první porucha působí do části  $\frac{1}{(s+1)^2}$ , druhá porucha působí na vstupu soustavy

Regulátor	Z-N nastavení				Vyvážené nastavení			
	doba ustálení	velikost 1. překmitu	velikost překmitu 1. poruchy	velikost překmitu 2. poruchy	doba ustálení	velikost 1. překmitu	velikost překmitu 1. poruchy	velikost překmitu 2. poruchy
	(s)	(V)	(V)	(V)	(s)	(V)	(V)	(V)
PSD bez filtru D složky	12,4	1,45	1,30	1,22	14,6	1,05	1,65	1,56
PSD s filtrem D složky	13,4	1,47	1,32	1,22	14,6	1,05	1,65	1,56
Filtrace žád. hodnoty	10,8	1,10	1,30	1,22	15,4	1,03	1,65	1,56
Feed-Forward	11,8	1,05	1,31	1,22	15,9	1,04	1,65	1,56
S-PD	10,7	1,02	1,31	1,22	16,4	1,04	1,66	1,56
Takahashiho regulátor	10,8	1,01	1,30	1,22	----	-----	-----	-----
Adaptivní regulátor	9,8	1,29	1,38	1,29	----	-----	-----	-----

Tab. B.1: Změřené hodnoty pro Z-N nastavení a vyvážené nastavení pro sim. soustavu č. 1

**Soustava č. 2:** 
$$F_2(s) = \frac{1}{(s+1)^4}$$

- první porucha působí do části  $\frac{1}{(s+1)^3}$ , druhá porucha působí na vstupu soustavy

Regulátor	Z-N nastavení				Vyvážené nastavení			
	dobu ustálení	velikost 1. překmitu	velikost překmitu 1. poruchy	velikost překmitu 2. poruchy	dobu ustálení	velikost 1. překmitu	velikost překmitu 1. poruchy	velikost překmitu 2. poruchy
	(s)	(V)	(V)	(V)	(s)	(V)	(V)	(V)
PSD bez filtru D složky	18,1	1,30	1,43	1,35	17,9	1,00	1,68	1,68
PSD s filtrem D složky	23,7	1,35	1,46	1,35	17,8	1,00	1,68	1,68
Filtrace žád. hodnoty	16,3	1,14	1,43	1,35	20,8	1,00	1,68	1,68
Feed-Forward	18,8	0,95	1,44	1,35	20,2	1,00	1,68	1,68
S-PD	16,7	0,92	1,44	1,35	21,0	1,00	1,68	1,68
Takahashiho regulátor	12,2	0,93	1,42	1,35	----	-----	-----	-----
Adaptivní regulátor	14,0	1,24	1,47	1,41	----	-----	-----	-----

**Tab. B.2: Změřené hodnoty pro Z-N nastavení a vyvážené nastavení pro sim. soustavu č. 2**

**Soustava č. 3:** 
$$F_3(s) = \frac{1}{(s+1)(0,5s+1)(0,25s+1)(0,125s+1)}$$

- první porucha působí do části  $\frac{1}{(0,5s+1)(0,25s+1)(0,125s+1)}$ , druhá porucha na vstupu soustavy

Regulátor	Z-N nastavení				Vyvážené nastavení			
	dobu ustálení	velikost 1. překmitu	velikost překmitu 1. poruchy	velikost překmitu 2. poruchy	dobu ustálení	velikost 1. překmitu	velikost překmitu 1. poruchy	velikost překmitu 2. poruchy
	(s)	(V)	(V)	(V)	(s)	(V)	(V)	(V)
PSD bez filtru D složky	6,14	1,46	1,44	1,23	9,2	1,05	1,75	1,58
PSD s filtrem D složky	7,58	1,47	1,46	1,24	9,2	1,05	1,75	1,58
Filtrace žád. hodnoty	6,47	1,13	1,44	1,23	9,8	1,03	1,75	1,58
Feed-Forward	5,84	1,04	1,46	1,24	10,0	1,05	1,75	1,58
S-PD	5,21	0,99	1,46	1,24	10,3	1,05	1,75	1,58
Takahashiho regulátor	5,33	1,01	1,44	1,23	----	-----	-----	-----
Adaptivní regulátor	5,58	1,27	1,53	1,31	----	-----	-----	-----

**Tab. B.3: Změřené hodnoty pro Z-N nastavení a vyvážené nastavení pro sim. soustavu č. 3**

**Soustava č. 4:** 
$$F_4(s) = \frac{1}{5s + 1} e^{-s}$$

- porucha působí na vstup soustavy, přesné = přesné nastavení podle Z-N

Regulátor	Z-N nastavení						Vyvážené nastavení		
	doba ustálení		velikost 1. překmitu		velikost překmitu poruchy		doba ustálení	velikost 1. překmitu	velikost překmitu poruchy
	přesné	upravené	přesné	upravené	přesné	upravené			
	(s)		(V)		(V)		(s)	(V)	(V)
PSD bez filtru D složky	11,0	16,9	1,50	1,38	1,21	1,25	44,7	1,20	1,42
PSD s filtrem D složky	12,3	16,8	1,59	1,36	1,21	1,25	44,7	1,20	1,42
Filtrace žád. hodnoty	11,4	16,7	1,12	1,19	1,21	1,25	45,2	1,18	1,42
Feed-Forward	12,0	17,5	1,11	1,20	1,21	1,25	45,7	1,20	1,42
S-PD	12,6	18,0	1,10	1,19	1,21	1,25	46,2	1,19	1,42
Takahashiho regulátor	12,1		1,10		1,21		----	-----	-----
Adaptivní regulátor	16,8		1,26		1,24		----	-----	-----

**Tab. B.4: Změřené hodnoty pro Z-N nastavení a vyvážené nastavení pro sim. soustavu č. 4**

**Soustava č. 5:** 
$$F_5(s) = \frac{1}{(2s + 1)^2} e^{-s}$$

- porucha působí na vstup soustavy

Regulátor	Z-N nastavení			Vyvážené nastavení		
	doba ustálení	velikost 1. překmitu	velikost překmitu poruchy	doba ustálení	velikost 1. překmitu	velikost překmitu poruchy
	(s)	(V)	(V)	(s)	(V)	(V)
PSD bez filtru D složky	13,6	1,37	1,33	25,0	1,03	1,61
PSD s filtrem D složky	18,1	1,45	1,34	25,1	1,03	1,61
Filtrace žádané hodnoty	17,0	1,19	1,33	25,3	1,02	1,61
Feed-Forward	13,7	0,99	1,34	27,3	1,02	1,61
S-PD	14,5	0,96	1,34	28,2	1,02	1,61
Takahashiho regulátor	12,5	0,98	1,33	----	-----	-----
Adaptivní regulátor	15,3	1,25	1,37	----	-----	-----

**Tab. B.5: Změřené hodnoty pro Z-N nastavení a vyvážené nastavení pro sim. soustavu č. 5**

**Soustava č. 6:** 
$$F_6(s) = \frac{2}{(10s+1)(s+1)^2}$$

- porucha působí do části  $\frac{2}{(s+1)^2}$

Regulátor	Z-N nastavení					
	$T_s = 0,1 \text{ s}$			$T_s = 1 \text{ s}$		
	doba ustálení	velikost 1. překmitu	velikost překmitu poruchy	doba ustálení	velikost 1. překmitu	velikost překmitu poruchy
	(s)	(V)	(V)	(s)	(V)	(V)
PSD bez filtru D složky	21,2	1,63	1,81	22,0	1,60	2,21
PSD s filtrem D složky	19,2	1,62	1,83	22,0	1,61	2,22
Filtrace žádané hodnoty	18,4	1,27	1,80	20,0	1,16	2,20
Feed-Forward	17,0	1,21	1,84	21,8	1,15	2,20
S-PD	17,3	1,09	1,84	23,0	1,14	2,20
Takahashiho regulátor	18,4	1,11	1,80	19,8	1,05	2,19
Adaptivní regulátor	19,2	1,42	2,00	-----	-----	-----

**Tab. B.6: Změřené hodnoty pro Z-N nastavení a dvě periody vzorkování pro sim. soustavu č. 6**



## 2) Reálné modely

- porucha u reálných modelů působí vždy na vstupu soustavy

**Reálná soustava č. 1:**  $T_1 = 1$   $T_2 = 1$   $T_3 = 1$

Regulátor	Z-N nastavení			Vyvážené nastavení		
	doba ustálení	velikost 1. překmitu	velikost překmitu poruchy	doba ustálení	velikost 1. překmitu	velikost překmitu poruchy
	(s)	(V)	(V)	(s)	(V)	(V)
PSD bez filtru D složky	11,2	1,45	1,22	14,5	1,02	1,58
PSD s filtrem D složky	13,2	1,49	1,23	14,6	1,02	1,57
Filtrace žádané hodnoty	11,2	1,09	1,23	14,5	1,01	1,57
Feed-Forward	11,0	1,02	1,23	16,4	1,02	1,57
S-PD	12,4	1,00	1,25	15,7	1,02	1,58
Takahashiho regulátor	10,3	1,00	1,24	----	-----	----
Adaptivní regulátor	8,3	1,30	1,23	----	-----	----

Tab. B.7: Změřené hodnoty pro Z-N nastavení a vyvážené nastavení pro reálnou soustavu č. 1

**Reálná soustava č. 2:**  $T_1 = 0,2$   $T_2 = 0,7$   $T_3 = 1$

Regulátor	Z-N nastavení			Vyvážené nastavení		
	doba ustálení	velikost 1. překmitu	velikost překmitu poruchy	doba ustálení	velikost 1. překmitu	velikost překmitu poruchy
	(s)	(V)	(V)	(s)	(V)	(V)
PSD bez filtru D složky	6,4	1,50	1,25	8,4	1,05	1,58
PSD s filtrem D složky	9,3	1,61	1,25	9,3	1,04	1,56
Filtrace žádané hodnoty	6,6	1,09	1,24	8,5	1,02	1,58
Feed-Forward	9,9	1,14	1,27	9,8	1,04	1,56
S-PD	10,5	1,09	1,27	10,2	1,04	1,56
Takahashiho regulátor	7,6	1,06	1,25	----	-----	----
Adaptivní regulátor	4,1	1,35	1,19	----	-----	----

Tab. B.8: Změřené hodnoty pro Z-N nastavení a vyvážené nastavení pro reálnou soustavu č. 2

**Reálná soustava č. 3:**  $T_1 = 0,5$   $T_2 = 0,5$   $T_3 = 1 + e^{-s}$

Regulátor	Z-N nastavení			Vyvážené nastavení		
	doba ustálení	velikost 1. překmitu	velikost překmitu poruchy	doba ustálení	velikost 1. překmitu	velikost překmitu poruchy
	(s)	(V)	(V)	(s)	(V)	(V)
PSD bez filtru D složky	12,8	1,17	1,64	14,6	1,00	1,72
PSD s filtrem D složky	21,8	1,27	1,65	14,2	1,01	1,73
Filtrace žádané hodnoty	13,9	1,01	1,64	15,7	1,01	1,72
Feed-Forward	14,3	0,88	1,66	16,4	1,00	1,74
S-PD	12,8	0,84	1,66	16,4	1,00	1,73
Takahashiho regulátor	12,7	0,80	1,63	----	-----	-----
Adaptivní regulátor	16,6	1,29	1,60	----	-----	-----

Tab. B.9: Změřené hodnoty pro Z-N nastavení a vyvážené nastavení pro reálnou soustavu č. 3

**Reálná soustava č. 4:**  $T_1 = 0,5$   $T_2 = 3$   $T_3 = 2$

Regulátor	Z-N nastavení			Vyvážené nastavení		
	doba ustálení	velikost 1. překmitu	velikost překmitu poruchy	doba ustálení	velikost 1. překmitu	velikost překmitu poruchy
	(s)	(V)	(V)	(s)	(V)	(V)
PSD bez filtru D složky	14,8	1,55	1,18	35,4	1,22	1,57
PSD s filtrem D složky	16,0	1,56	1,19	24,7	1,14	1,54
Filtrace žádané hodnoty	14,6	1,21	1,18	32,3	1,15	1,49
Feed-Forward	13,8	1,19	1,19	28,0	1,07	1,58
S-PD	15,2	1,20	1,20	26,0	1,09	1,55
Takahashiho regulátor	16,1	1,18	1,18	----	-----	-----
Adaptivní regulátor	10,7	1,36	1,17	----	-----	-----

Tab. B.10: Změřené hodnoty pro Z-N nastavení a vyvážené nastavení pro reálnou soustavu č. 4

**Reálná soustava č. 5:**  $T_1 = 0,7$   $T_2 = 5$   $T_3 = 1$   $+ e^{-s}$

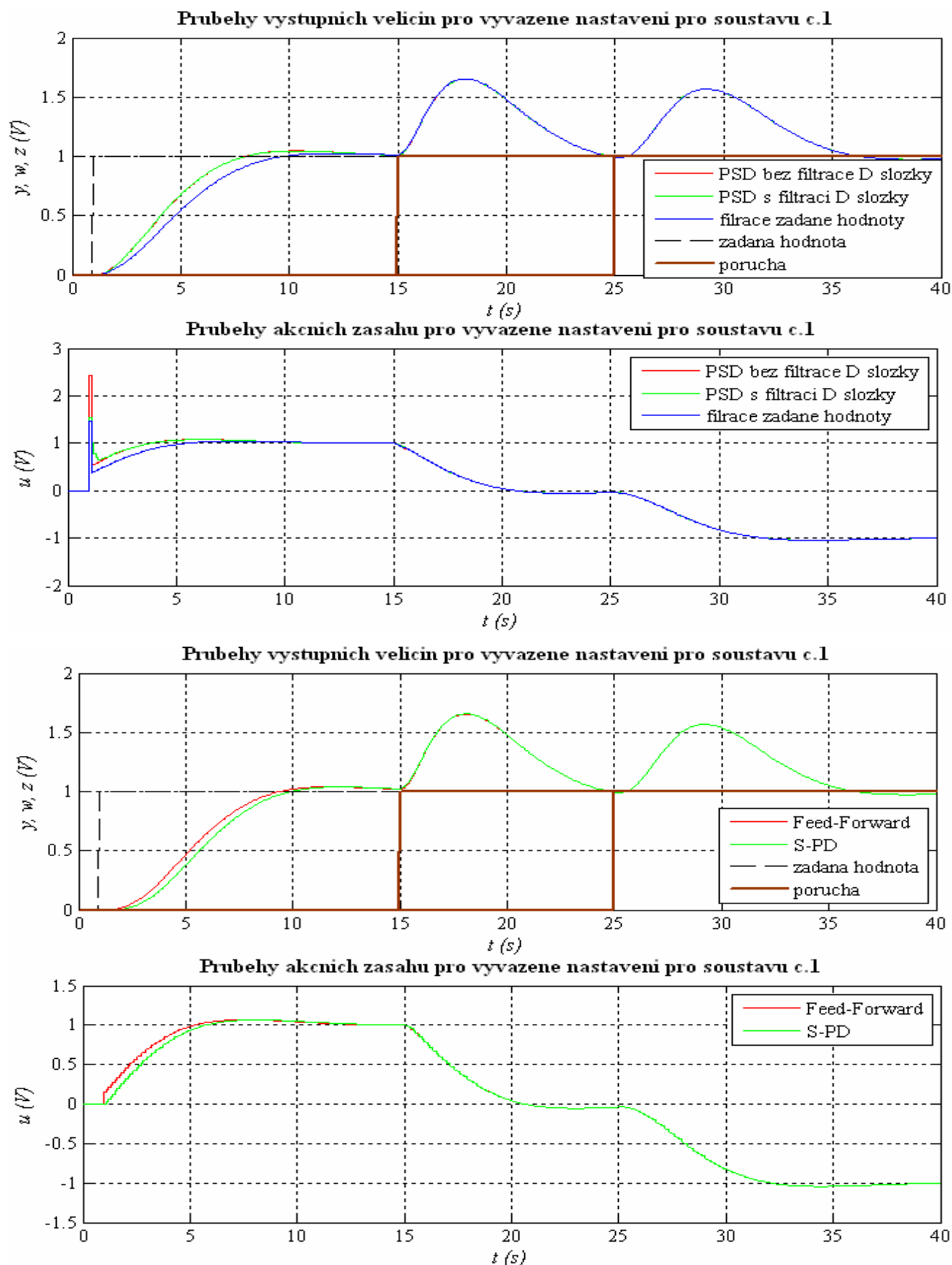
Regulátor	Z-N nastavení			Vyvážené nastavení		
	doba ustálení	velikost 1. překmitu	velikost překmitu poruchy	doba ustálení	velikost 1. překmitu	velikost překmitu poruchy
	(s)	(V)	(V)	(s)	(V)	(V)
PSD bez filtru D složky	16,8	1,37	1,32	36,4	1,04	1,57
PSD s filtrem D složky	23,7	1,44	1,34	36,1	1,03	1,57
Filtrace žádané hodnoty	13,0	1,19	1,32	36,3	1,02	1,57
Feed-Forward	18,2	0,98	1,33	40,0	1,03	1,57
S-PD	19,1	0,95	1,34	40,7	1,03	1,57
Takahashiho regulátor	13,3	0,98	1,32	----	-----	-----
Adaptivní regulátor	17,0	1,34	1,31	----	-----	-----

**Tab. B.11: Změřené hodnoty pro Z-N nastavení a vyvážené nastavení pro reálnou soustavu č. 5**

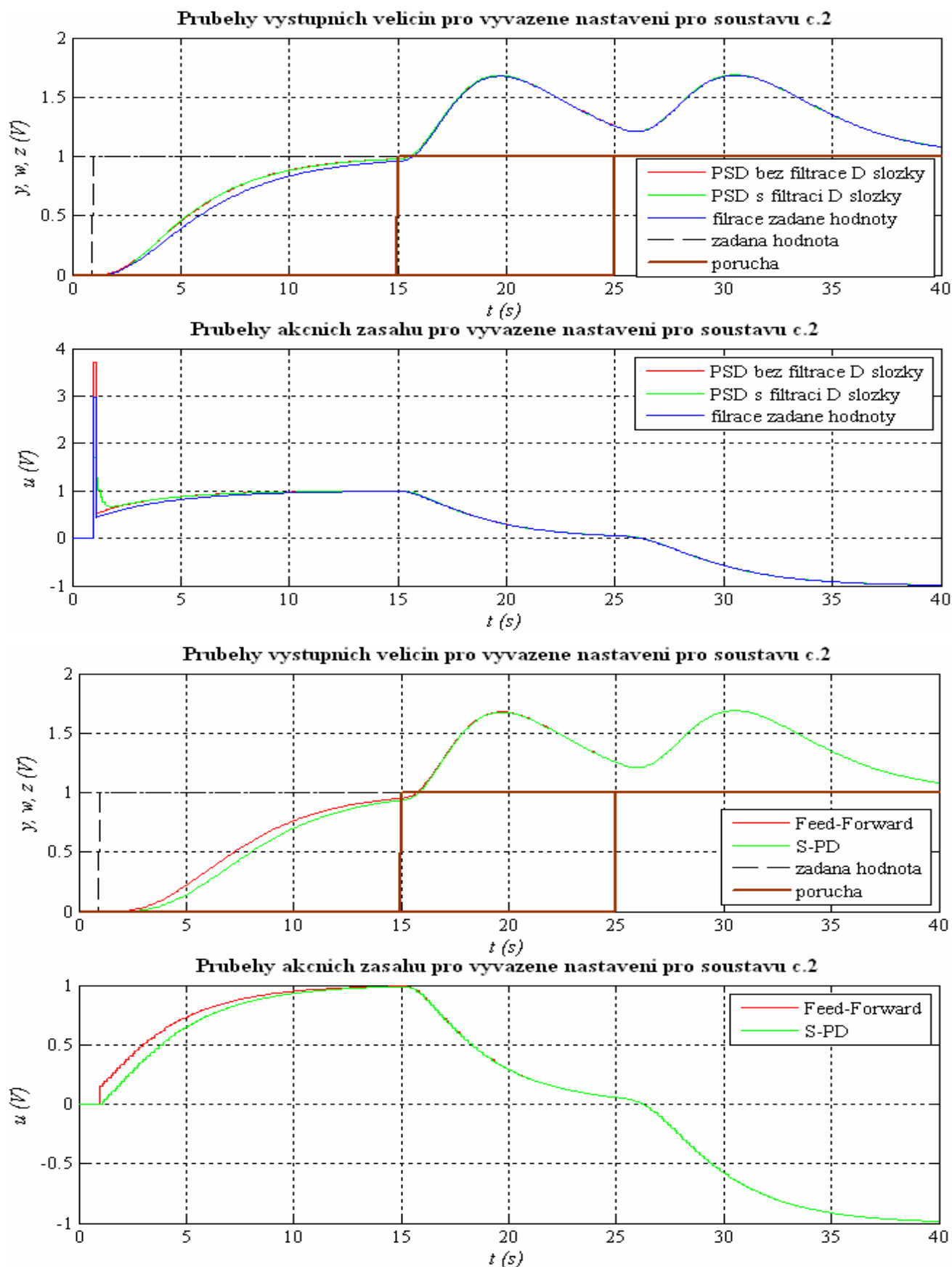
## Příloha C:

### Vyvážené nastavení – výsledky simulačních a reálných modelů

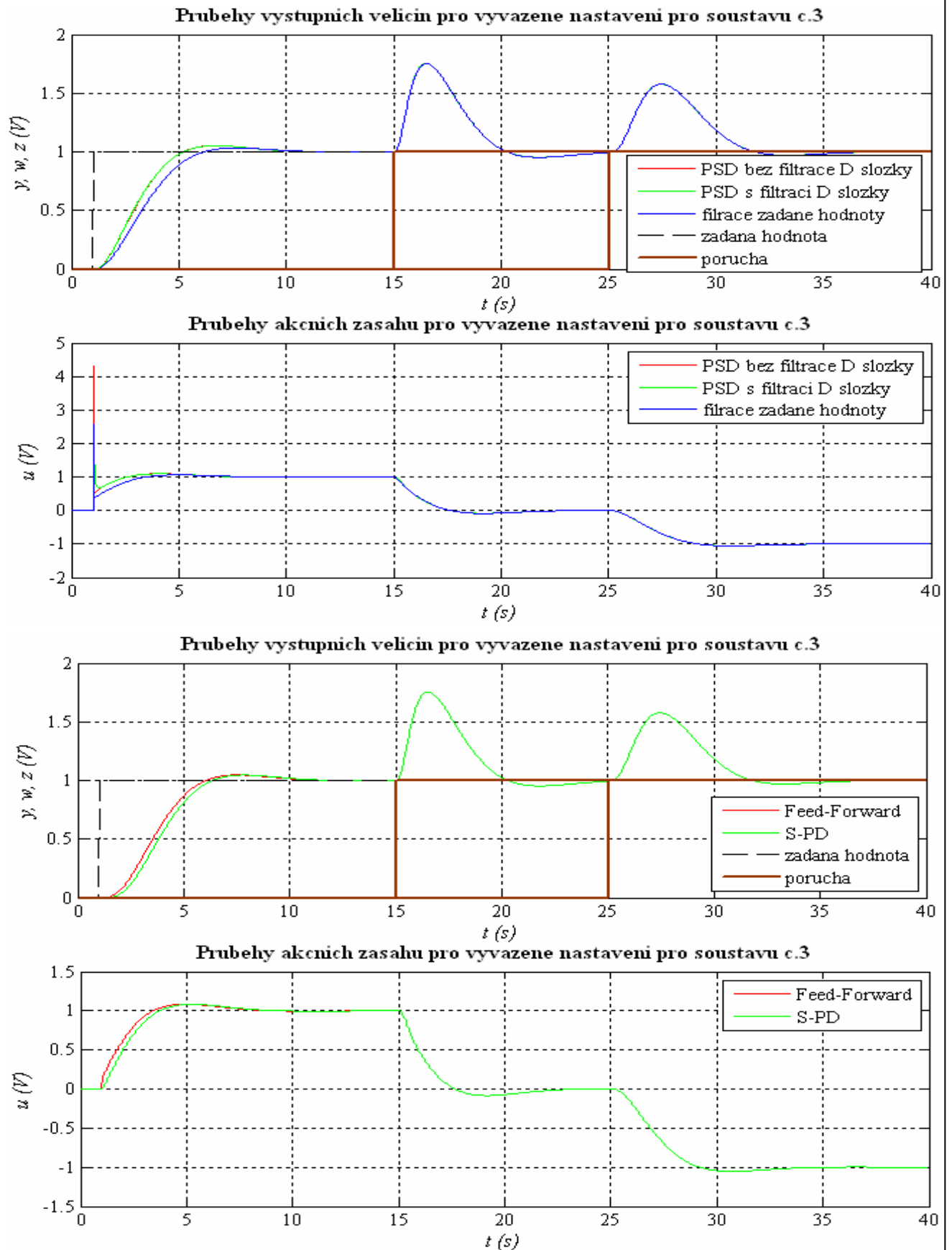
V této příloze jsou uvedeny průběhy výstupních veličin a akčních zásahů pro vyvážené nastavení u simulačních modelů č. 1 – č. 5 a u reálných modelů č. 1 – č. 5. Hodnoty parametrů regulátorů (zesílení  $K$ , integrační časová konstanta  $T_I$ , derivační časová konstanta  $T_D$ ) jsou uvedeny v tabulkách u jednotlivých soustav v **kapitole 6** (pro simulační modely) a v **kapitole 7** (pro reálné modely).



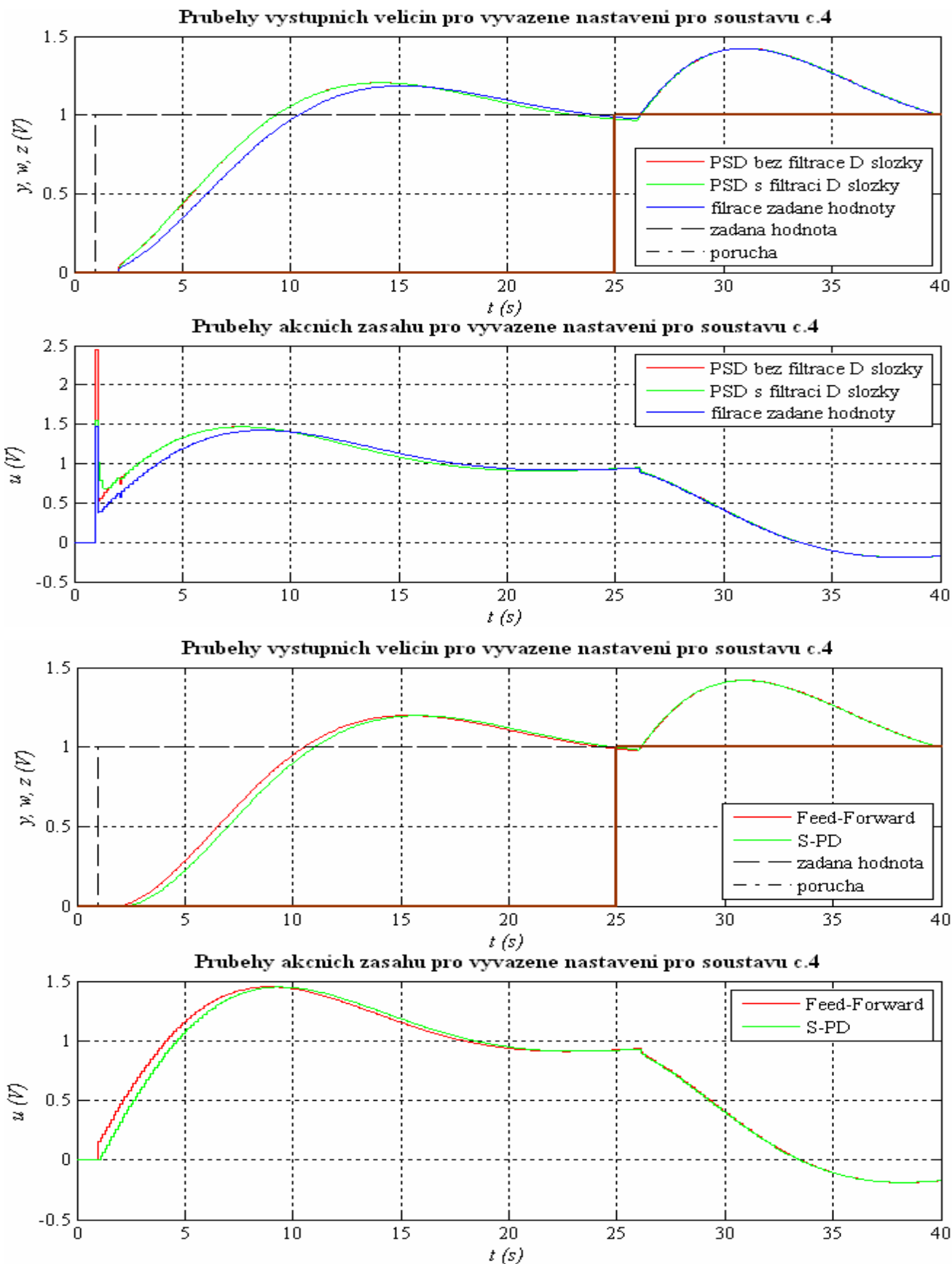
Obr.C.1: Průběhy výstupních veličin a akčních zásahů pro vyvážené nastavení pro sim. soustavu č. 1



Obr. C.2: Průběhy výstupních veličin a akčních zásahů pro vyvážené nastavení pro sim. soustavu č. 2

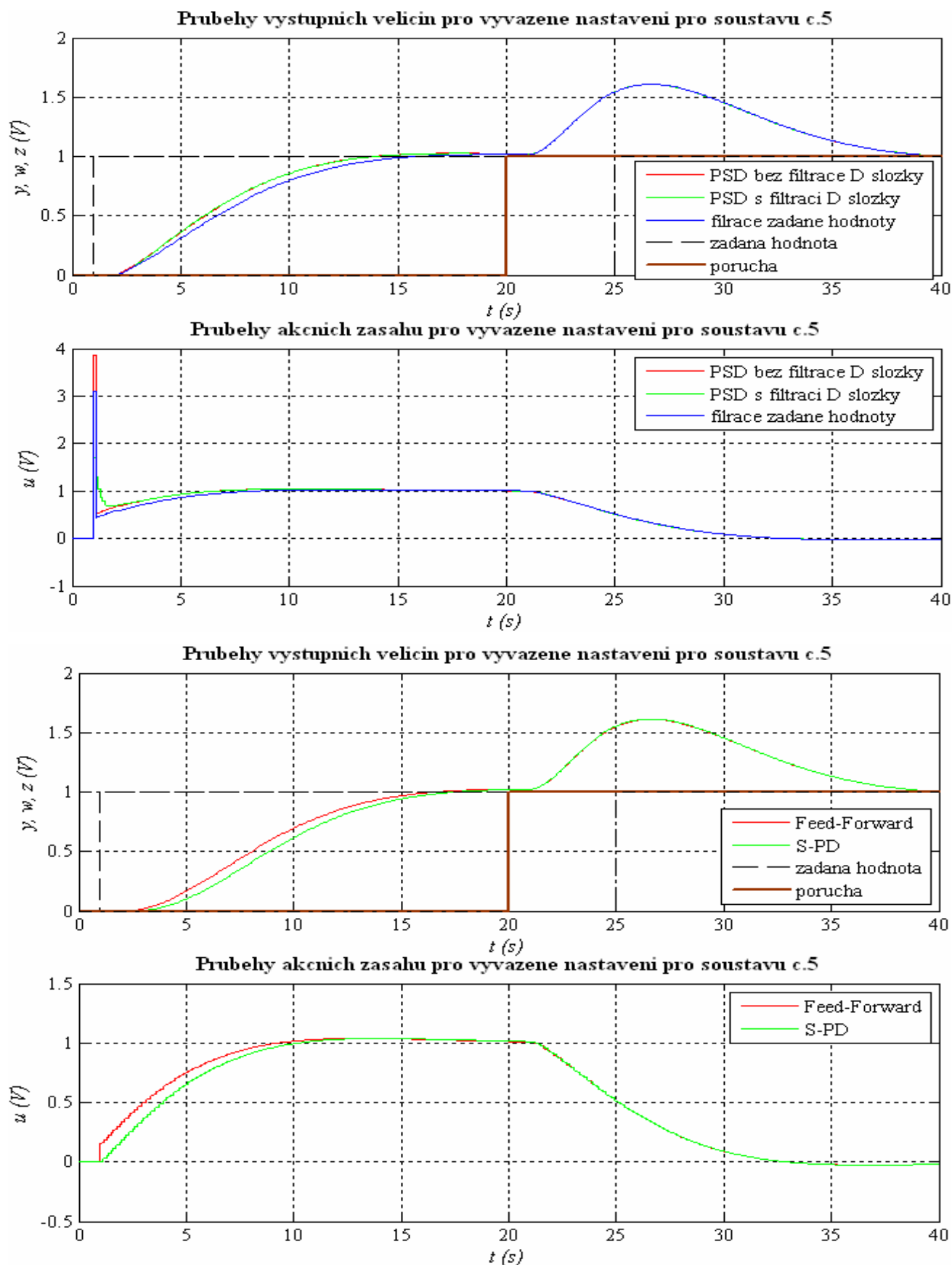


Obr. C.3: Průběhy výstupních veličin a akčních zásahů pro vyvážené nastavení pro sim. soustavu č. 3

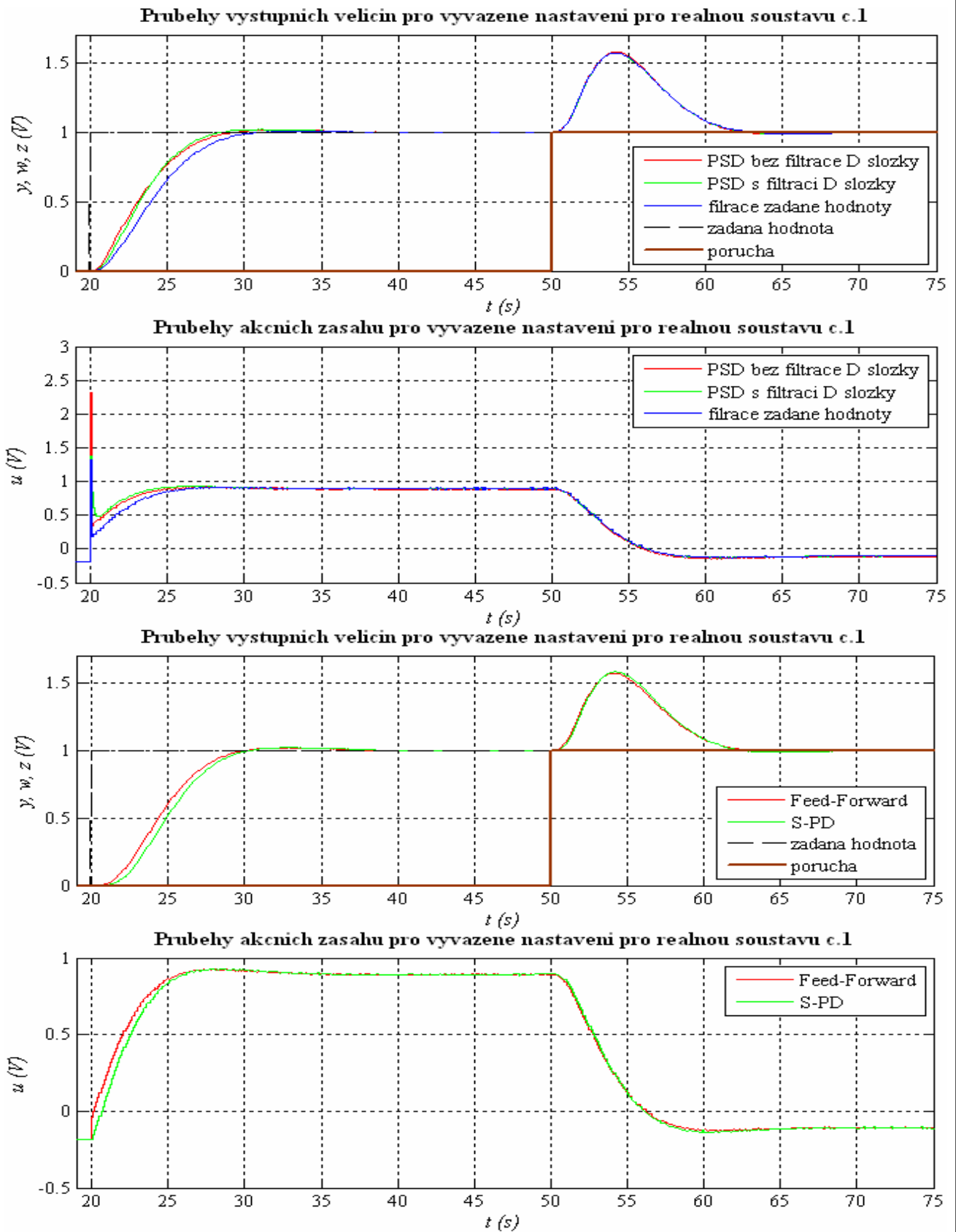


Obr. C.4: Průběhy výstupních veličin a akčních zásahů pro vyvážené nastavení pro sim. soustavu č. 4

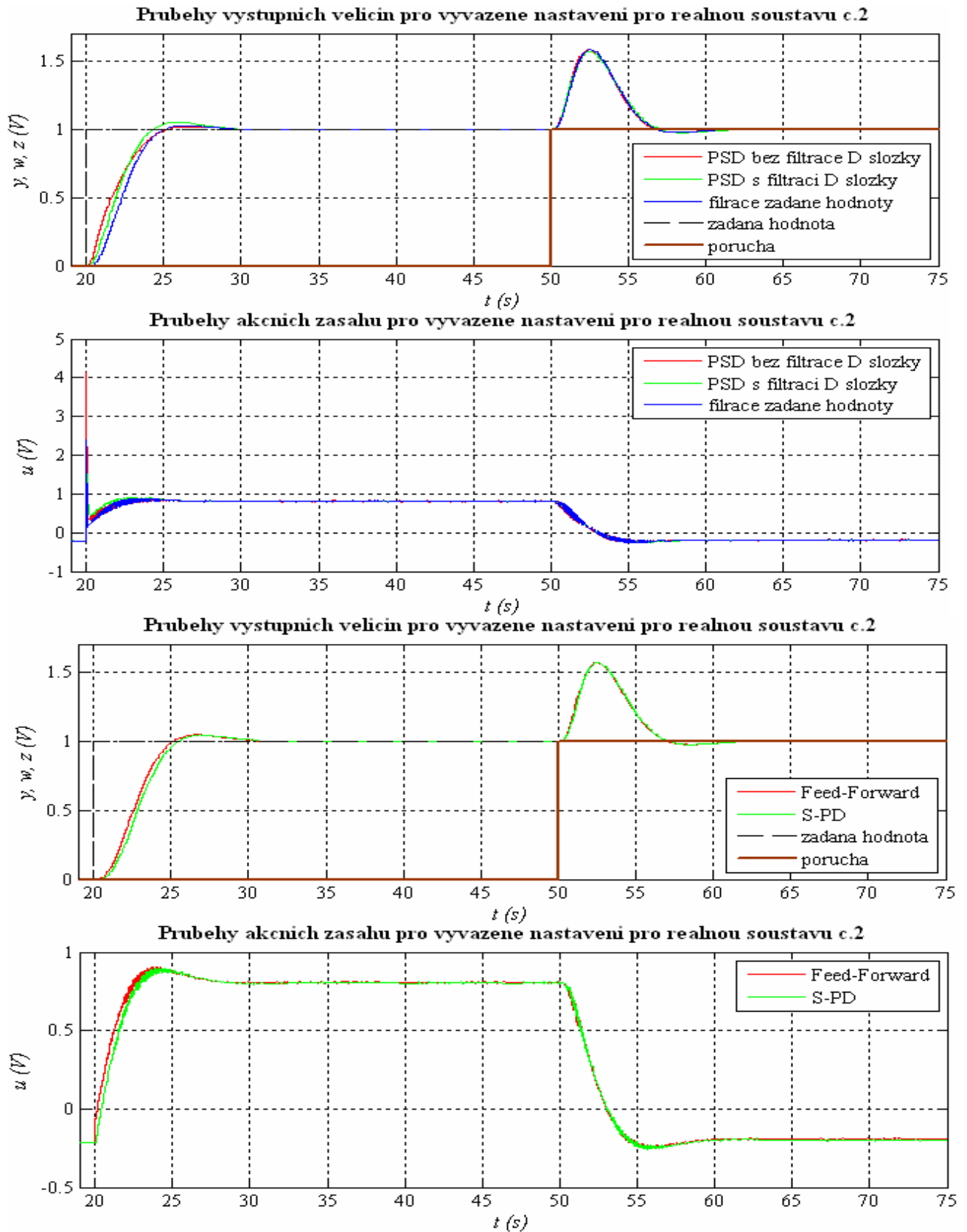




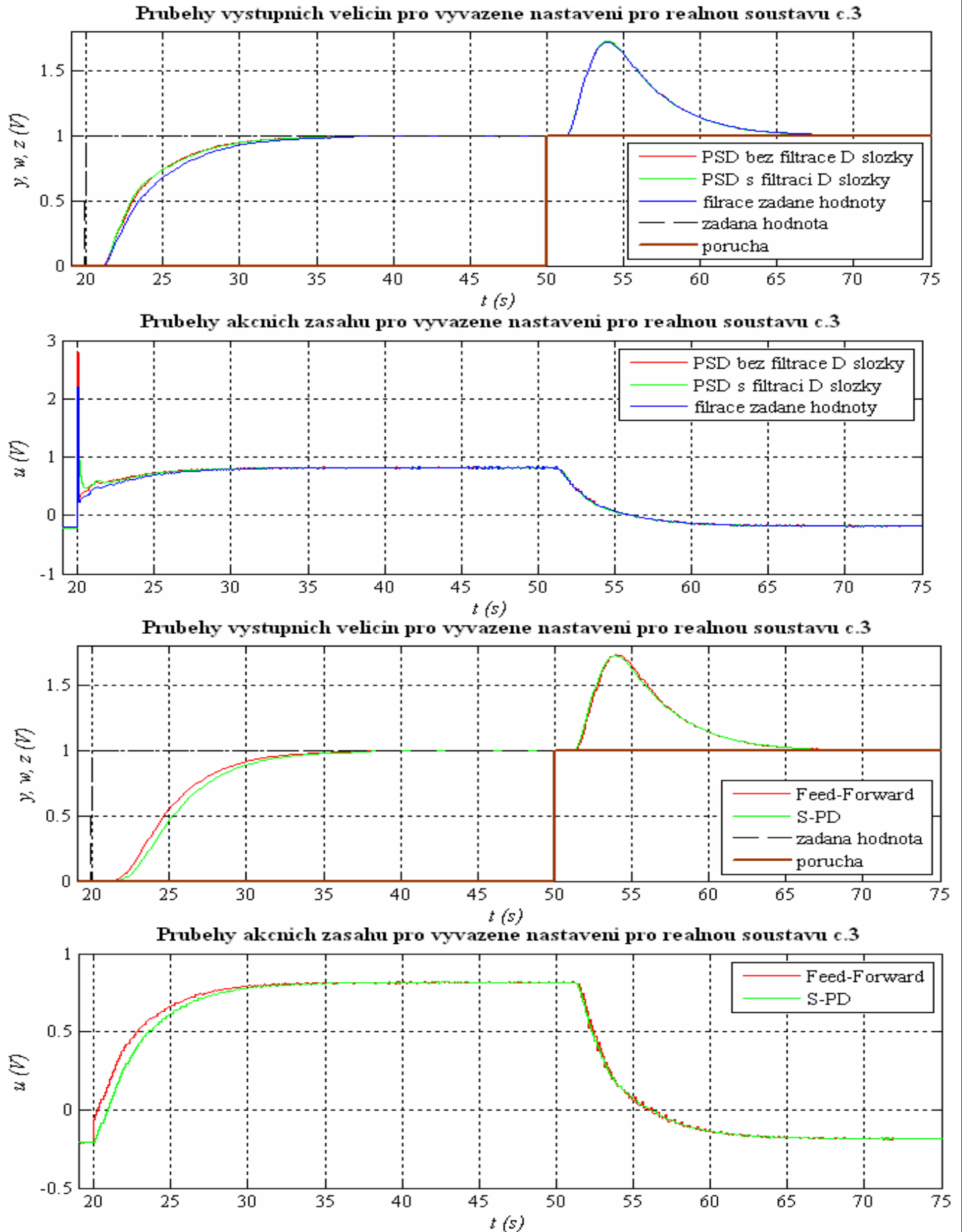
Obr. C.5: Průběhy výstupních veličin a akčních zásahů pro vyvážené nastavení pro sim. soustavu č. 5



**Obr. C.6: Průběhy výstupních veličin a akčních zásahů pro vyvážené nastavení pro reálnou soustavu č. 1**

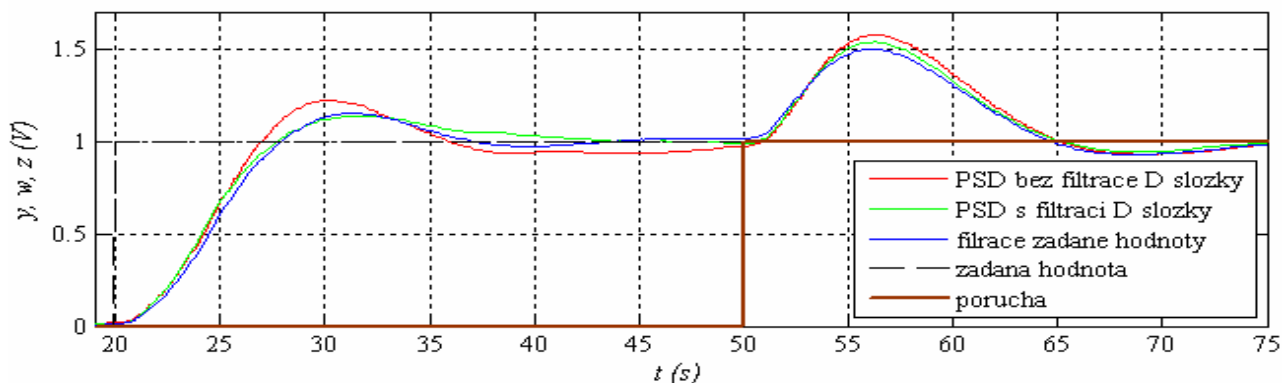


**Obr. C.7: Průběhy výstupních veličin a akčních zásahů pro vyvážené nastavení pro reálnou soustavu č. 2**

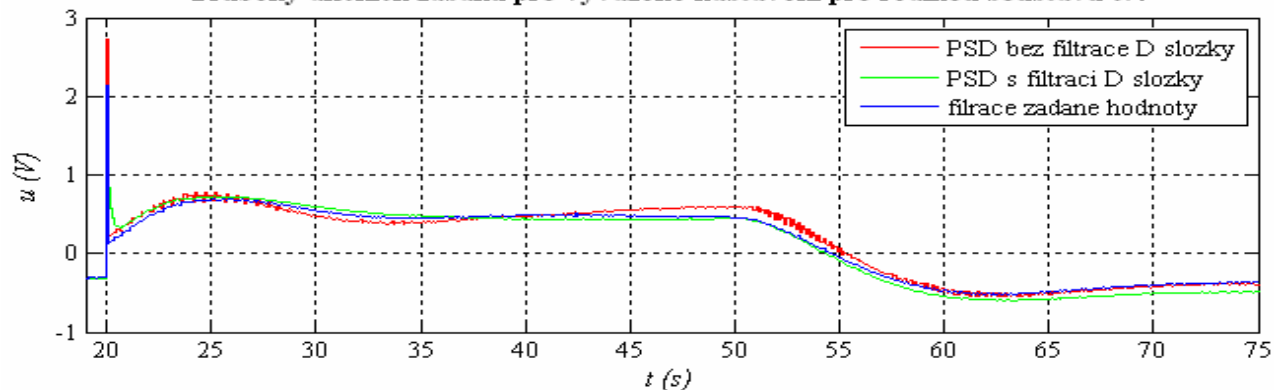


Obr.C.8: Průběhy výstupních veličin a akčních zásahů pro vyvážené nastavení pro reálnou soustavu č. 3

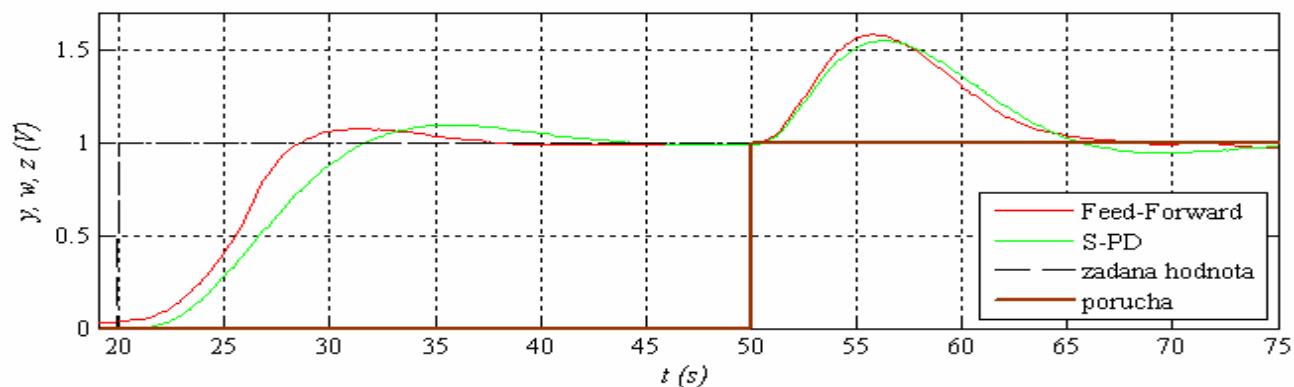
Průběhy výstupních veličin pro vyvážené nastavení pro reálnou soustavu č.4



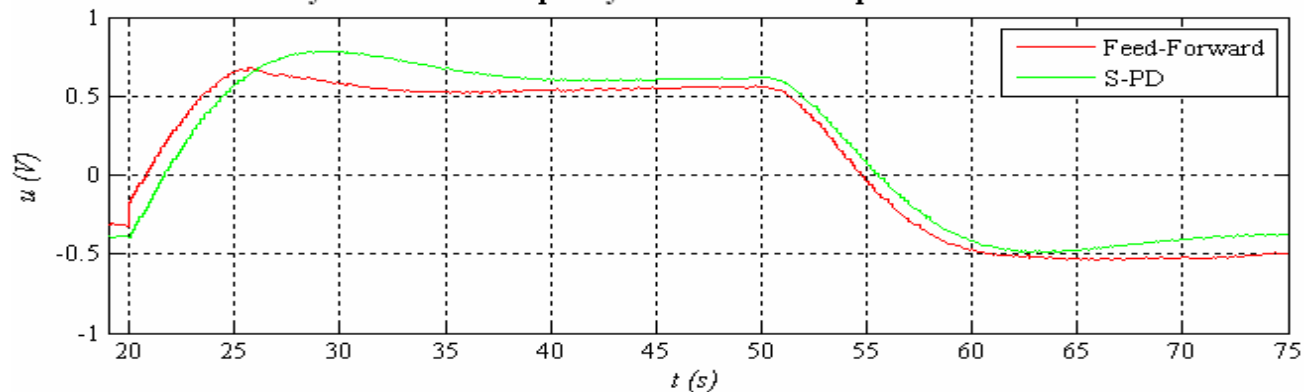
Průběhy akčních zásahů pro vyvážené nastavení pro reálnou soustavu č.4



Průběhy výstupních veličin pro vyvážené nastavení pro reálnou soustavu č.4

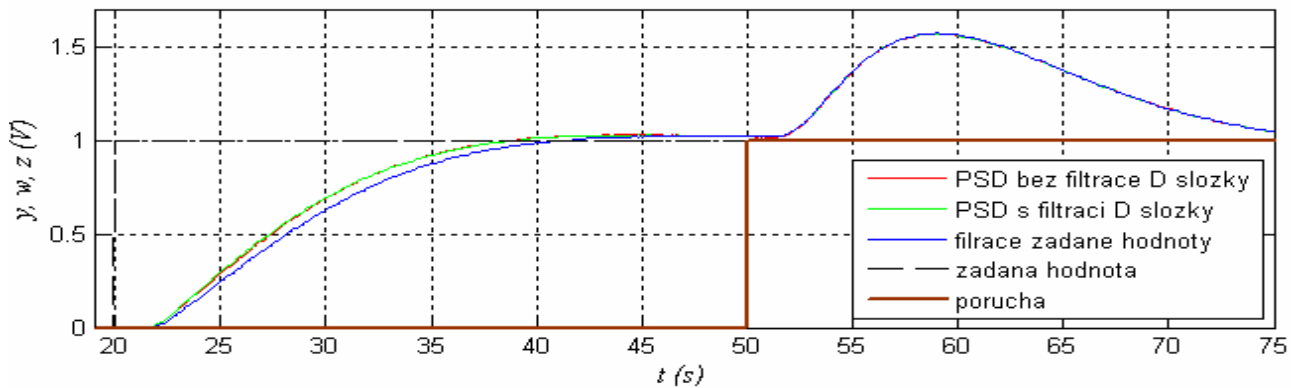


Průběhy akčních zásahů pro vyvážené nastavení pro reálnou soustavu č.4

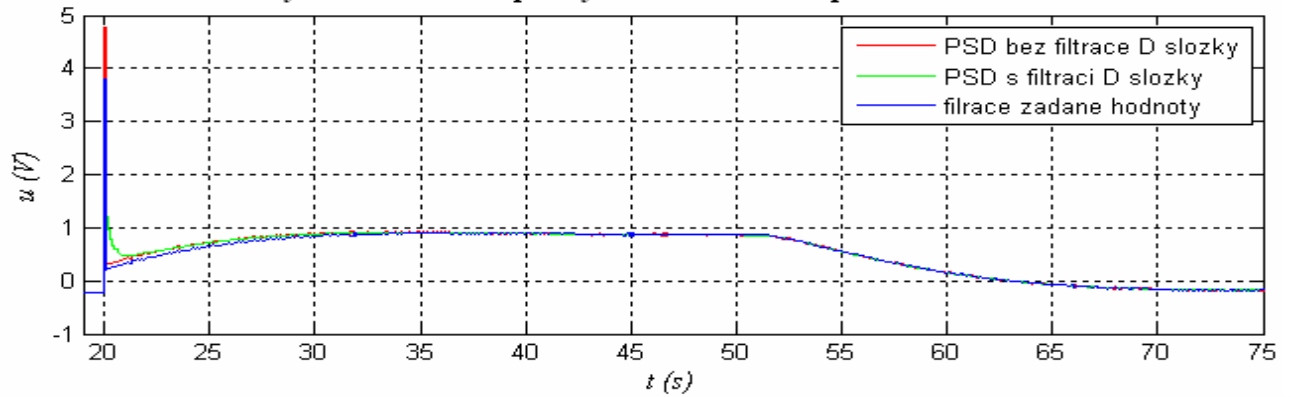


Obr. C.9: Průběhy výstupních veličin a akčních zásahů pro vyvážené nastavení  
pro reálnou soustavu č. 4

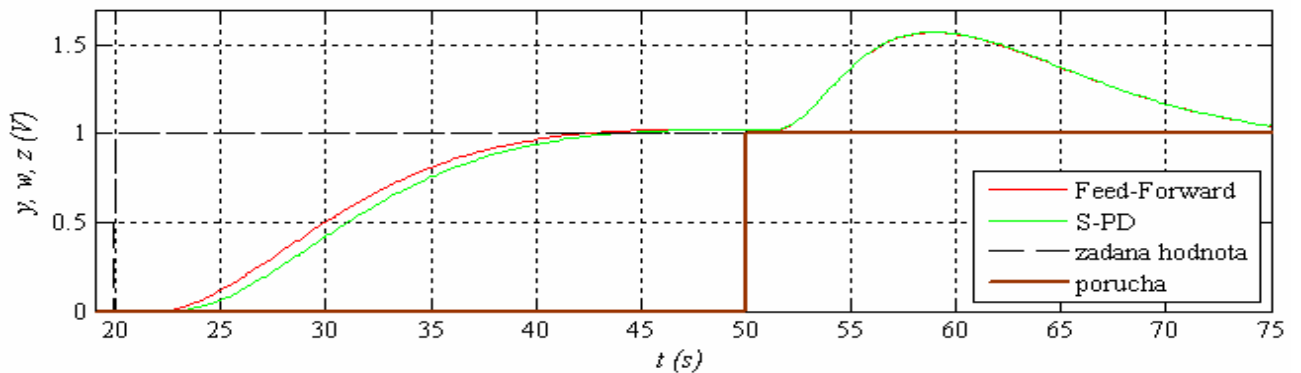
Průběhy výstupních veličin pro vyvážené nastavení pro reálnou soustavu č.5



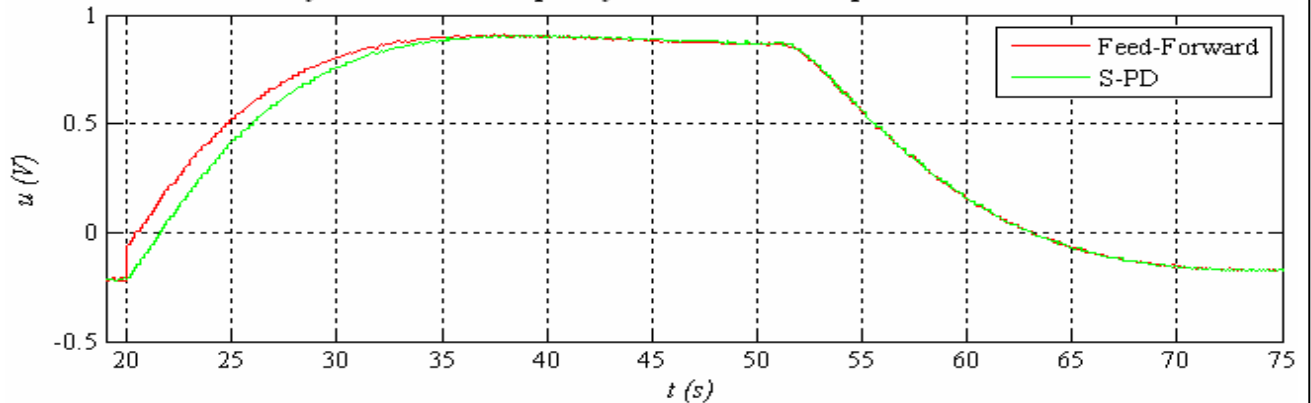
Průběhy akčních zásahů pro vyvážené nastavení pro reálnou soustavu č.5



Průběhy výstupních veličin pro vyvážené nastavení pro reálnou soustavu č.5



Průběhy akčních zásahů pro vyvážené nastavení pro reálnou soustavu č.5

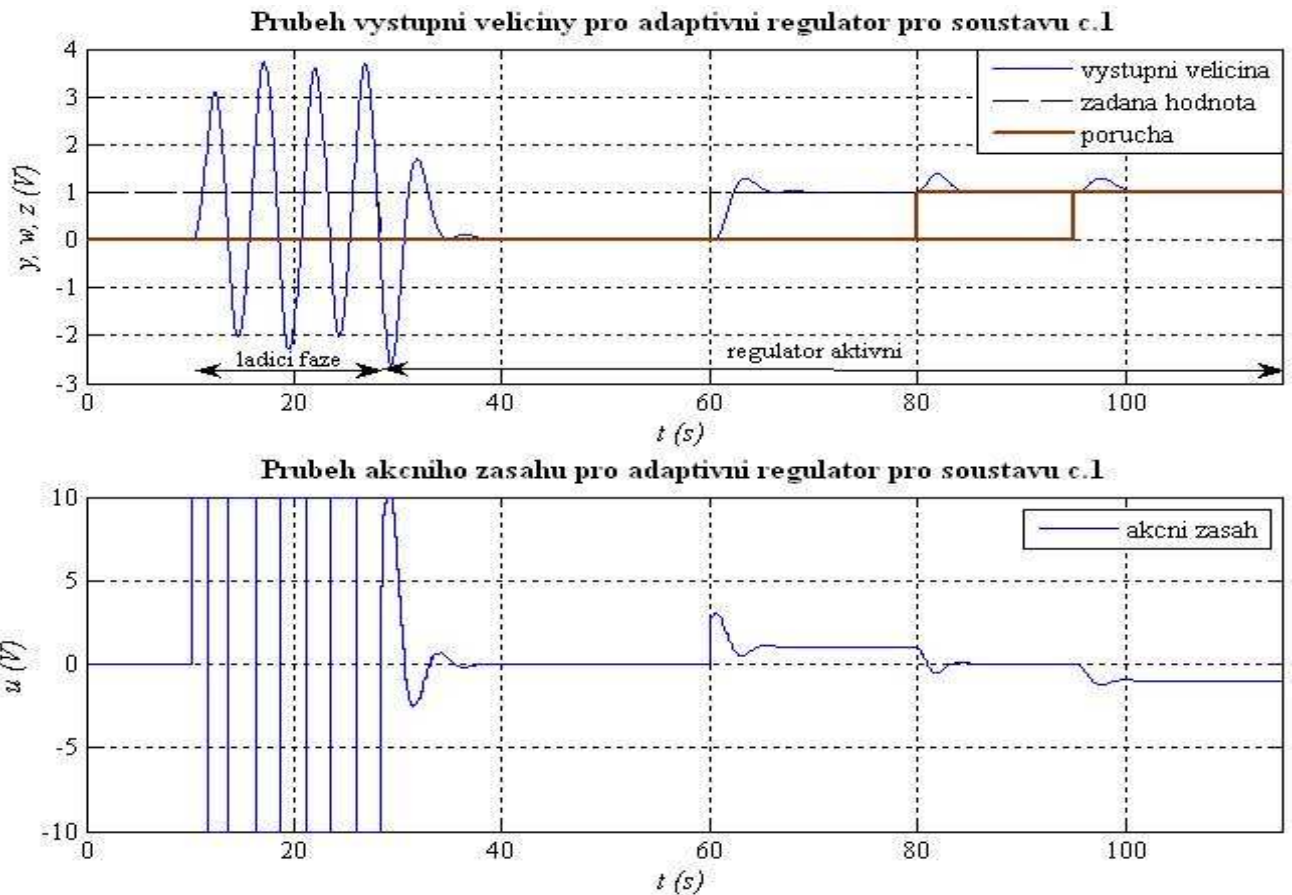


Obr. C.10: Průběhy výstupních veličin a akčních zásahů pro vyvážené nastavení pro reálnou soustavu č. 5

## Příloha D:

### Adaptivní regulátor firmy B&R – příklad celkového průběhu

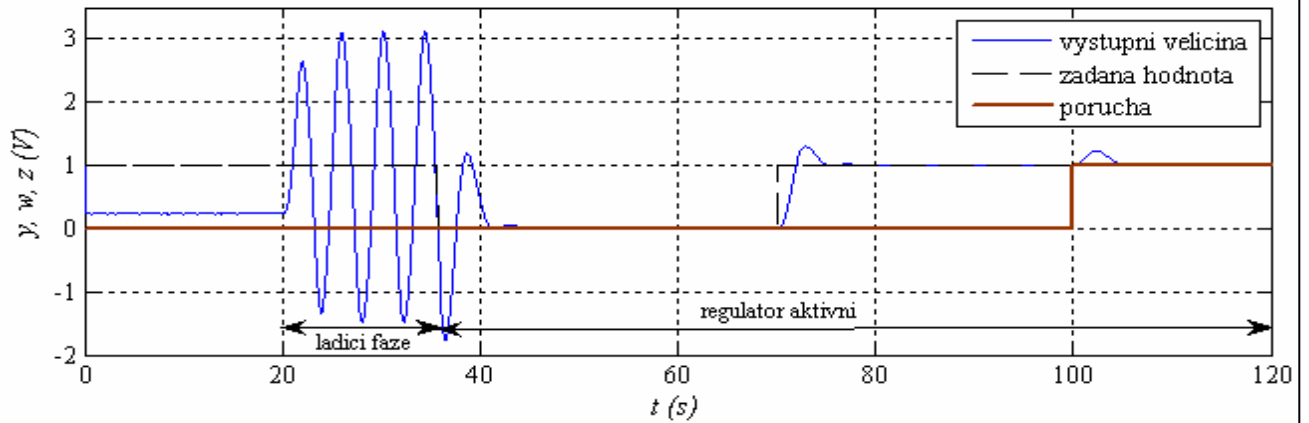
#### 1) Simulační model



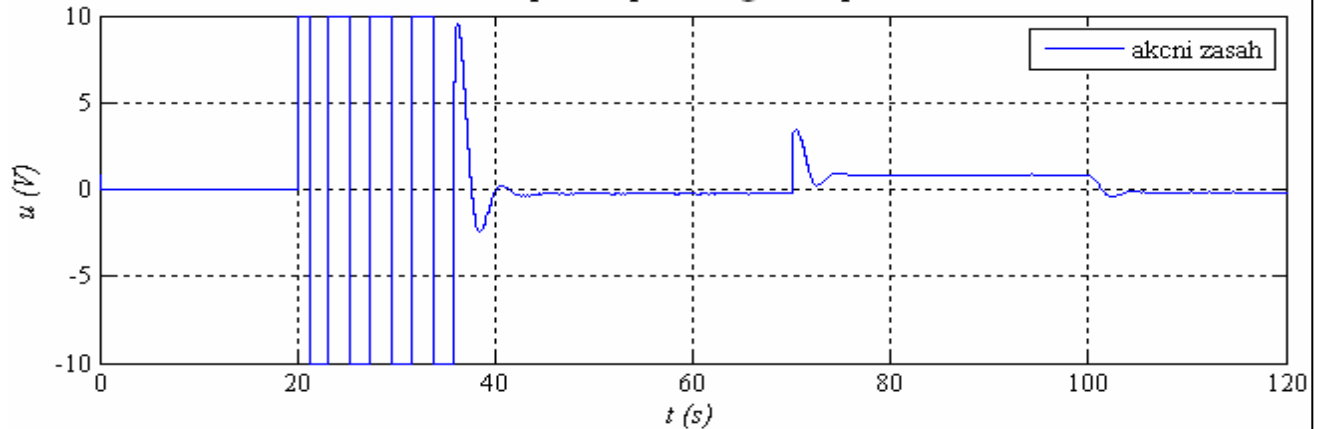
Obr. D.11: Průběh výstupní veličiny a akčního zásahu pro adaptivní regulátor pro simulační soustavu č. 1

## 2) Reálný model

Průběh výstupní veličiny pro adaptivní regulátor pro reálnou soustavu č.1



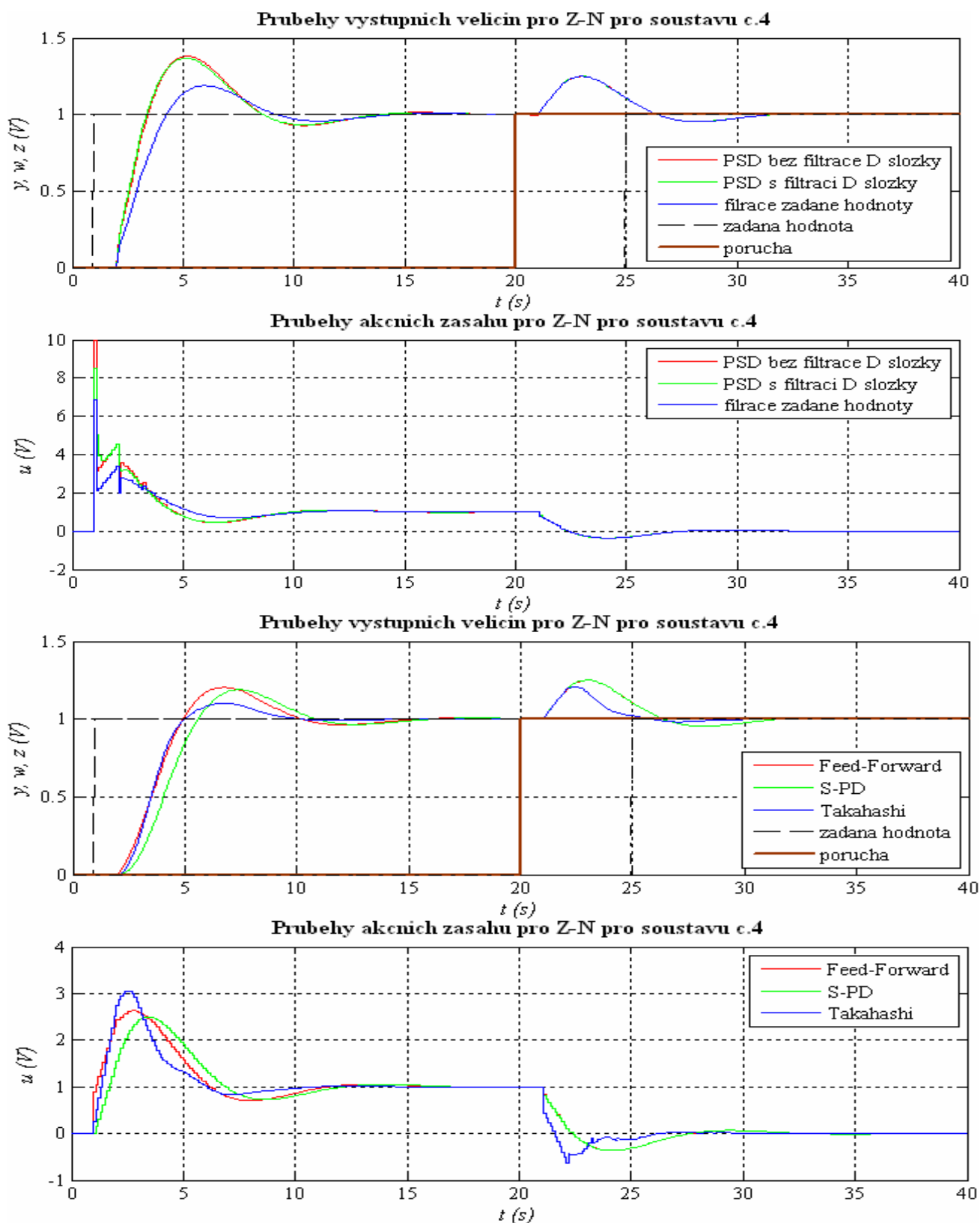
Průběh akčního zásahu pro adaptivní regulátor pro reálnou soustavu č.1



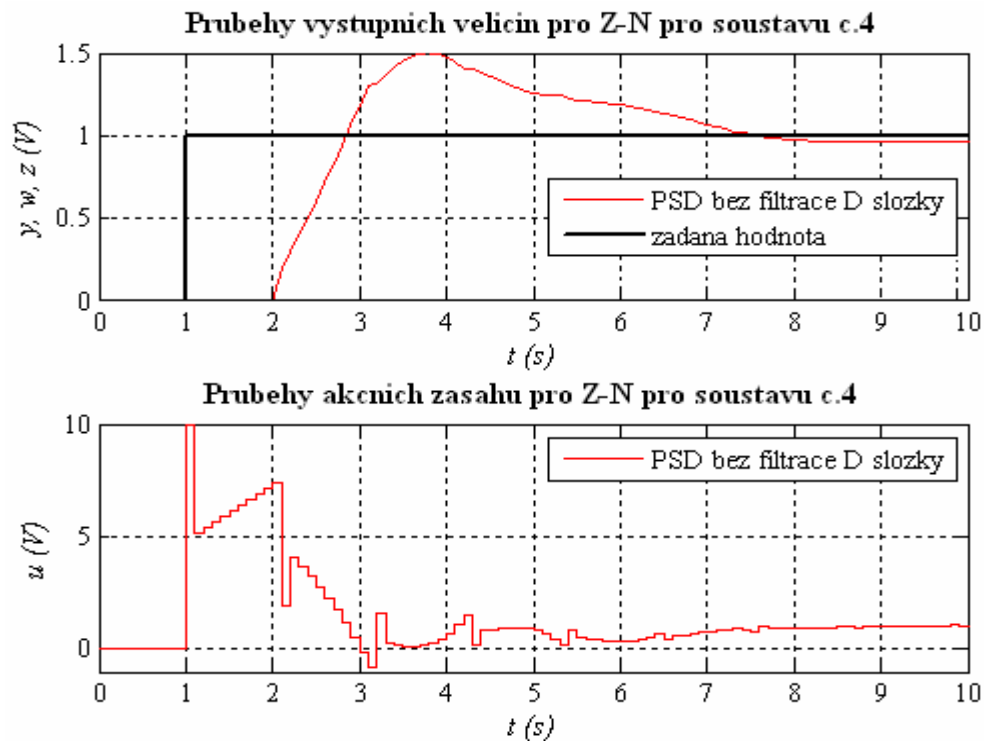
Obr. D.2: Průběh výstupní veličiny a akčního zásahu pro adaptivní regulátor pro reálnou soustavu č. 1



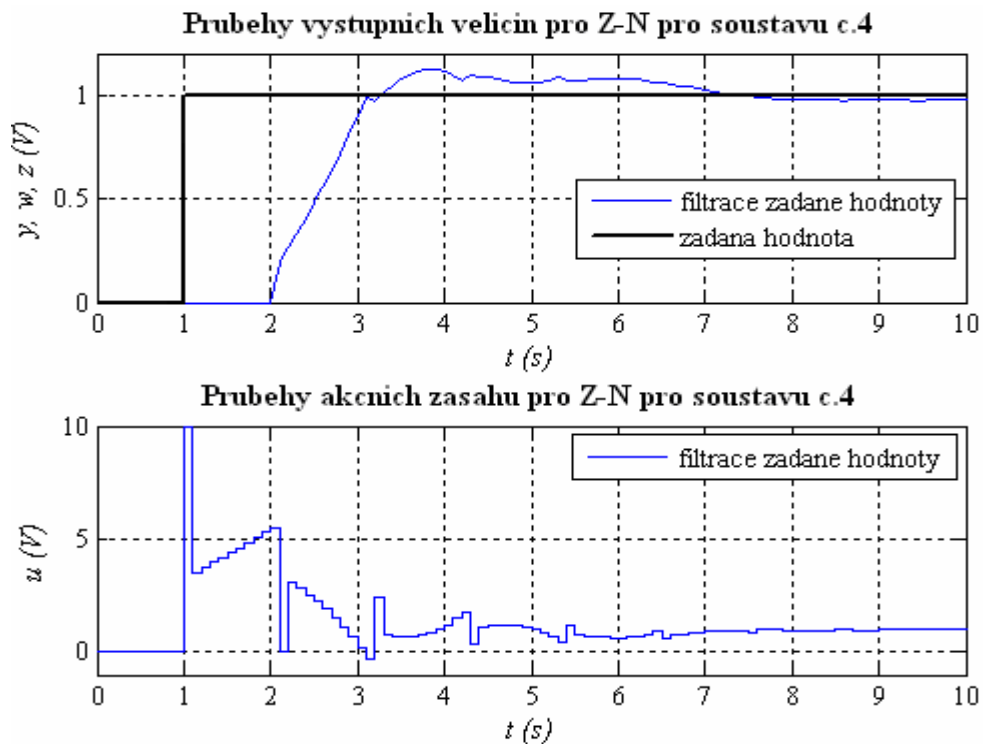
## Příloha E: Doplnky k simulační soustavě č. 4



Obr. E.1: Upravené průběhy výstupních veličin a akčních zásahů pro Z-N nastavení pro soustavu č. 4



Obr. E.2: Detailní průběh výstupní veličiny a akčního zásahu pro PSD regulátor bez filtrace D složky pro simulační soustavu č. 4



Obr. E.3: Detailní průběh výstupní veličiny a akčního zásahu pro PSD regulátor bez filtrace D složky pro simulační soustavu č. 4

