



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

NASTAVOVÁNÍ REGULÁTORŮ PID TYPU VARIANTAMI PRVNÍ A DRUHÉ METODY ZIEGLERA-NICHOLSE.

SETTINGS OF PARAMETERS PID CONTROLLERS WITH USING BOTHS ZIEGLER - NICHOLS
METHODS

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

MARTIN BULENÍNEC

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

prof. Ing. PETR PIVOŇKA, CSc.

BRNO 2015



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav automatizace a měřicí techniky

Bakalářská práce

bakalářský studijní obor
Automatizační a měřicí technika

Student: Martin Bulenínek

ID: 154686

Ročník: 3

Akademický rok: 2014/2015

NÁZEV TÉMATU:

Nastavování regulátorů PID typy variantami první a druhé metody Zieglera-Nicholse.

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

1. Zpracujte literární rešerši týkající se nastavování parametrů diskrétních variant PID regulátorů 1. a 2. metodou Zieglera-Nicholse
2. Zaměřte se zejména na strukturu klasického diskrétního PID regulátoru s filtrací derivační složky a s potlačením překmitu typu I-PD.
3. Ověřte chování na zadaných simulačních a reálných modelech bez a s dopravním zpožděním (rovnice 1-5 z [2]). Parametry regulátorů nastavujte pomocí obou variant Z-N metod.
4. Ověřte možnosti nastavení parametrů regulátorů v případě, když metoda selhává prodloužením periody vzorkování u diskrétního P regulátoru při určování kritických parametrů.
5. Určete optimální velikost prodloužené periody vzorkování pro zadané soustavy.
6. Porovnejte obě metody Zieglera-Nicholse.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] PIVOŇKA, P.: Číslicová řídicí technika, VUT Brno, skriptum, 2013

[2]

Termín zadání: 9.2.2015

Termín odevzdání: 25.5.2015

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

Konzultanti bakalářské práce:

doc. Ing. Václav Jirsík, CSc.

Předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor bakalářské práce nesmí při vytváření bakalářské 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 části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č.40/2009 Sb.

ABSTRAKT

Táto práca sa zaoberá nastavovaním parametrov PID regulátorov s filtráciou derivačnej zložky a I-PD regulátorov. Pre nastavenie sa využívajú obe metódy Zieglera a Nicholosa. Sú vysvetlené prípady zlyhávania tejto metódy. Problém je riešený pomocou prídania periódy vzorkovania spôsobeného A/D a D/A prevodníkmi. Následne je hľadané vhodnejšie nastavenie regulátora predĺžením periódy vzorkovania. Na výpočet a simuláciu je použitý program MATLAB a jeho nadstavba SIMULINK.

KLÍČOVÁ SLOVA

regulátor, PID, I-PD, perióda vzorkovania, Ziegler, Nichols, dopravné oneskorenie

ABSTRACT

This work deals with adjusting the PID parameters with filtered derivative component and I-PD controllers. The setting is used both methods, of Ziegler and Nichols. Work explains cases of failure of this method. The problem is solved by adding the sampling period due to A/D and D/A converters. Then is searched better adjust the controller extension of the sampling period. For the calculation and simulation is used program MATLAB and SIMULINK .

KEYWORDS

regulator, PID, I-PD, sampling period, Ziegler, Nichols, time delay

BULENÍNEC, M. Nastavování regulátorů PID typu variantami první a druhé metody Zieglera-Nicholse. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav automatizace a měřicí techniky, 2015. 69 s., Vedoucí práce: prof. ing. Petr Pivoňka, CSc..

PREHLÁSENIE

Prehlasujem, že svoju bakalársku prácu na tému Nastavování regulátoru PID typu variantami první a druhé metody Zieglera-Nicholse som vypracoval samostatne pod vedením vedúceho semestrálneho projektu a s použitím odbornej literatúry a ďalších informačných zdrojov, ktoré sú všetky citované v práci a uvedené v zozname literatúry na konci práce.

Ako autor uvedenej bakalárskej práce ďalej prehlasujem, že v súvislosti s vytvorením tohto semestrálneho projektu som neporušil autorské práva tretích osôb, najmä som nezasiahol nedovoleným spôsobom do cudzích autorských práv osobnostných a/alebo majetkových a som si plne vedomí následkov porušenia ustanovenia § 11 a nasledujúceho zákona č. 121/2000 Sb., o práve autorskom, o právach súvisiacich s právom autorským a o zmene niektorých zákonov (autorský zákon), v znení neskorších predpisov, vrátane možných trestnoprávných dôsledkov vyplývajúcich z ustanovenia časti druhej hlavy VI. diel 4 Trestného zákoníka č. 40/2009 Sb.

V Brně dne

.....

(podpis autora)

POĎAKOVANIE

Ďakujem vedúcemu práce prof. ing, Petrovi Pivoňkovi CSc. za účinnú metodickú, pedagogickú a odbornú pomoc a ďalšie cenné rady pri spracovávaní bakalárskej práce.

OBSAH

Zoznam obrázkov	7
Zoznam tabuliek	10
1. Úvod	11
2. PID regulátory	12
2.1 Spojitý PID regulátor	12
2.2 PID regulátor s filtráciou derivačnej zložky a obmedzením integračnej zložky	13
2.3 I-PD regulátor	14
2.4 Diskrétny PID a diskrétny I-PD regulátor	15
3 Metódy zieglera a nicholsa (Z-N)	18
3.1 1. metóda (Z-N1)	18
3.2 2. metóda (Z-N2)	20
3.3 Zlyhávanie metódy Z-N	22
4 Nastavenie parametrov regulátora	23
4.1 Systém s viacnásobným pólom	23
4.2 Systém 4. rádu	33
4.3 Systém s nestabilnou nulou	36
4.4 Systém 1. rádu s dopravným oneskorením	40
4.5 Systém 2. rádu s dopravným oneskorením	46
5 hľadanie vyhovujúcich parametrov regulátora	52
5.1 Postup hľadania vyhovujúceho nastavenia regulátora	52
5.2 Sústavy 4. rádu	52
5.3 Ostatné sústavy	61
6 Záver	67
7 Literatúra	68
Zoznam symbolov	69

ZOZNAM OBRÁZKOV

obr. 1: Modelovacia schéma PID regulátoru	13
obr. 2: PID regulátor s obmedzením integračnej zložky a filtráciou derivačnej zložky.	14
obr. 3: I-PD regulátor.....	15
obr. 4: Vplyv vzorkovania	16
obr. 5: diskretný PID regulátor s filtráciou derivačnej zložky.....	17
obr. 6: disrétny I-PD regulátor s filtráciou derivačnej zložky	17
obr. 7: Zistenie parametrov T_u a T_n	19
obr. 8: Určenie parametrov pre návrh modifikovanou 1. metódou Z-N.....	20
obr. 9: Určenie kritických parametrov z frekvenčných charakteristík.....	21
obr. 10: Regulačný obvod.....	23
obr. 11: Prechodová charakteristika a akčné zásahy systému $F_{ss} = 1s + 1$ s regulátorom nastaveným pôvodnou Z-N1	24
obr. 12: Prechodová charakteristika a akčné zásahy systému $F_{ss} = 1s + 1$ s regulátorom nastaveným modifikovanou Z-N1 bez obmedzenia maximálneho zosilnenia.....	25
obr. 13:Prechodová charakteristika a akčné zásahy systému $F_{ss} = 1s + 1$ s regulátorom nastaveným modifikovanou Z-N1 s obmedzením maximálneho zosilnenia	26
obr. 14:Prechodová charakteristika a akčné zásahy systému $F_{ss} = 1s + 1$ s regulátorom nastaveným originálnou Z-N2.....	27
obr. 15:Prechodová charakteristika a akčné zásahy systému $F_{ss} = 1s + 1$ s regulátorom nastaveným modifikovanou Z-N2.....	28
obr. 16: Prechodová charakteristika a akčné zásahy systému $F_{ss} = 1(s + 1)^3$ s regulátorom nastaveným pôvodnou Z-N1	29
obr. 17: Prechodová charakteristika a akčné zásahy systému $F_{ss} = 1(s + 1)^3$ s regulátorom nastaveným modifikovanou Z-N1	30
obr. 18: Prechodová charakteristika a akčné zásahy systému $F_{ss} = 1(s + 1)^3$ s regulátorom nastaveným originálnou Z-N2.....	31
obr. 19: Prechodová charakteristika a akčné zásahy systému $F_{ss} = 1(s + 1)^3$ s regulátorom nastaveným modifikovanou Z-N2.....	32
obr. 20: Prechodová charakteristika a akčné zásahy systému $F_{ss} = 1s + 10,5s + 10,25s + 1(0,125s + 1)$ s regulátorom nastaveným pôvodnou Z-N1	33
obr. 21: Prechodová charakteristika a akčné zásahy systému $F_{ss} = 1s + 10,5s + 10,25s + 1(0,125s + 1)$ s regulátorom nastaveným modifikovanou Z-N1	

.....	34
obr. 22: Prechodová charakteristika a akčné zásahy systému $FSs = 1s + 10,5s + 10,25s + 1(0,125s + 1)$ s regulátorom nastaveným originálnou Z-N2....	35
obr. 23: Prechodová charakteristika a akčné zásahy systému $FSs = 1s + 10,5s + 10,25s + 1(0,125s + 1)$ s regulátorom nastaveným modifikovanou Z-N2	36
obr. 24: Prechodová charakteristika a akčné zásahy systému $FSs = 1 - 0,5s(s + 1)^3$ s regulátorom nastaveným pôvodnou Z-N1	37
obr. 25: Prechodová charakteristika a akčné zásahy systému $FSs = 1 - 0,5s(s + 1)^3$ s regulátorom nastaveným modifikovanou Z-N1	38
obr. 26: Prechodová charakteristika a akčné zásahy systému $FSs = 1 - 0,5s(s + 1)^3$ s regulátorom nastaveným originálnou Z-N2.....	39
obr. 27: Prechodová charakteristika a akčné zásahy systému $FSs = 1 - 0,5s(s + 1)^3$ s regulátorom nastaveným modifikovanou Z-N2.....	40
obr. 28: Prechodová charakteristika a akčné zásahy systému $FSs = 1(s + 1)e - 0,5s$ s regulátorom nastaveným pôvodnou Z-N1	41
obr. 29: Prechodová charakteristika a akčné zásahy systému $FSs = 1(s + 1)e - 0,5s$ s regulátorom nastaveným modifikovanou Z-N1	42
obr. 30: Prechodová charakteristika a akčné zásahy systému $FSs = 1(s + 1)e - 0,5s$ s regulátorom nastaveným modifikovanou Z-N1 s použitou úpravou podľa rovníc (4.5) a (4.6)	43
obr. 31: Prechodová charakteristika a akčné zásahy systému $FSs = 1(s + 1)e - 0,5s$ s regulátorom nastaveným originálnou Z-N2.....	44
obr. 32: Prechodová charakteristika a akčné zásahy systému $FSs = 1(s + 1)e - 0,5s$ s regulátorom nastaveným modifikovanou Z-N2.....	45
obr. 33: Detail akčného zásahu regulátora pre systém (4.4) nastaveného pomocou originálnej 2. metódy Z-N a prechodová charakteristika regulátora	46
obr. 34: Prechodová charakteristika a akčné zásahy systému $FSs = 1(s + 1)2e - 0,5s$ s regulátorom nastaveným pôvodnou Z-N1	47
obr. 35: Prechodová charakteristika a akčné zásahy systému $FSs = 1(s + 1)2e - 0,5s$ s regulátorom nastaveným modifikovanou Z-N1	48
obr. 36: Prechodová charakteristika a akčné zásahy systému $FSs = 1(s + 1)2e - 0,5s$ s regulátorom nastaveným modifikovanou Z-N1 s použitou úpravou podľa rovníc (4.5) a (4.6)	49
obr. 37: Prechodová charakteristika a akčné zásahy systému $FSs = 1(s + 1)2e - 0,5s$ s regulátorom nastaveným originálnou Z-N2	50
obr. 38: Prechodová charakteristika a akčné zásahy systému $FSs = 1(s + 1)2e - 0,5s$ s regulátorom nastaveným modifikovanou Z-N2	51
obr. 39: Závislosť ITAE kritéria pre systém $FSs = 1s + 10,1s + 10,12s + 1(0,13s + 1)$	53

obr. 40: Porovnanie regulátorov pre systém $FSs = 1s + 10,1s + 10,12s + 1(0,13s + 1)$	54
obr. 41: Závislosť ITAE kritéria pre systém $FSs = 1s + 10,2s + 10,22s + 1(0,23s + 1)$	55
obr. 42: Porovnanie regulátorov pre systém $FSs = 1s + 10,2s + 10,22s + 1(0,23s + 1)$	56
obr. 43: Závislosť ITAE kritéria pre systém $FSs = 1s + 10,5s + 10,52s + 1(0,53s + 1)$	57
obr. 44: Porovnanie regulátorov pre systém $FSs = 1s + 10,5s + 10,52s + 1(0,53s + 1)$	58
obr. 45: Závislosť ITAE kritéria pre systém $FSs = 120s + 11,6s + 10,13s + 1(0,01s + 1)$	59
obr. 46: Porovnanie regulátorov pre systém $FSs = 120s + 11,6s + 10,13s + 1(0,01s + 1)$	60
obr. 47: Závislosť ITAE kritéria pre systém $Fss = 1s + 1$	61
obr. 48: Porovnanie regulátorov pre systém $Fss = 1s + 1$	62
obr. 49: Závislosť ITAE kritéria pre systém $FSs = 1(s + 1)^2$	63
obr. 50: Porovnanie regulátorov pre systém $FSs = 1(s + 1)^2$	64
obr. 51: Závislosť ITAE kritéria pre systém $FSs = 1(s + 1)^3$	65
obr. 52: Porovnanie regulátorov pre systém $FSs = 1(s + 1)^3$	66

ZOZNAM TABULIEK

Tabuľka 1: Nastavenie parametrov regulátora pomocou metódy Ziegler Nichols	22
Tabuľka 2: Modifikácia metódy Z-N na obmedzenie kmitania	22
Tabuľka 3: Parametre regulátorov nastavených na systém $FSs = 1(s + 1)^3$	29
Tabuľka 4: Parametre regulátorov nastavených na systém $FSs = 1s + 10,5s + 10,25s + 1(0,125s + 1)$	34
Tabuľka 5: Parametre regulátorov nastavených na systém $FSs = 1 - 0,5s(s + 1)^3$...	37
Tabuľka 6: Parametre regulátorov nastavených na systém $FSs = 1(s + 1)e - 0,5s$...	41
Tabuľka 7: Parametre regulátorov nastavených na systém $FSs = 1(s + 1)^2e - 0,5s$.	47
Tabuľka 8: Nastavenia regulátorov s rôznymi hodnotami T_{nast} pre systém $FSs = 1s + 10,1s + 10,12s + 1(0,13s + 1)$	53
Tabuľka 9: Nastavenia regulátorov s rôznymi hodnotami T_{nast} pre systém $FSs = 1s + 10,2s + 10,22s + 1(0,23s + 1)$	55
Tabuľka 10: Nastavenia regulátorov s rôznymi hodnotami T_{nast} pre systém $FSs = 1s + 10,5s + 10,52s + 1(0,53s + 1)$	57
Tabuľka 11: nastavenia regulátorov s rôznymi hodnotami T_{nast} pre systém $FSs = 120s + 11,6s + 10,13s + 1(0,01s + 1)$	59
Tabuľka 12: Úprava metódy Z-N pre sústavy s pomerom časových konštánt väčším ako 10	60
Tabuľka 13: nastavenia regulátorov s rôznymi hodnotami T_{nast} pre systém $Fss = 1s + 1$	61
Tabuľka 14: nastavenia regulátorov s rôznymi hodnotami T_{nast} pre systém $FSs = 1(s + 1)^2$	63
Tabuľka 15: nastavenia regulátorov s rôznymi hodnotami T_{nast} pre systém $FSs = 1(s + 1)^3$	65

1. ÚVOD

Na reguláciu procesov v priemysle sa používajú PID regulátory. Každý proces je iný. V jednom je potrebné rýchle dosiahnutie požadovanej hodnoty, inde sa kladie dôraz na čo najväčšie obmedzenie prekmitu a podobne. Neexistuje preto jedna univerzálna metóda pre optimálny návrh konštánt regulátora, ale je ich niekoľko. V práci by som sa chcel zamerať na metódu Zieglera a Nicholosa, ktorá napriek tomu, že je empirická, je pre svoju jednoduchosť používaná. Reguluje výstup regulovanej sústavy na 3 – 4 viditeľné prekmity. Preto slúži ako prvotné nastavenie parametrov, ktorých mierne doladenie môže vo výsledku zlepšiť výsledok regulačného deja.

Metóda Zieglera a Nicholosa obsahuje 2 varianty – časovú a frekvenčnú. V práci by som sa chcel zamerať na nastavovanie regulátorov pomocou oboch variantov, poprípade ich modifikáciami. Pre porovnávanie budem navrhovať regulátory na základné regulované sústavy z [8].

Pomocou tejto metódy nie je možné navrhnuť regulátor pre sústavu prvého a druhého rádu. Taktiež môže zlyhávať v prípade, keď je pomer troch najvyšších časových konštánt väčší ako 10. Problém zlyhávania metódy Zieglera a Nicholosa budem riešiť pridaním dopravného oneskorenia do P regulátoru pri návrhu parametrov PID regulátoru.

Nakoľko v dnešnej dobe sú PID regulátory realizované pomocou mikropočítačov, dopravné oneskorenie vzniká už samotným vzorkovaním a je potrebné s ním počítať už pri návrhu regulátora. V práci budem pre návrh regulátora predlžovať periódu vzorkovania a takto navrhnutý regulátor použijem na sústavu s pôvodnou periódou vzorkovania. Na posúdenie kvality regulácie použijem ITAE kritérium, ktorého hodnoty vynesiem do závislosti na predlžovanej perióde vzorkovania. Na základe hodnôt ITAE kritéria sa pokúsím zistiť, či je takýmto spôsobom možné zlepšiť prechodný dej a nájsť vhodnú hodnotu predlženej periódy vzorkovania ako aj jej súvis s konštantami sústavy.

Rovnako ako použitá metóda návrhu konštánt regulátora je dôležitá aj štruktúra použitého regulátoru, najmä v súvislosti s potlačením prekmitu pri zmene žiadanej hodnoty. V práci sa zameriam na PID regulátorom s filtráciou derivačnej zložky a I-PD regulátor.

Na výpočet a simuláciu bude použitý program *Matlab* s jeho nadstavbou *Simulink*.

2. PID REGULÁTORY

Prvé aplikácie používania PID regulátorov sú známe už od v 20. storočí. V roku 1911 vytvoril Elmer Sperry automatický systém pre riadenie lodí. štruktúra PID regulácie ako ju dnes poznáme bola vytvorená až v roku 1922 Nicholasom Minorským. [10]

Elektrické riadenie sa začalo vyvíjať od roku 1930. Ich konštrukcia bola najprv vytvorená pomocou mechanických relé, neskôr boli použité elektrónky, ktoré vytlačili tranzistory a operačné zosilňovače. Táto regulácia bola spojitá. Dnes je už väčšina regulácií riešená diskkrétne s použitím mikropočítačov.

2.1 Spojitý PID regulátor

Základný model spojitého PID regulátora použitého v tejto práci je popísaný rovnicou (2.1).

$$u(t) = K \left(e(t) + \frac{1}{T_I} \int_0^t e(t) dt + T_D \frac{de(t)}{dt} \right) \quad (2.1)$$

Obraz PID regulátora získaný prevodom z časovej oblasti pomocou Laplaceovej transformácie je

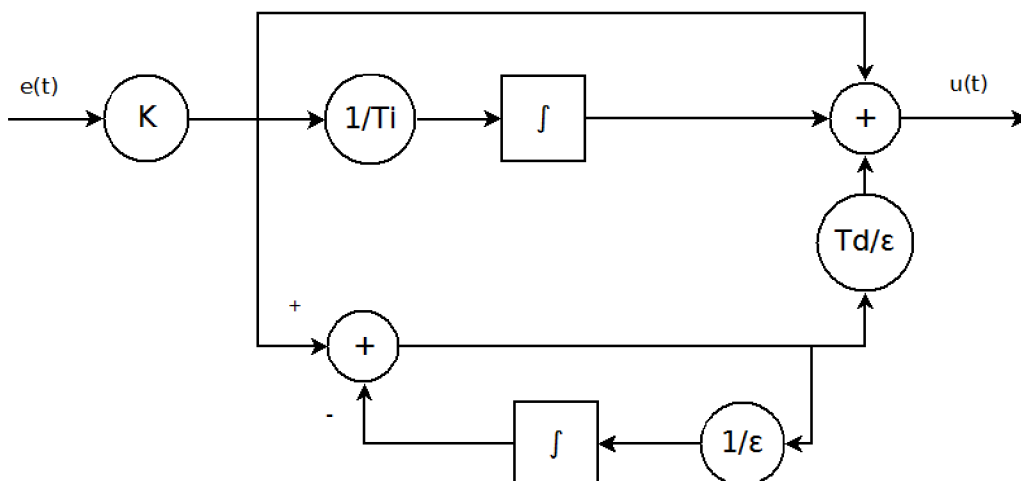
$$F_R(s) = K \left(1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s \right) \quad (2.2)$$

Takto zostavený regulátor je ale fyzikálne nerealizovateľný [1], preto sa do derivačnej zložky musí pridať realizačná konštanta ε . Takýto regulátor má prenos

$$F_R(s) = K \left(1 + \frac{1}{T_I s} + \frac{T_D s}{\varepsilon s + 1} \right) \quad (2.3)$$

a jeho modelovacia schéma je na obr. 1.

Takto zostavený model je však len úplný základ ktorého jednotlivé zložky sa zvyknú upravovať.



obr. 1: Modelovacia schéma PID regulátoru

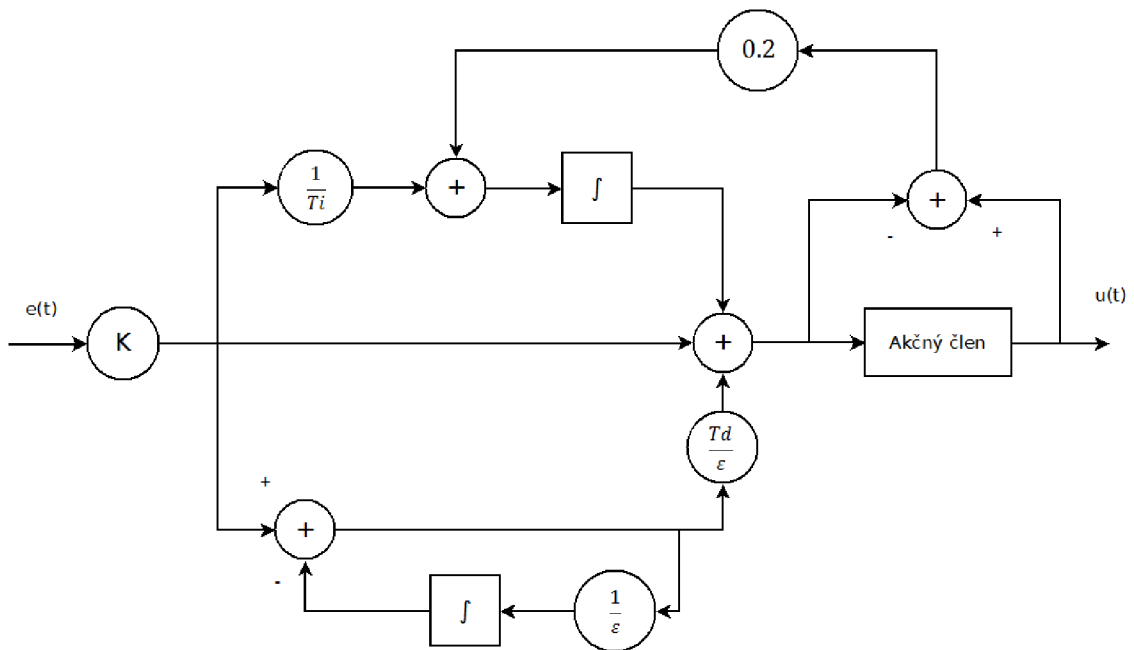
2.2 PID regulátor s filtráciou derivačnej zložky a obmedzením integračnej zložky

Derivačná zložka je výhodná v tom, že zlepšuje stabilitu a rýchlosť prechodného deja. Avšak pri výskyte šumu môže vo výsledku spôsobiť kmitavý prechodný dej a tým ho práve zhoršovať.

V tomto prípade môže pomôcť zmena realizačnej časovej konštanty ε , pretože časť $1/(\varepsilon s + 1)$ je zotrvačný článok, teda filter. Jej miernym zvýšením tak môžeme viac vyfiltrovať šum, ale jej výraznejšie zvyšovanie zhoršuje stabilitu systému. Preto je potrebné nájsť optimálnu hodnotu realizačnej časovej konštanty.

Rovnako ako zostaviť regulátor, aj na spôsob filtrácie derivačnej zložky je viacero metód. V [2] je použitá metóda, kde sa ε nahradí zlomkom T_D/N , kde N sa volí v intervale $\langle 3; 20 \rangle$.

Keďže zásah akčného člena regulátora býva v praxi obmedzený, môže dochádzať k rastu napätia na integrátore, ktoré začne klesať až pri zmene znamienka odchylky. Tu nastáva problém prebudenia integračnej zložky, pretože hodnota pre akčný člen síce klesá, no je stále vyššia ako hodnota odpovedajúca akčnému zásahu a akčný člen má na výstupe stále maximálnu hodnotu. Je viacero možností ako toto obmedzenie zrealizovať. Na obr. 2 je model PID regulátora s filtráciou derivačnej zložky a obmedzením integračnej zložky. Konštanta, ktorá násobí hodnotu rozdielového členu vstupujúcu do integračnej zložky určuje mieru obmedzenia integračnej zložky. Je potrebné ju experimentálne zistiť. Bude rozdielna pri časových konštantách regulovanej sústavy, ktoré budú rádovo v sekundách oproti sústavám ktoré budú rádovo napríklad v tisíckach sekúnd.



obr. 2: PID regulátor s obmedzením integračnej zložky a filtráciou derivačnej zložky

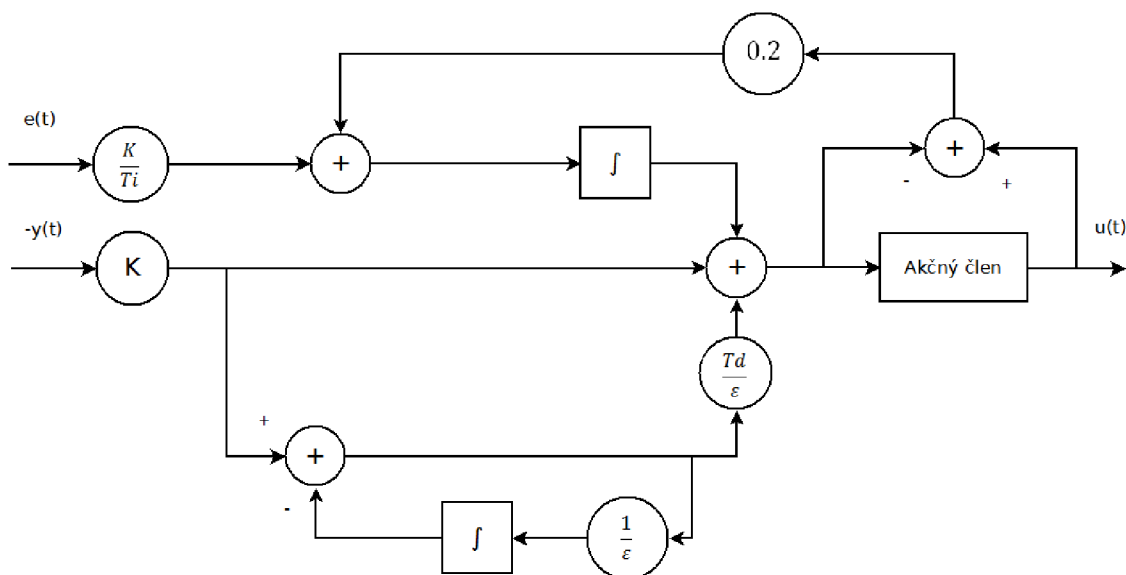
2.3 I-PD regulátor

Úpravou štruktúry regulátoru je možné meniť jeho chovanie. V prípade, že je potrebné potlačiť prechod, stačí zmeniť PID regulátor na I-PD regulátor s dvomi stupňami voľnosti.

Princíp tohto regulátoru spočíva v tom, že regulačná odchylka vstupuje len do integračnej zložky a do proporcionálnej a derivačnej vstupuje záporne vzatá regulovaná veličina. Je jasné, že menší prechod získame na úkor mierneho predĺženia doby prechodného deja. Akčný zásah takéhoto regulátoru sa vypočíta podľa rovnice

$$U_{I-PD}(s) = K \left(-Y(s) + \frac{1}{T_I s} E(s) - \frac{T_D s}{\epsilon s + 1} Y(s) \right) \quad (2.4)$$

a na obr. 3 je jeho modelovacia schéma aj s obmedzením integračnej zložky.

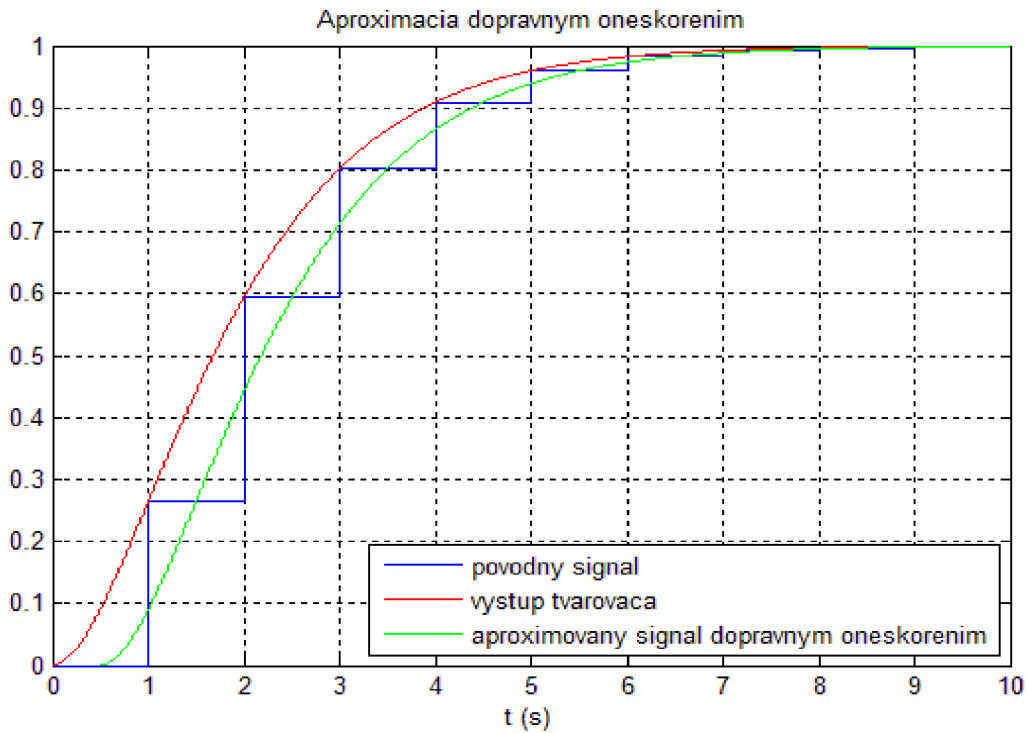


obr. 3: I-PD regulátor

2.4 Diskrétny PID a diskrétny I-PD regulátor

Ide o diskrétnu variantu spojitého PID a I-PD regulátora. Z toho vyplýva, že je snaha napodobniť vlastnosti spojitych regulátorov diskrétno, pretože v dnešnej dobe väčšinu regulátorov tvoria mikropočítače a tie sú diskrétno diskrétny.

Pre ich realizáciu je potrebný vzorkovač (A/D prevodník) a tvarovač (D/A prevodník). Je jasné, že takýto regulátor musí mať vzorkovaciu periódu T_{vz} . Pri použití vzorkovača a tvarovača vzniká na výstupe diskrétno regulátora oproti spojitému dopravné oneskorenie $T_{vz}/2$ znázornené na obr. 4, ktoré je potrebné zohľadniť pri návrhu parametrov regulátorov. V derivačnej zložke musia byť dostatočne potlačené všetky signály s vyššou frekvenciou, ako je frekvencia vzorkovania. Je možné použiť tzv. diskrétny ekvivalent. Prenos PSD regulátora s týmto typom filtrácie derivačnej zložky znázorňuje rovnica (2.5). Tento filter je však použiteľný len pre krátke periódy vzorkovania. Aby bola zaistená možnosť použitia celého rozsahu periód vzorkovania, použijeme ako filter invariantnú plochu derivačnej odozvy. [4] Takéto regulátory popisujú rovnice (2.6) a (2.7) a ich modely sú na obr. 5 a obr. 6.



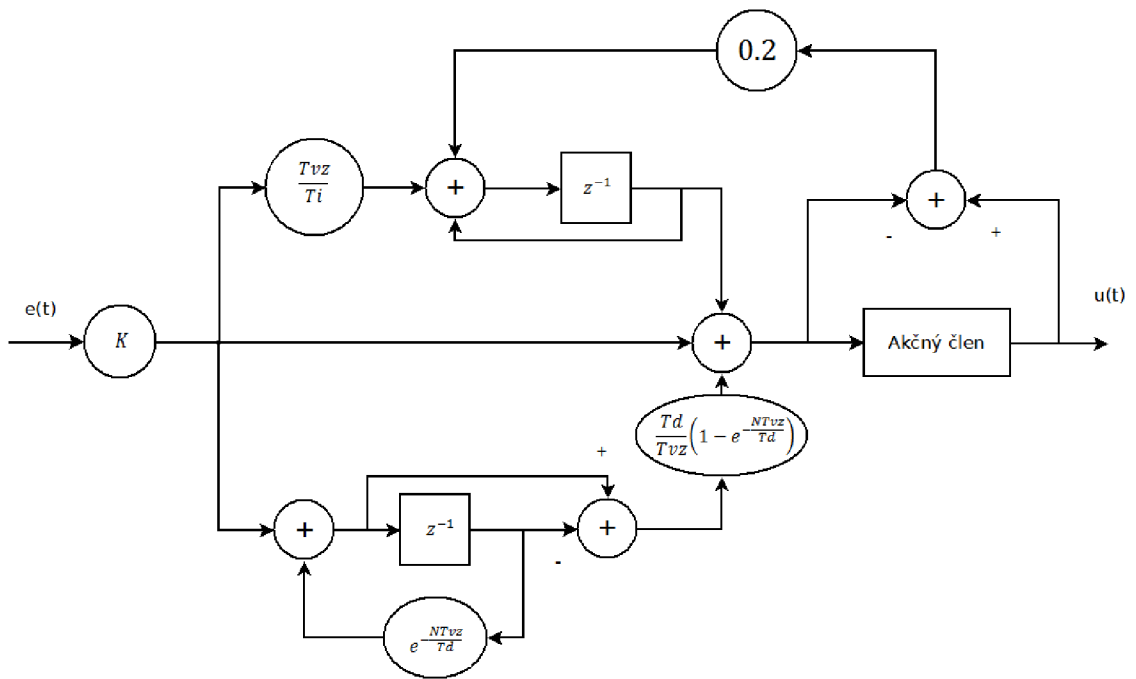
obr. 4: Vplyv vzorkovania

Matematické vyjadrenie v Z transformácii diskrétného PID regulátora je

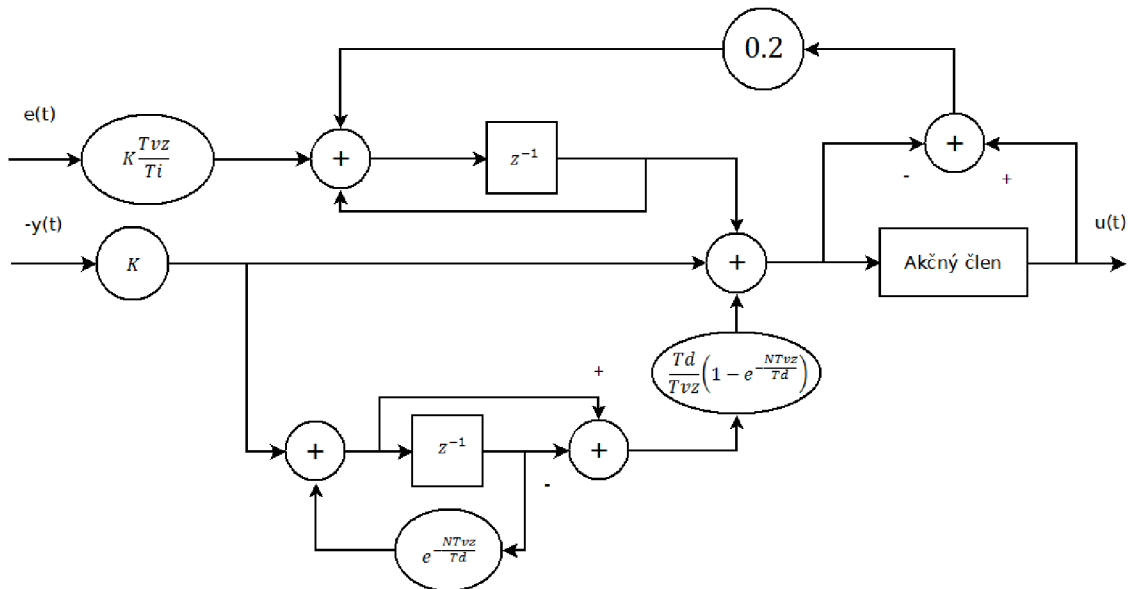
$$F_{PID}(z) = K \left(1 + \frac{T_{vz}}{T_I} \frac{z^{-1}}{1 - z^{-1}} + \frac{T_D}{T_{vz}} \left(1 - e^{-\frac{NT_{vz}}{T_D}} \right) \frac{1 - z^{-1}}{1 - e^{-\frac{NT_{vz}}{T_D}} z^{-1}} \right) \quad (2.6)$$

a diskrétného I-PD regulátora je

$$U_{I-PD}(z) = K \left(-Y(z) + \frac{T_{vz}}{T_I} \frac{z^{-1}}{1 - z^{-1}} E(z) - \frac{T_D}{T_{vz}} \left(1 - e^{-\frac{NT_{vz}}{T_D}} \right) \frac{1 - z^{-1}}{1 - e^{-\frac{NT_{vz}}{T_D}} z^{-1}} Y(z) \right) \quad (2.7)$$



obr. 5: diskretný PID regulátor s filtráciou derivačnej zložky



obr. 6: diskretný I-PD regulátor s filtráciou derivačnej zložky

3 METÓDY ZIEGLERA A NICHOLSA (Z-N)

Na nastavovanie parametrov regulátora je možné si vybrať z viacerých metód, no o žiadnej z nich sa nedá tvrdiť, že je tá najlepšia. Je potrebné mať na pamäti, že niekedy je potrebné rýchle dosiahnutie požadovanej hodnoty a na prekmitie až tak nezáleží, inde je potrebné vyregulovanie bez prekmitu hoci na úkor času. Jednou z nich je metóda Zieglera a Nicholosa.

Táto metóda je empirická a bola publikovaná v roku 1942 [3]. Existujú dve varianty nastavovania regulátorov touto metódou: Metóda otvoreného regulačného obvodu a metóda uzavretého regulačného obvodu.

V praxi je to veľmi používaná metóda práve pre svoju jednoduchosť ako základné nastavenie regulátora a následné doladenie. Jej výstup je blízky ideálnemu kvadratickému kritériu kvality regulácie. Výstup regulovanej sústavy reguluje na 3-4 viditeľné prekmity, čo je v praxi často požadované.

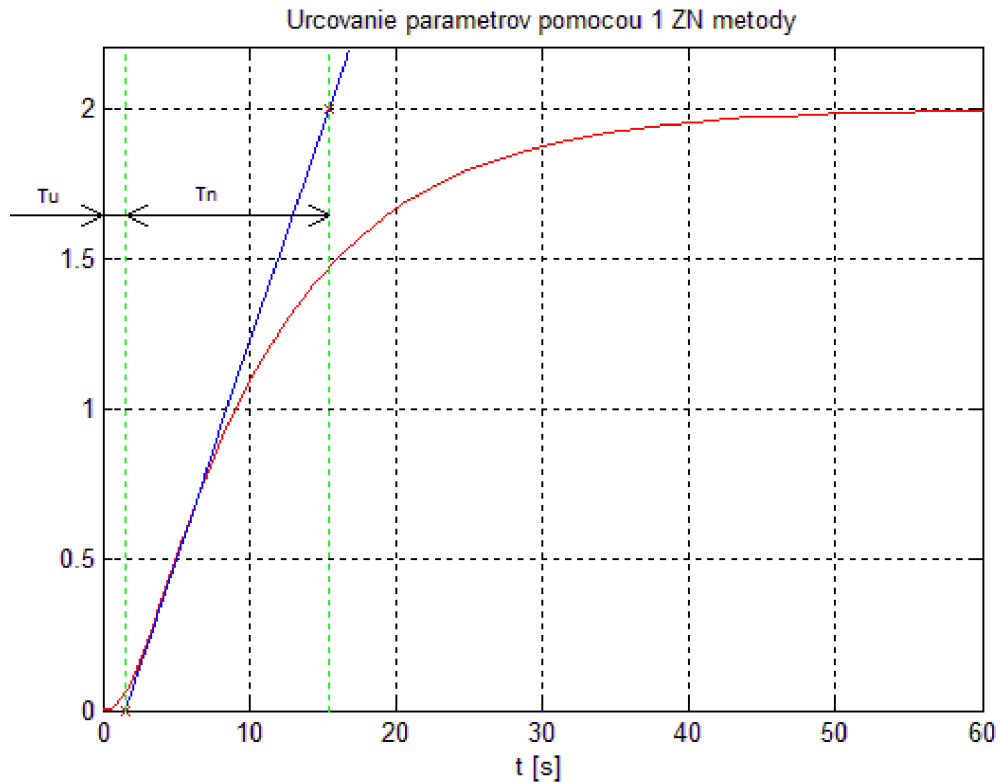
3.1 1. metóda (Z-N1)

Táto metóda sa tiež nazýva Metóda v časovej oblasti a je experimentálneho charakteru. Jej autorstvo sa pripisuje Zieglerovi, ktorý bol empirik. [9]

Spôsob určovania parametrov vychádza z prechodovej charakteristiky regulovanej sústavy. Je potrebné nájsť inflexný bod prechodovej charakteristiky a v ňom vytvoriť priamku, ako je nakreslené na obr. 7. Pomocou tejto priamky sa určia parametre doba prietahu T_U a doba nábehu T_N z ktorých sa pomocou (3.1) a (3.2) zistia kritické parametre.[7] Pomocou Tabuľka 1 sa vypočítajú parametre regulátora.

$$K_{krit} = \frac{\pi T_N}{2 T_U} + 1 \quad (3.1)$$

$$T_{krit} = 4T_U \quad (3.2)$$

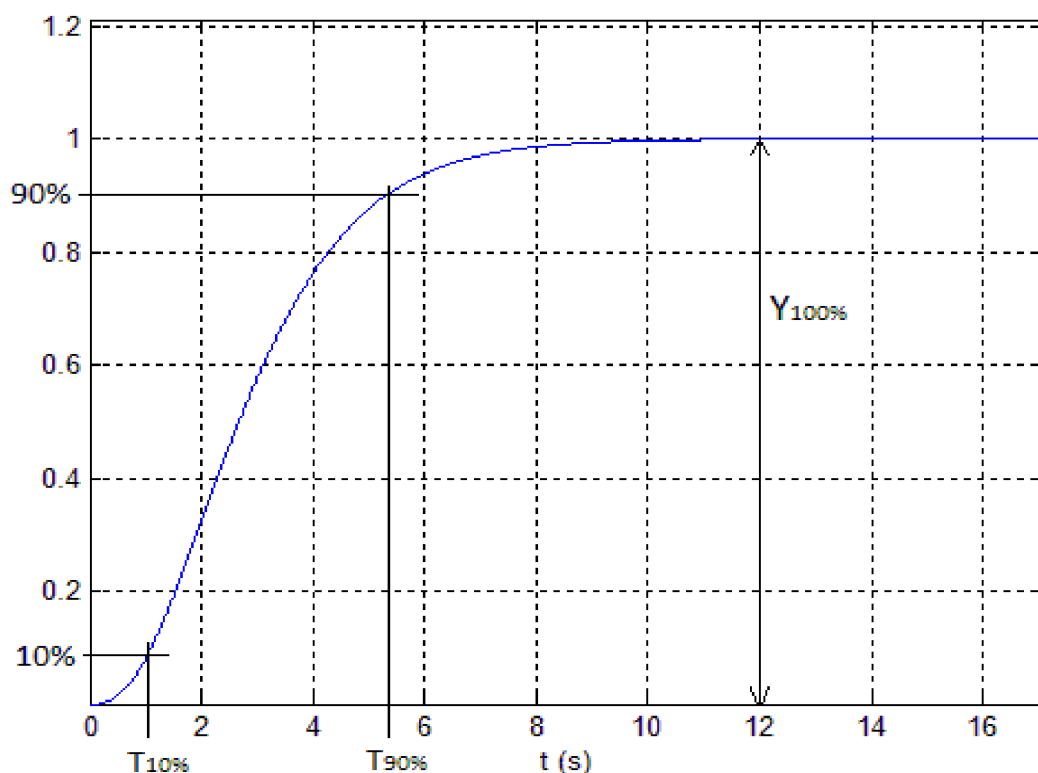


obr. 7: Zistenie parametrov T_u a T_n

Iný spôsob určovania kritických parametrov je uvedený v [11]. Je vhodná pre online návrh regulátora a spočíva v nájdení bodov $T_{10\%}$, $T_{90\%}$ a $Y_{100\%}$. Z nich je potrebné vypočítať približnú dobu preťahu podľa rovnice (3.3) a strmosť prechodovej charakteristiky pomocou rovnice (3.4). Postup získania jednotlivých parametrov je naznačený na obr. 8.

$$L = 0,8T_{10\%} \quad (3.3)$$

$$R = \frac{Y_{100\%}}{T_{90\%} - L} \quad (3.4)$$



obr. 8: Určenie parametrov pre návrh modifikovanou 1. metódou Z-N

Z hodnôt L a R už priamo vypočítame parametre regulátora podľa nasledujúcich rovníc:

$$K = \frac{0,8}{RL} \quad (3.5)$$

$$T_I = 3L \quad (3.6)$$

$$T_D = 0,5L \quad (3.7)$$

Nevýhodou tejto metódy je, že určenie kritických parametrov je len. Na druhú stranu je jednoduchšie a hlavne bezpečnejšie zmerať prechodovú charakteristiku ako priviesť obvod na medzu stability ako v druhej metóde.

3.2 2. metóda (Z-N2)

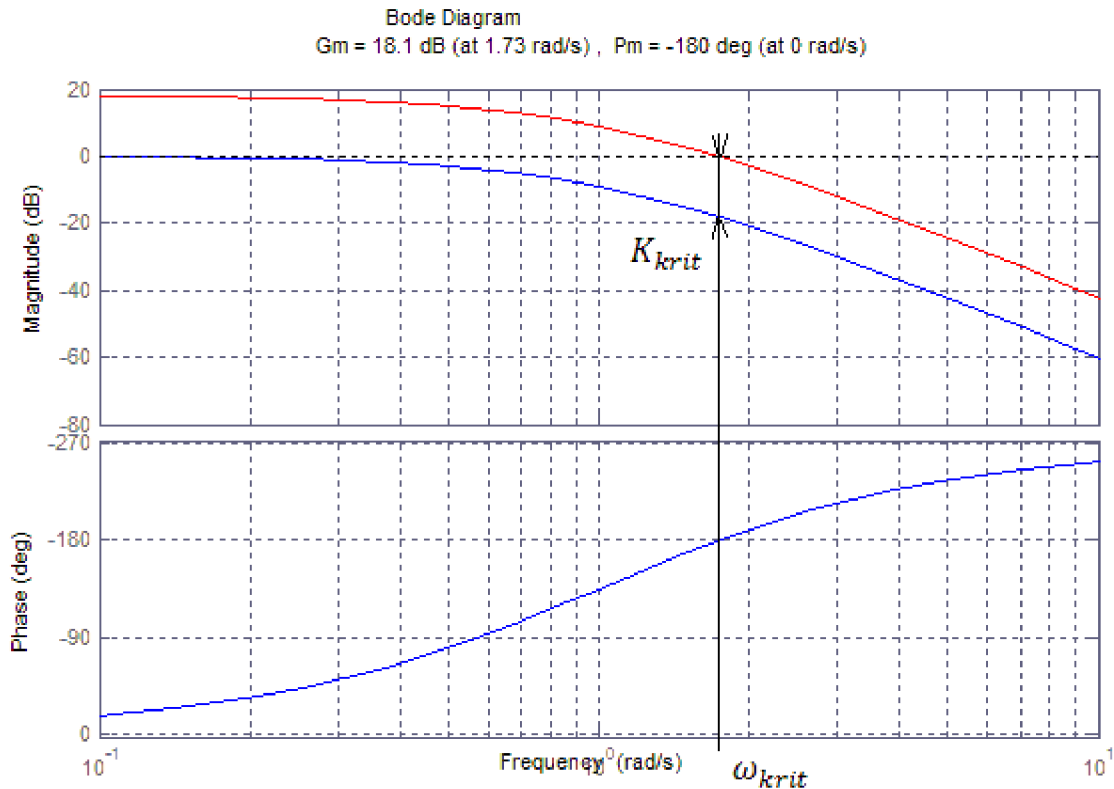
Nazýva sa tiež frekvenčná metóda. Za autora je považovaný Nichols, ktorý bol matematik a tiež neskôr matematicky overil obe metódy. [9]

Určenie parametrov regulátora spočíva v privedení regulovanej sústavy na medzu stability pomocou P zložky regulátora, pri čom sa zložky I a D z regulátora vyradia. Zosilnenie pri medzi stability nazývame kritické zosilnenie K_{krit} . Na medzi stability výstup regulovanej sústavy periodicky kmitá a perióda týchto kmitov sa nazýva kritická perióda T_{krit} . Pomocou kritických parametrov a Tabuľka 1 sa určia konštanty regulátora.

Existujú rôzne modifikácie tejto metódy. Rovnako treba určiť kritické parametre sústavy, tie sa však prenášobia inými konštantami. V Tabuľka 2 je modifikácia Z-N metódy pre potlačenie kmitania.

Hlavnou nevýhodou tejto metódy je práve podmienka, že sa sústava musí dostať na medzu stability. Preto musí byť sústava najmenej tretieho rádu, alebo musí mať dopravné oneskorenie. Taktiež dostať sústavu na medzu stability je náročné a hlavne je to veľa krát nežiadúce a riskantné.

V prípade, že máme k dispozícii model sústavy, dajú sa z neho kritické parametre zistiť napríklad pomocou frekvenčných charakteristík. Miesto, v ktorom má fázová charakteristika hodnotu -180° je kritická frekvencia, z ktorej sa určí kritická perióda. Následne je potrebné pridať zosilnenie ktoré zaistí, že amplitúdová charakteristika bude pretínať nulovú os v mieste kritickej frekvencie. Hodnota navýšeného zosilnenia je potom hľadané kritické zosilnenie. Situácia je znázornená na obr. 9. Tu je ale problém v tom, že model sústavy a reálna sústava sa môžu líšiť.



obr. 9: Určenie kritických parametrov z frekvenčných charakteristík

Tabuľka 1: Nastavenie parametrov regulátora pomocou metódy Ziegler Nichols

Regulátor	K_R	T_I	T_D
P	$0,5 * K_{krit}$	-	-
PI	$0,45 * K_{krit}$	$0,85 * T_{krit}$	-
PID	$0,6 * K_{krit}$	$0,5 * T_{krit}$	$0,125 * T_{krit}$

Tabuľka 2: Modifikácia metódy Z-N na obmedzenie kmitania

Regulátor	K_R	T_I	T_D
P	$0,25 * K_{krit}$	-	-
PI	$0,2 * K_{krit}$	T_{krit}	-
PID	$0,3 * K_{krit}$	T_{krit}	$0,125 * T_{krit}$

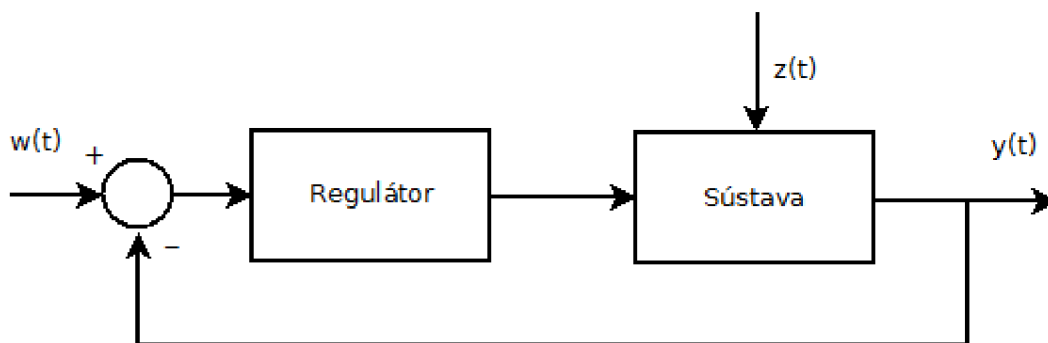
3.3 Zlyhávanie metódy Z-N

Ako už bolo spomenuté, metódou Z-N nie je možné nastaviť parametre pre sústavy nižšieho ako 3 rádu. Ale aj pri sústave vyššieho rádu môže táto metóda návrhu regulátora zlyhať. V prípade, keď je pomer medzi tromi najvyššími časovými konštantami väčší ako 10. [4] Pri znižovaní zosilnenia je paradoxne menšia zásoba stability vo fáze. To zapríčinila práve malá časová konštanta nasledujúca po predchádzajúcej niekoľkonásobne väčšej časovej konštante.

Táto situácia sa dá vyriešiť pridaním dopravného oneskorenia. Keďže v dnešnej dobe sú regulátory realizované hlavne diskkrétne, pri vzorkovaní samotnom vzniká dopravné oneskorenie veľké polovicu vzorkovacej periódy. Umelým predĺžením periódy vzorkovania pri určovaní parametrov regulátora je možné navrhnúť vhodnejší regulátor. Je ale potrebné nájsť vhodnú predĺženú periódu vzorkovania pre nastavenie parametrov regulátora.

4 NASTAVENIE PARAMETROV REGULÁTORA

V tejto časti práce budú nastavované parametre regulátorov na sústavy 1-5 z [8]. Ide o typické sústavy na overovanie nastavenia parametrov regulátorov. Pre každý prípad regulovanej sústavy budú vypočítané nastavenia parametrov regulátora a odsimulovaný prechodný dej a vplyv poruchy pre obe metódy Zieglera a Nicholosa a ich modifikácie s PID a I-PD regulátorom. Simuláciou bude zistená prechodová charakteristika regulovanej sústavy z ktorej zistím čas, pri ktorom má výstup regulovanej sústavy hodnotu 95% zo žiadanej hodnoty T_{95} . Períodu vzorkovania zvolím ako $T_{95}/150$. Akčný zásah je obmedzený na interval $\langle -10;10 \rangle$. Navrhnutý regulátor bude regulovať sústavu podľa obr. 10. Porucha pôsobí na člen regulovanej sústavy s najmenšou časovou konštantou.



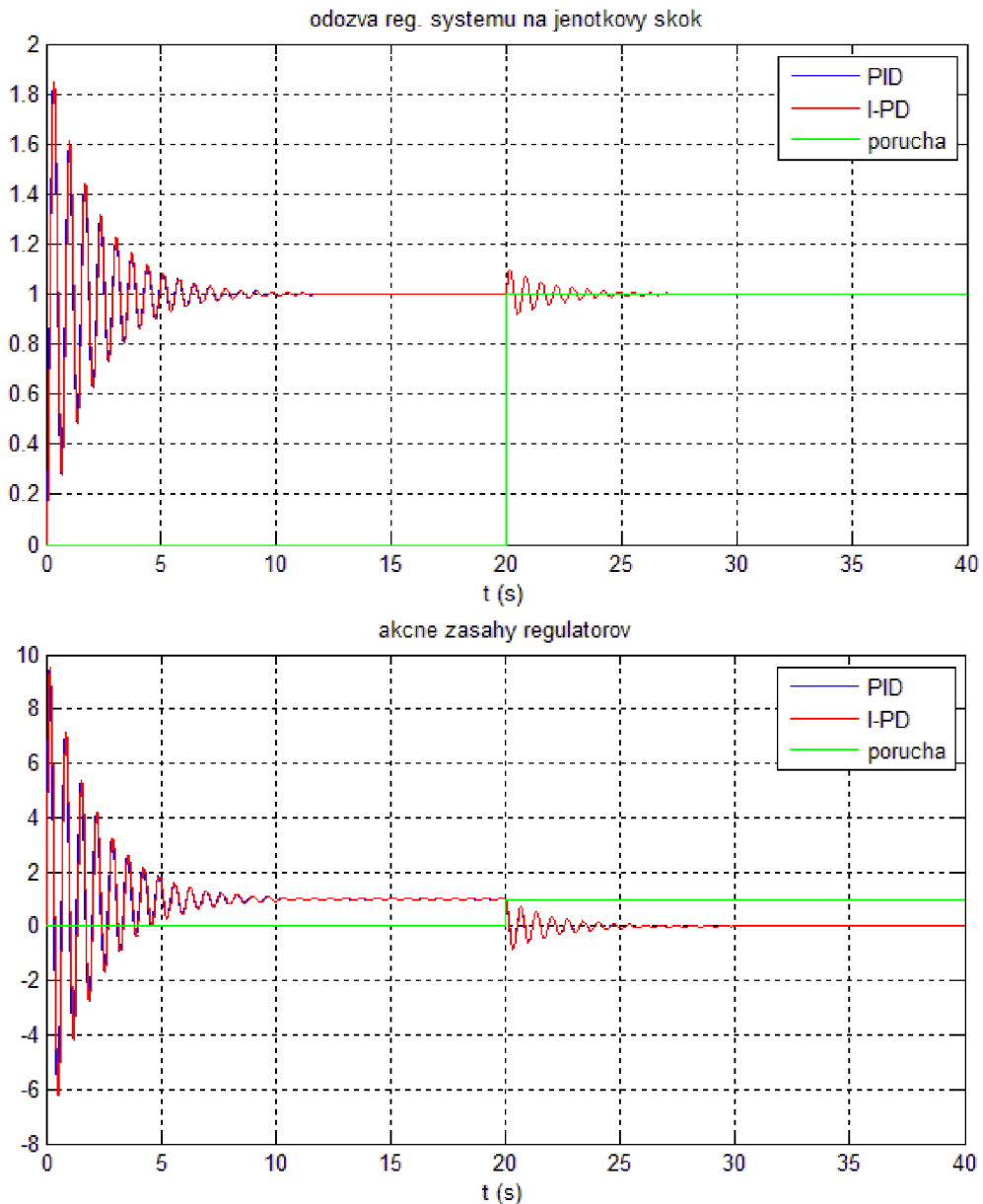
obr. 10: Regulačný obvod

4.1 Systém s viacnásobným pólom

$$F_S(s) = \frac{1}{(s+1)^n} \quad (4.1)$$

Pre $n=1$ ide o systém prvého rádu a teda nie je možné tento systém priviesť na medzu stability. Keďže je ale regulácia tvorená diskretným regulátorom, je potrebné do návrhu započítať aj dopravné oneskorenie spôsobené vzorkovaním. Vďaka nemu je možné navrhnuť parametre regulátora aj pre systém prvého rádu.

Pri nastavení pomocou pôvodnej prvej metódy je regulátor nastavený na parametre $K = 1,69$, $T_i = 0,02$ a $T_d = 0,005$. Prechodný dej s akčnými zásahmi s takto nastavenými regulátormi je na obr. 11.

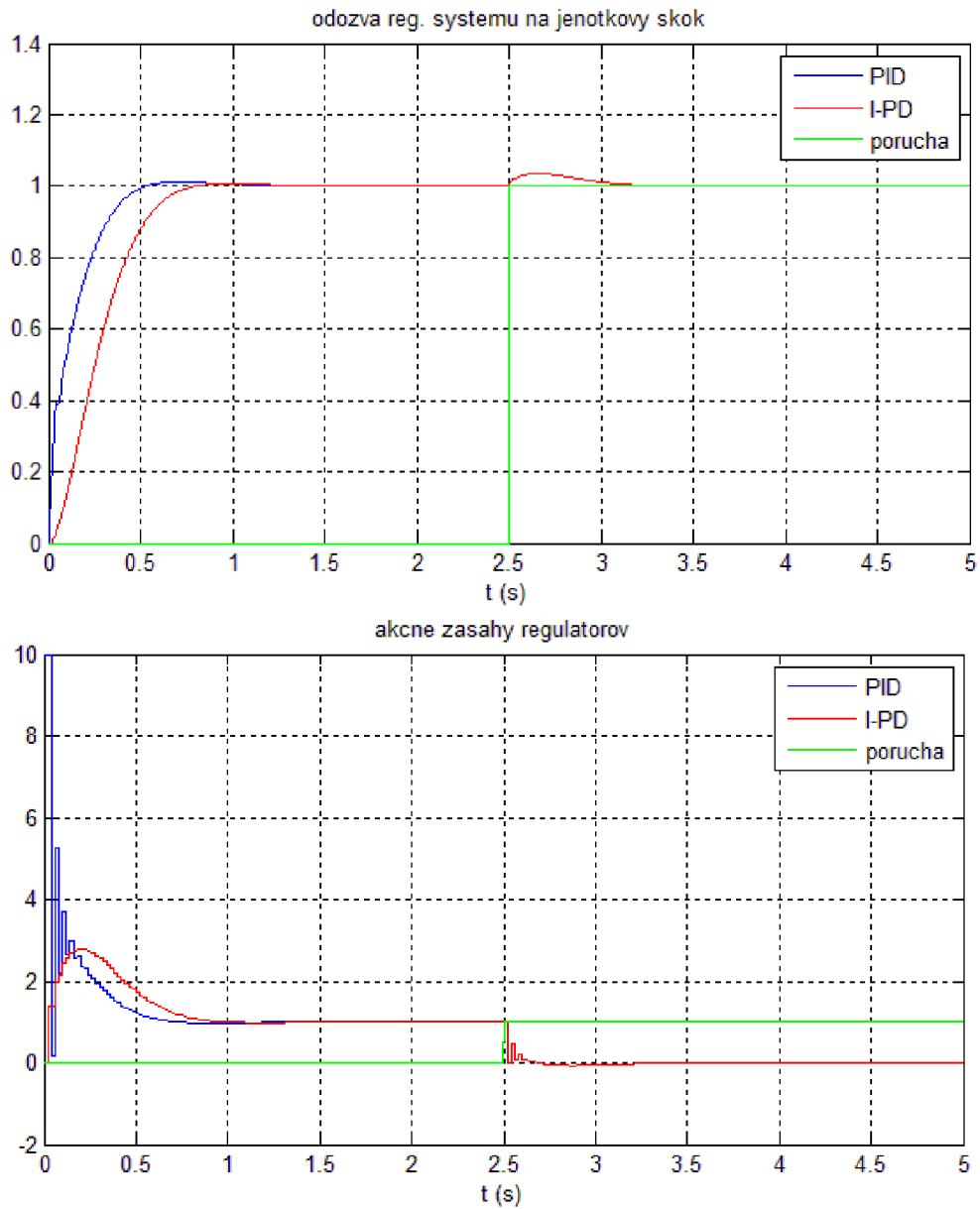


obr. 11: Prechodová charakteristika a akčné zásahy systému $Fs(s) = \frac{1}{s+1}$ s regulátorom nastaveným pôvodnou Z-N1

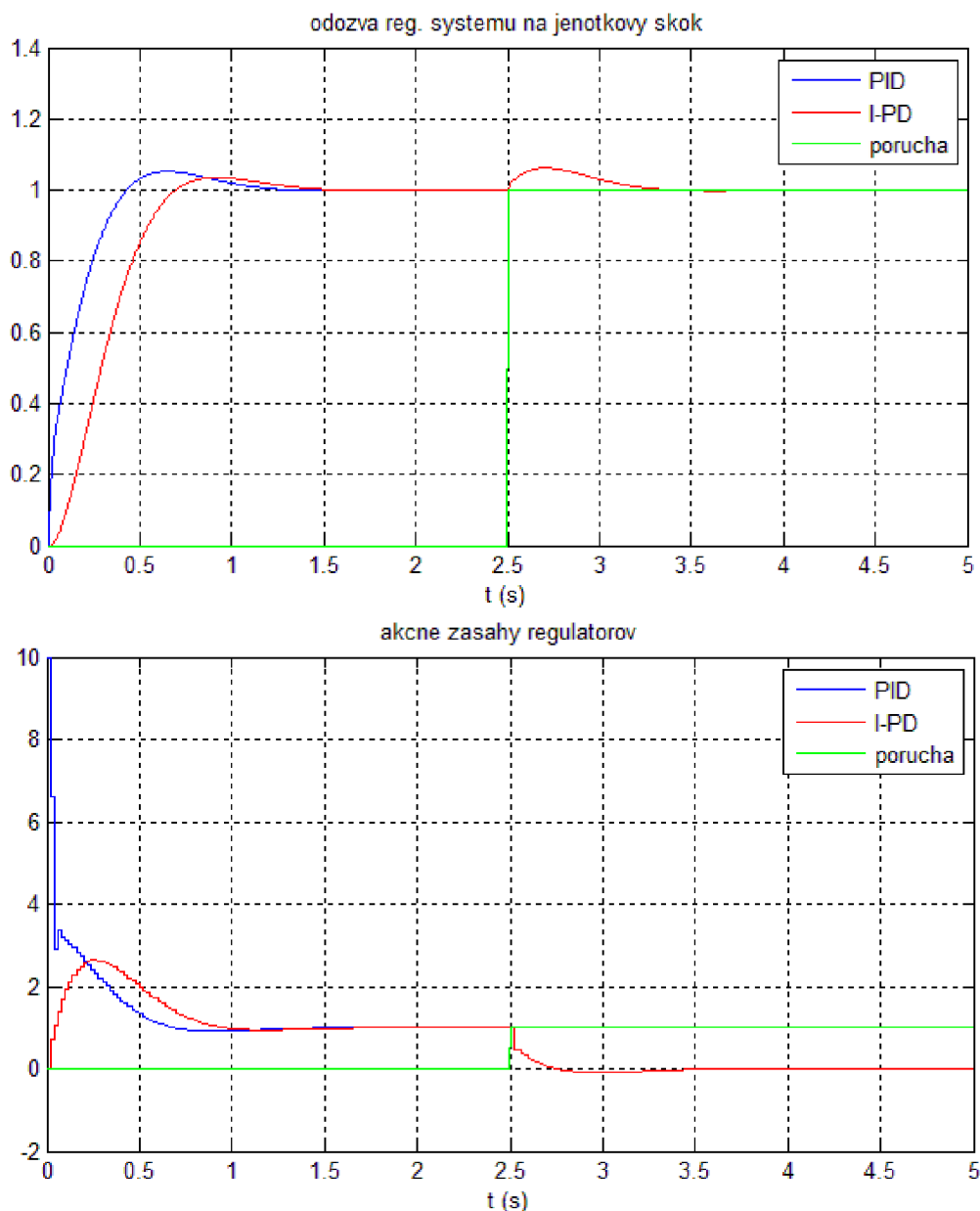
Je zrejmé, že regulačný dej je príliš kmitavý a pomalý. Spôsobila to najmä krátka integračná časová konštanta v kombinácii s malým zosilnením.

Ak by sme nastavovali regulátory pomocou upraveného spôsobu zisťovania kritických parametrov pomocou prvej metódy Z-N, parametre budú $K=18,98$, $Ti=0,275$ a $Td=0,046$ a prechodová charakteristika je na obr. 12. Je vidieť, že takto nastavené parametre sú použiteľnejšie, avšak hodnota zosilnenia je relatívne vysoká. Pásmo proporcionality je v tomto prípade len 5,27% čo znamená, že pri ručnom ovládaní dosiahneme maximálneho akčného zásahu pri hodnote nastavovacieho člena 5,27% z jeho celkového rozsahu. Ak by sme teda z tohto dôvodu zvolili maximálnu hodnotu zosilnenia 10, pásmo proporcionality bude 10%. Pre dôvod ručného ovládania je

potrebné mať aj minimálne zosilnenie s hodnotou 1. Ak by bolo zosilnenie menšie, pri ručnom ovládaní by sme nedokázali nastaviť regulátor na plný akčný zásah.



obr. 12: Prechodová charakteristika a akčné zásahy systému $Fs(s) = \frac{1}{s+1}$ s regulátorom nastaveným modifikovanou Z-N1 bez obmedzenia maximálneho zosilnenia

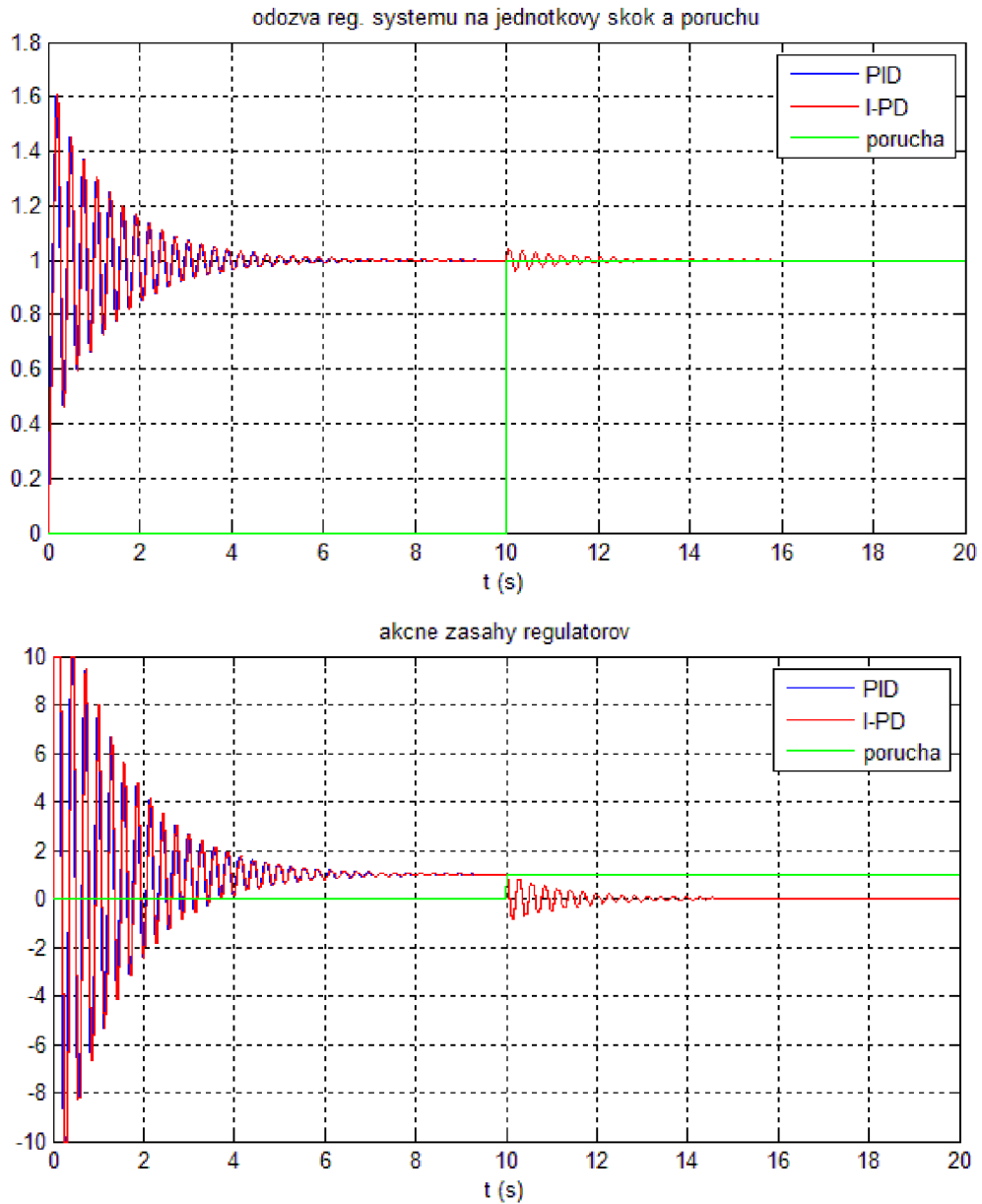


obr. 13: Prechodová charakteristika a akčné zásahy systému $Fs(s) = \frac{1}{s+1}$ s regulátorom nastaveným modifikovanou Z-N1 s obmedzením maximálneho zosilnenia

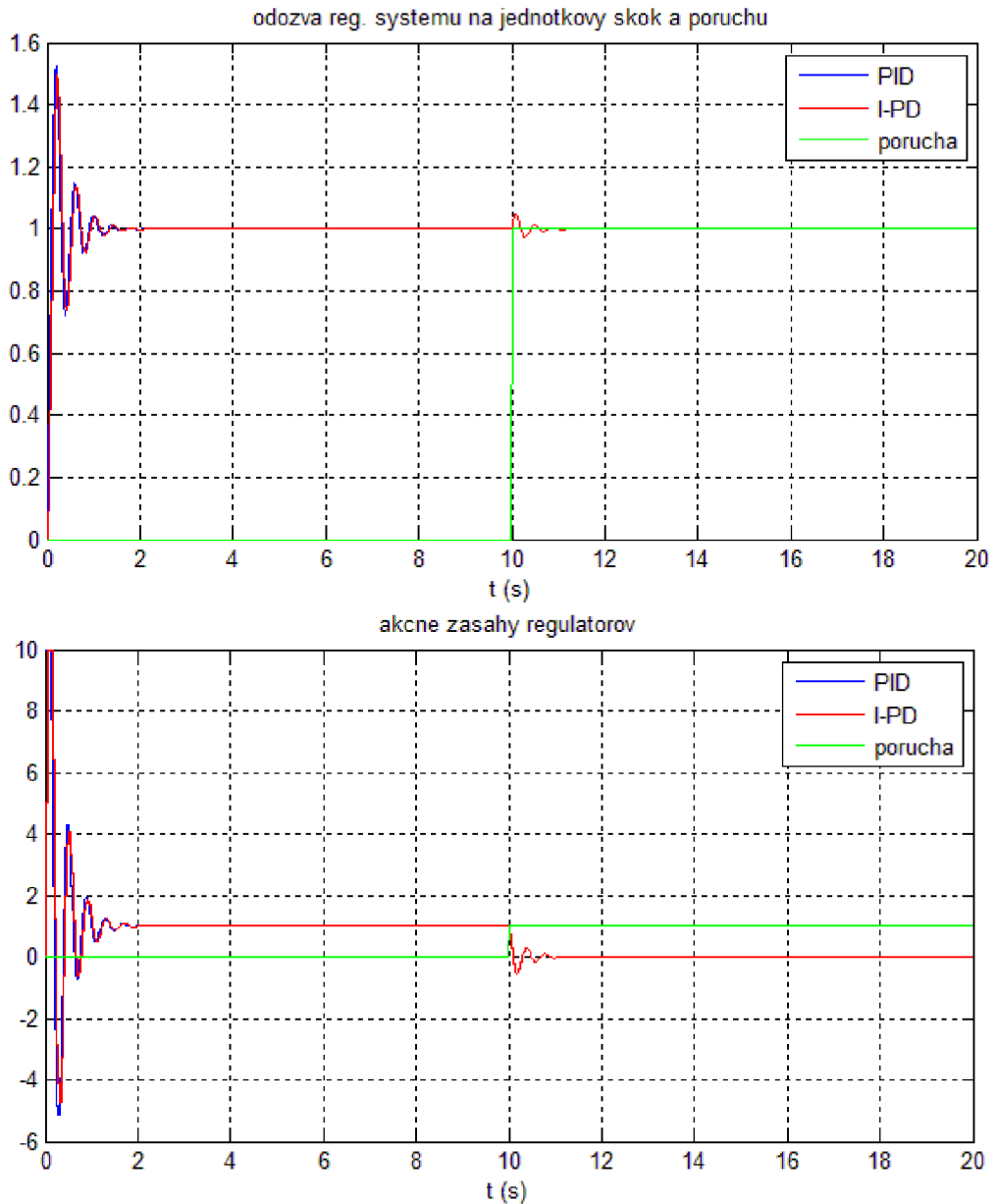
Pri porovnaní charakteristík zo stavu pred obmedzením zosilnenia, ktoré bolo takmer 2 krát väčšie môžeme pozorovať mierny prekmít a približne 2 krát dlhšiu dobu regulácie pri zmene žiadanej hodnoty.

Aby boli skúmané regulátory, ktoré by sa dali v praxi použiť, bude preto pri zvyšných návrhoch zahrnuté aj obmedzenia maximálneho a minimálneho zosilnenia na hodnoty $K_{max} = 10$ a $K_{min} = 1$.

V prípade pôvodnej druhej Z-N metódy vychádza prechodný dej tiež veľmi kmitavý, je to však spôsobené najmä obmedzením maximálneho zosilnenia na hodnotu 10. Integročná časová konštanta je veľká 0,02s a derivačná je 0,005s čo podporuje kmitavý charakter.



obr. 14: Prechodová charakteristika a akčné zásahy systému $Fs(s) = \frac{1}{s+1}$ s regulátorom nastaveným originálnou Z-N2



obr. 15: Prechodová charakteristika a akčné zásahy systému $F_S(s) = \frac{1}{s+1}$ s regulátorom nastaveným modifikovanou Z-N2

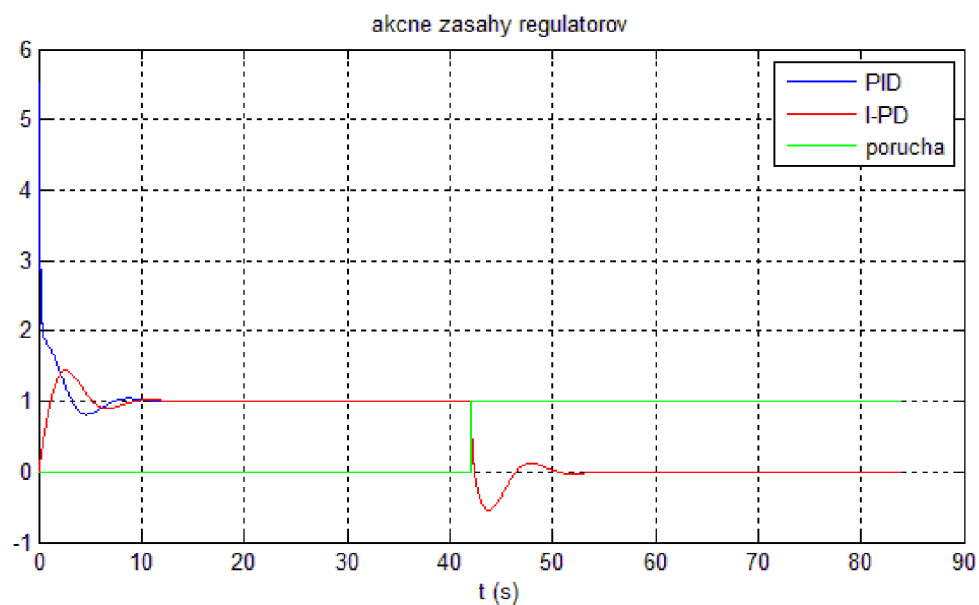
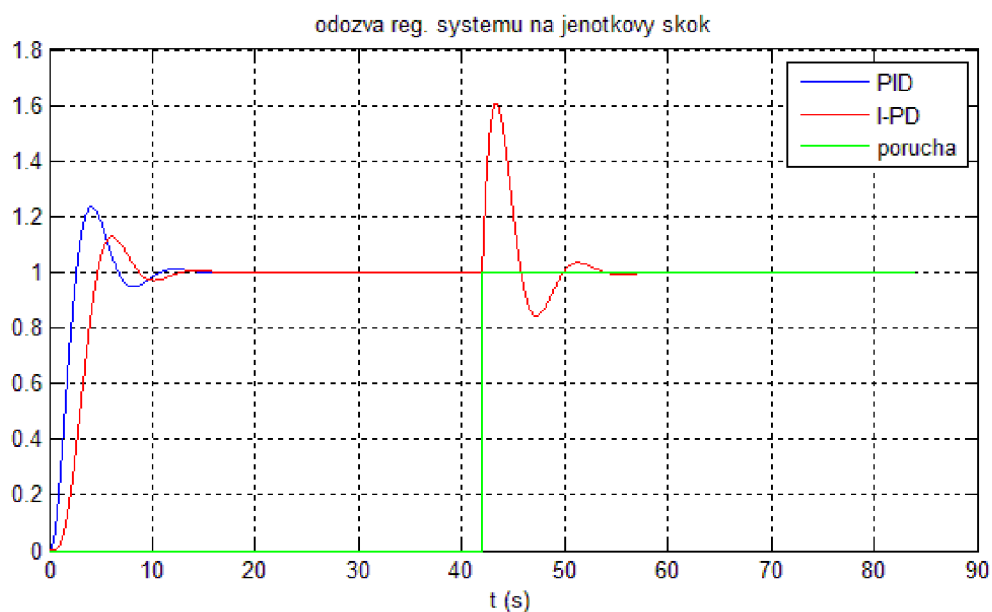
Ak by sme použili upravené nastavenie pre potlačenie prekmitu, zmení sa len veľkosť integračnej časovej konštanty na 0,04s. Už takáto malá zmena v nastavení dokáže znížiť prekmit ale v tomto prípade značne zrýchliť prechodný dej.

Je ale potrebné mať na pamäti že sústavy prvého rádu sú všeobecne obtiažne regulovateľné. Preto zvolíme $n = 3$.

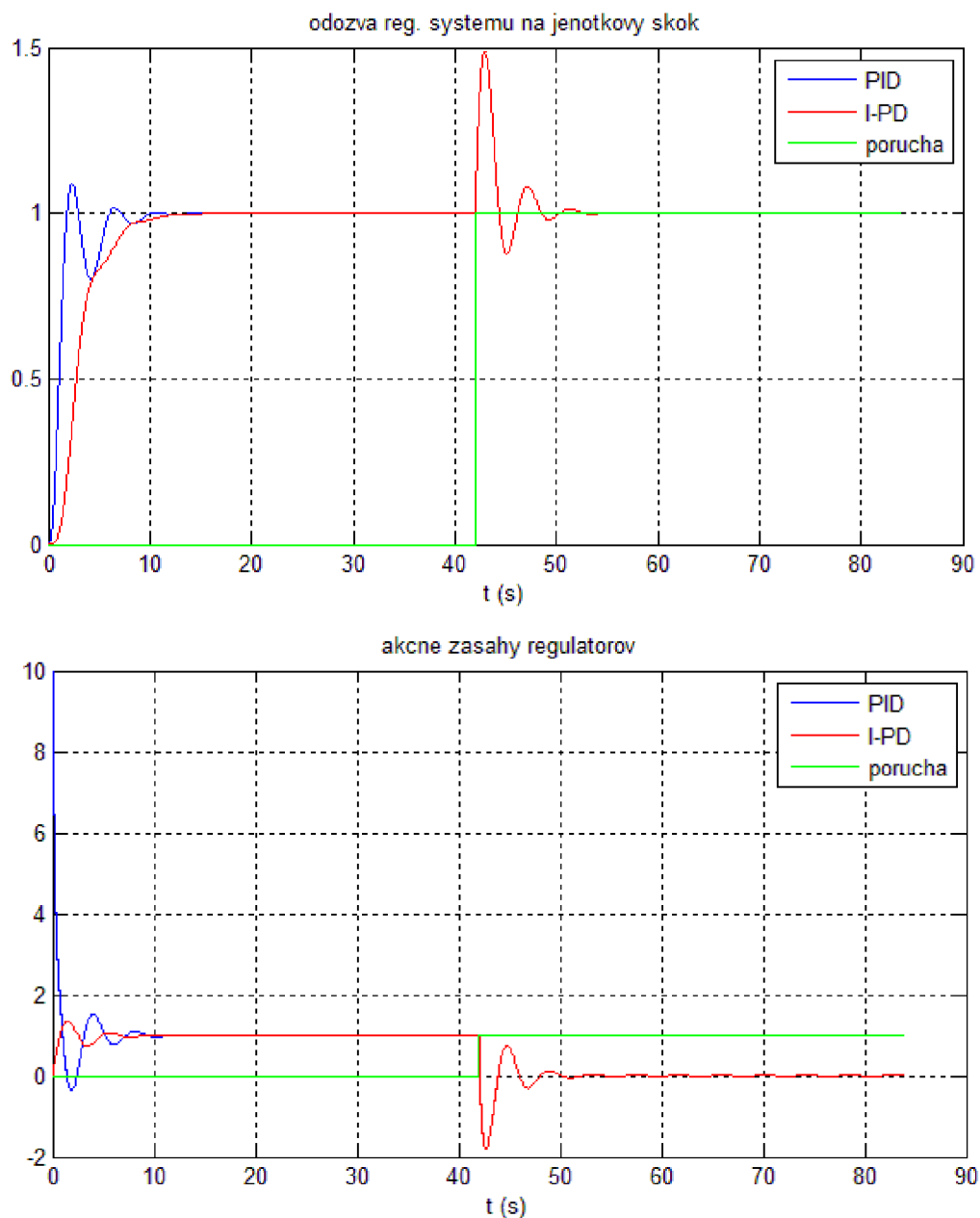
Rozdielne nastavené parametre regulátorov pre obe metódy a ich modifikácie sú zobrazené v Tabuľka 3.

Tabuľka 3: Parametre regulátorov nastavených na systém $F_S(s) = \frac{1}{(s+1)^3}$

Metóda	K	Ti	Td
1. pôvodná	1,54	1,65	0,41
1. modifikovaná	3,96	2,69	0,45
2. pôvodná	4,52	1,86	0,47
2. modifikovaná	2,26	3,73	0,47

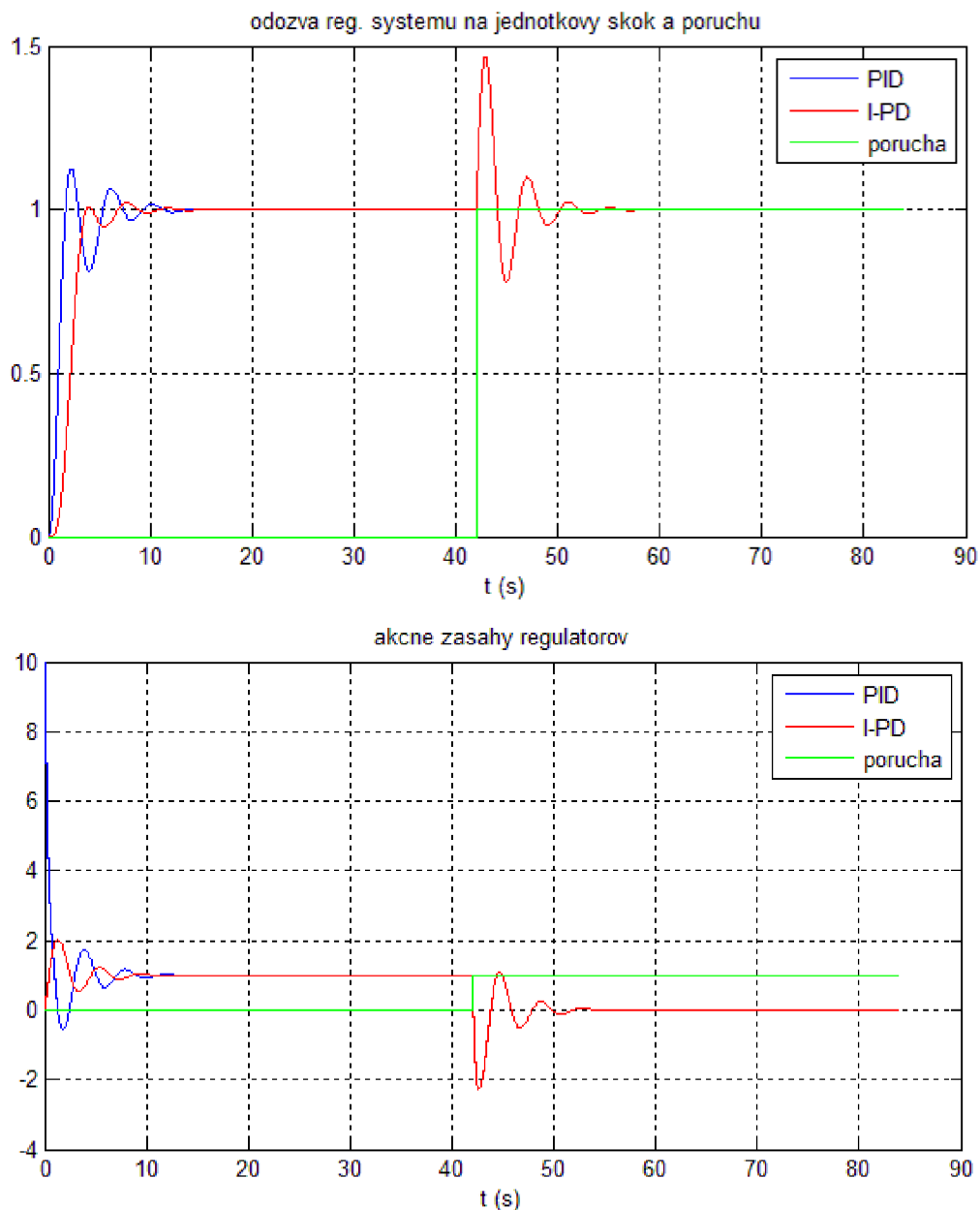


obr. 16: Prechodová charakteristika a akčné zásahy systému $F_S(s) = \frac{1}{(s+1)^3}$ s regulátorom nastaveným pôvodnou Z-N1



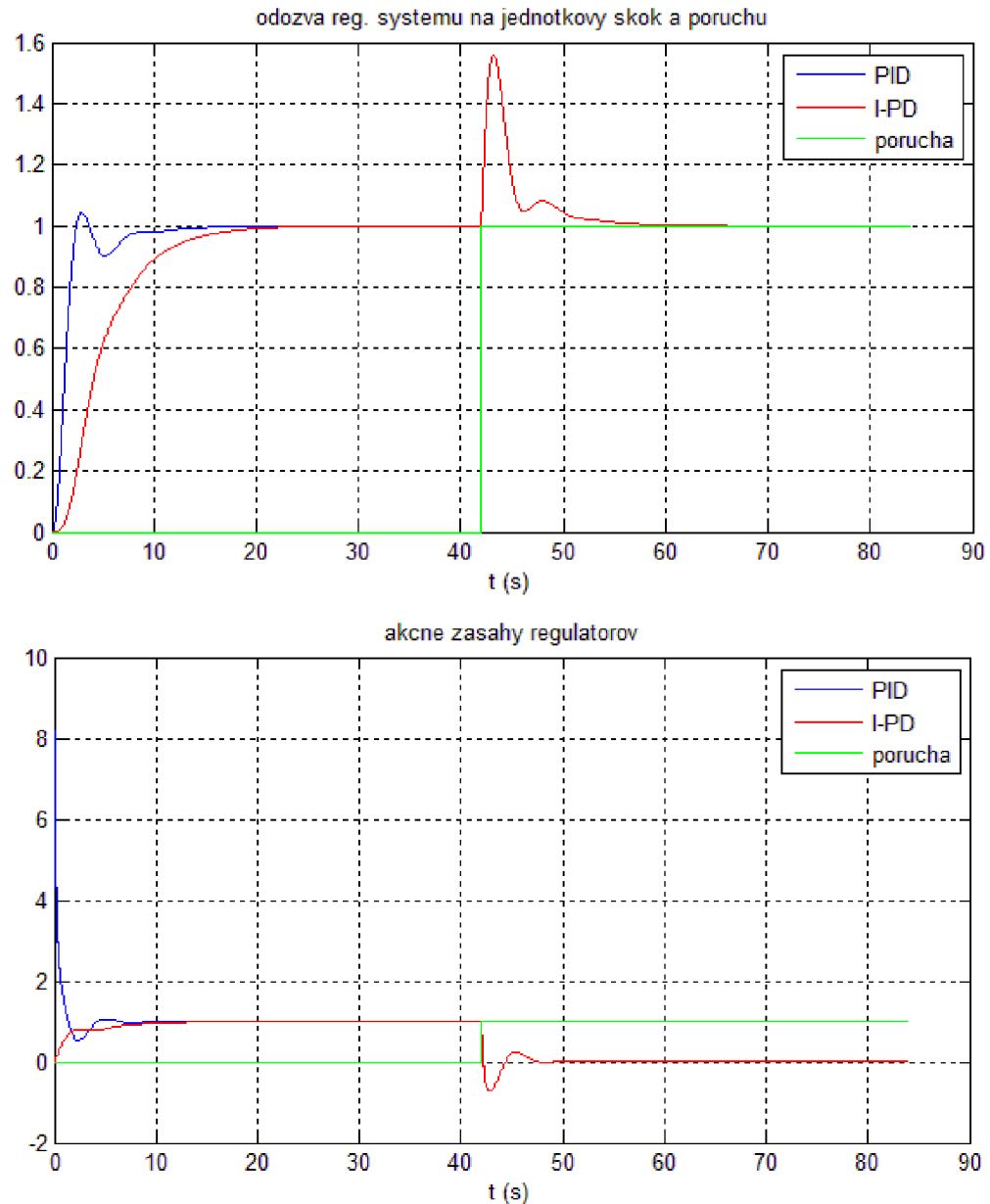
obr. 17: Prechodová charakteristika a akčné zásahy systému $F_S(s) = \frac{1}{(s+1)^3}$ s regulátorom nastaveným modifikovanou Z-N1

System 3. rádu by mal byť ideálny na nastavenie parametrov pomocou metódy Z-N. Ak porovnáme prvú originálnu metódu s jej modifikovanou verziou, môžeme nájsť rozdiel najmä vo výške prekmitu, ktorý je pri originálnej metóde vyšší ako pri modifikovanej. Taktiež, ako už bolo spomínané, metóda Z-N reguluje systém na 3 – 4 viditeľné prekmity, ktoré pri originálnej metóde nie sú a pri modifikovanej sú len 2. Príčina je podobná ako pri systéme prvého rádu. Nižšia integračná konštanta ale najmä nižšie zosilnenie.



obr. 18: Prechodová charakteristika a akčné zásahy systému $F_S(s) = \frac{1}{(s+1)^3}$ s regulátorom nastaveným originálnou Z-N2

V prípade originálnej metódy Z-N2 je presne potvrdený predpoklad o troch viditeľných prekmitoch. Problém pri predchádzajúcej metóde spočíva teda v nesprávnom odhadnutí kritických parametrov z prechodovej charakteristiky.



obr. 19: Prechodová charakteristika a akčné zásahy systému $F_S(s) = \frac{1}{(s+1)^3}$ s regulátorom nastaveným modifikovanou Z-N2

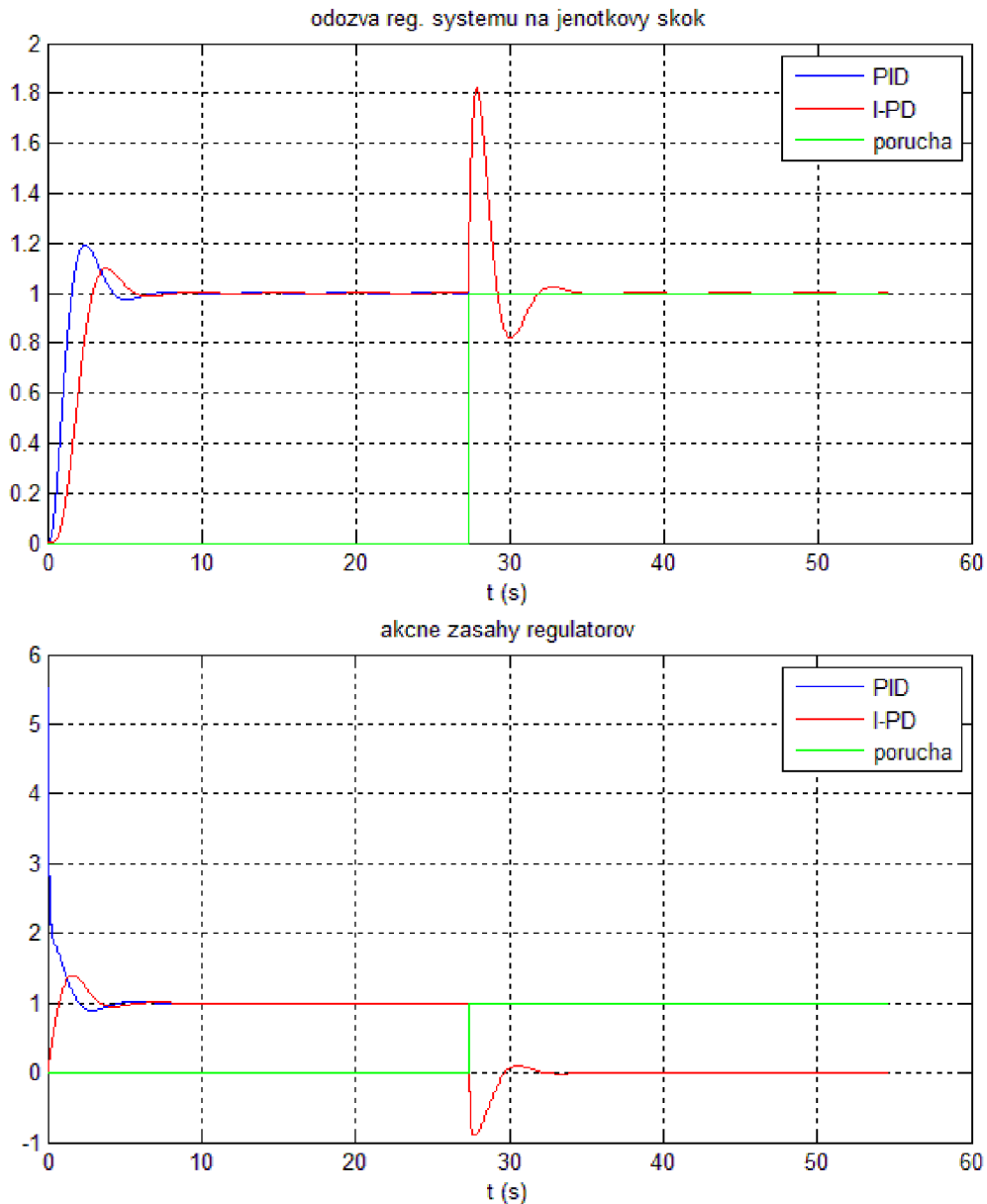
Pri upravenej metóde Z-N2 na potlačenie kmitania je sústava podľa očakávaní viac utlmená.

Je možno vidieť, že oproti prvému rádu tu už medzi použitím jednotlivých metód tak výrazné zmeny nenasávajú. Z nastavených hodnôt a rovnako aj z priebehov je zrejmé, že k nastaveniu pomocou 2. originálnej metódy sa viac blíži modifikovaná prvá metóda ako jej pôvodná verzia.

4.2 Systém 4. rádu

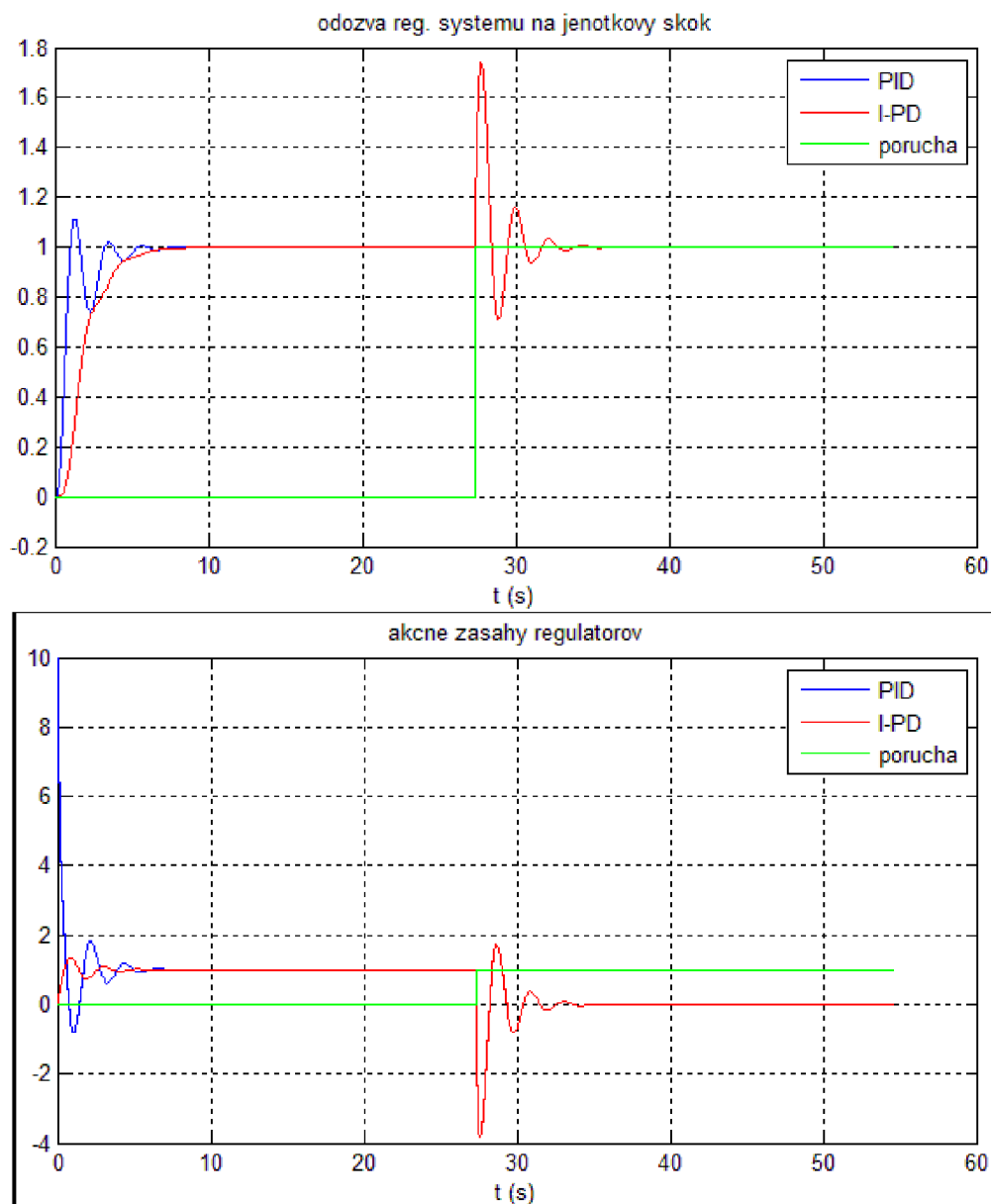
$$F_S(s) = \frac{1}{(s+1)(0,5s+1)(0,25s+1)(0,125s+1)} \quad (4.2)$$

Ide o rovnaký pomer medzi susednými časovými konštantami. V tomto prípade je pomer 2. Problém môže nastať ako už bolo spomínané, keď je pomer väčší ako 10. Tento problém bude riešený neskôr.



obr. 20: Prechodová charakteristika a akčné zásahy systému $F_S(s) = \frac{1}{(s+1)(0,5s+1)(0,25s+1)(0,125s+1)}$ s regulátorom nastaveným pôvodnou Z-N1

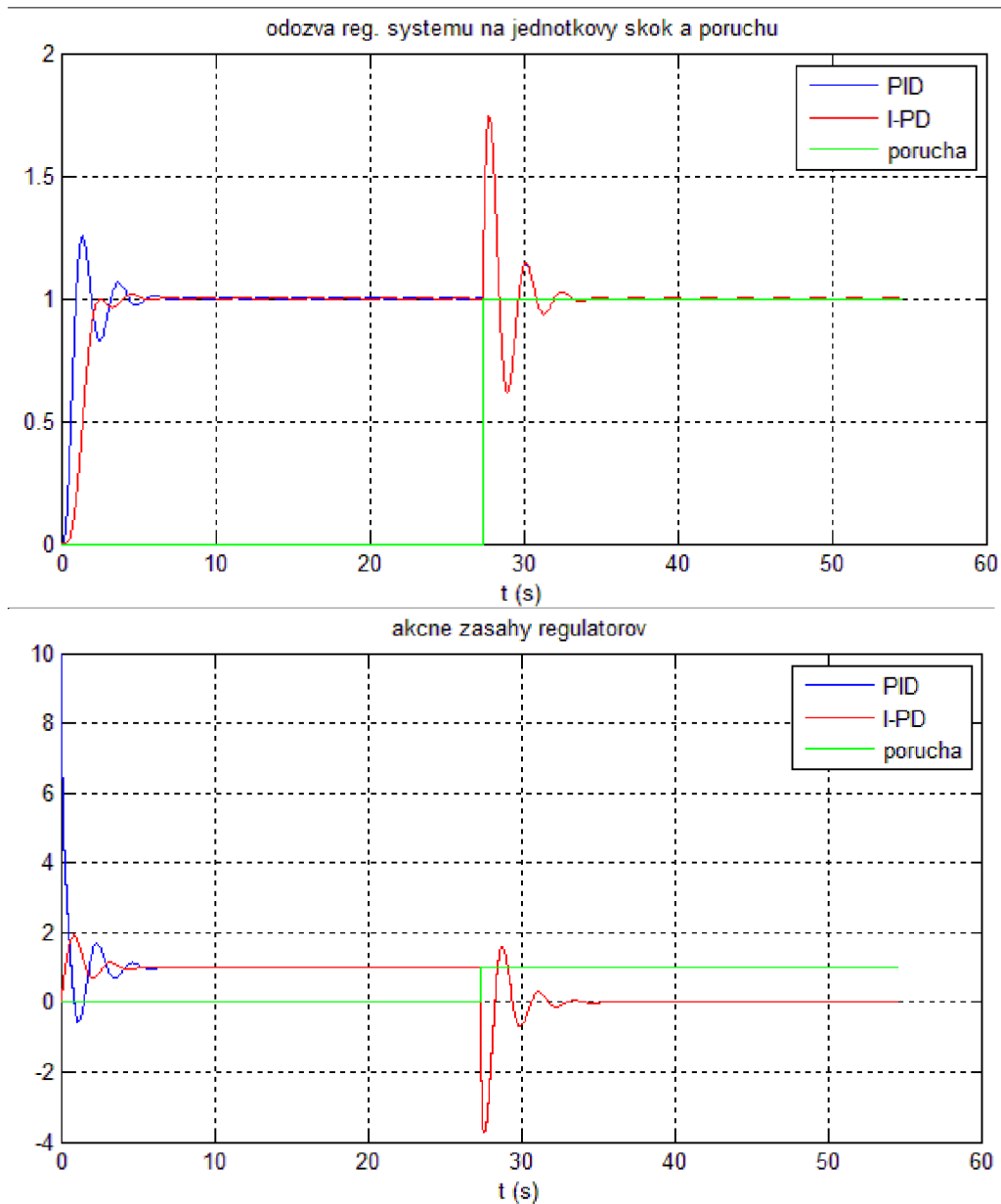
Hodnoty parametrov regulátorov sú v Tabuľka 4. Pri tomto type sústavy je rozdiel medzi originálnou a modifikovanou metódou rovnaký ako pri sústave tretieho rádu s trojnásobným pólom.



obr. 21: Prechodová charakteristika a akčné zásahy systému $F_S(s) = \frac{1}{(s+1)(0,5s+1)(0,25s+1)(0,125s+1)}$ s regulátorom nastaveným modifikovanou Z-N1

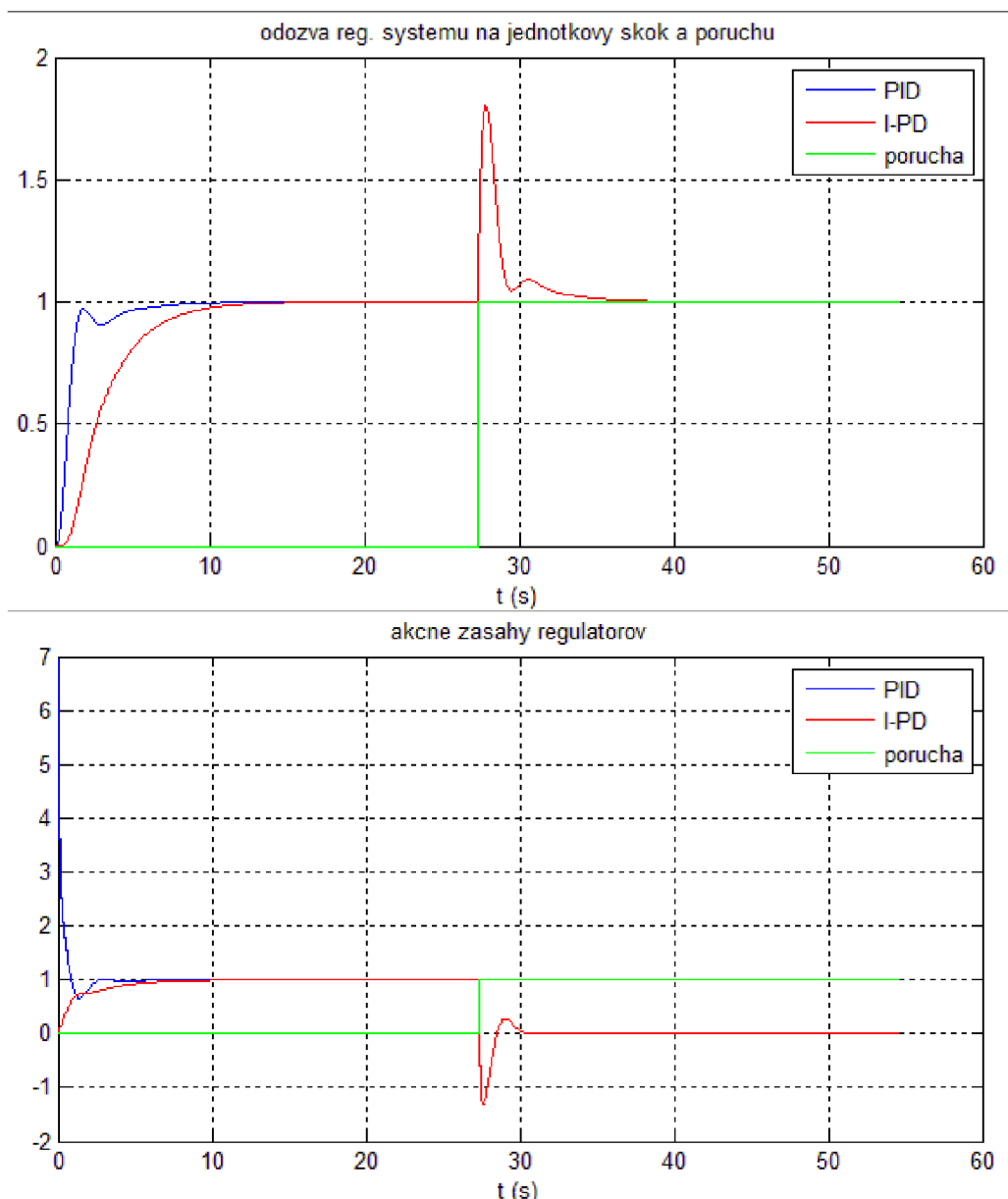
Tabuľka 4: Parametre regulátorov nastavených na systém $F_S(s) = \frac{1}{(s+1)(0,5s+1)(0,25s+1)(0,125s+1)}$

Metóda	K	Ti	Td
1. pôvodná	1,54	1,03	0,26
1. modifikovaná	4,04	1,69	0,28
2. pôvodná	3,86	1,14	0,28
2. modifikovaná	1,93	2,28	0,28



obr. 22: Prechodová charakteristika a akčné zásahy systému $F_S(s) = \frac{1}{(s+1)(0,5s+1)(0,25s+1)(0,125s+1)}$ s regulátorom nastaveným originálnou Z-N2

Taktiež pri metóde Z-N2 sa oproti predchádzajúcej sústave chovanie nemení. Je dobre vidieť výhodu použitia I-PD regulátora pre potlačenie prekmitu, nakoľko síce k prekmitu dochádza ale minimálnemu. Ak porovnáme tento výsledok s upravenou druhou metódou, vidíme že dochádza k rýchlejšiemu vyregulovaniu zmeny žiadanej hodnoty ako pri použití PID regulátora s parametrami na obmedzenie kmitania z obr. 23.



obr. 23: Prechodová charakteristika a akčné zásahy systému $F_S(s) = \frac{1}{(s+1)(0,5s+1)(0,25s+1)(0,125s+1)}$ s regulátorom nastaveným modifikovanou Z-N2

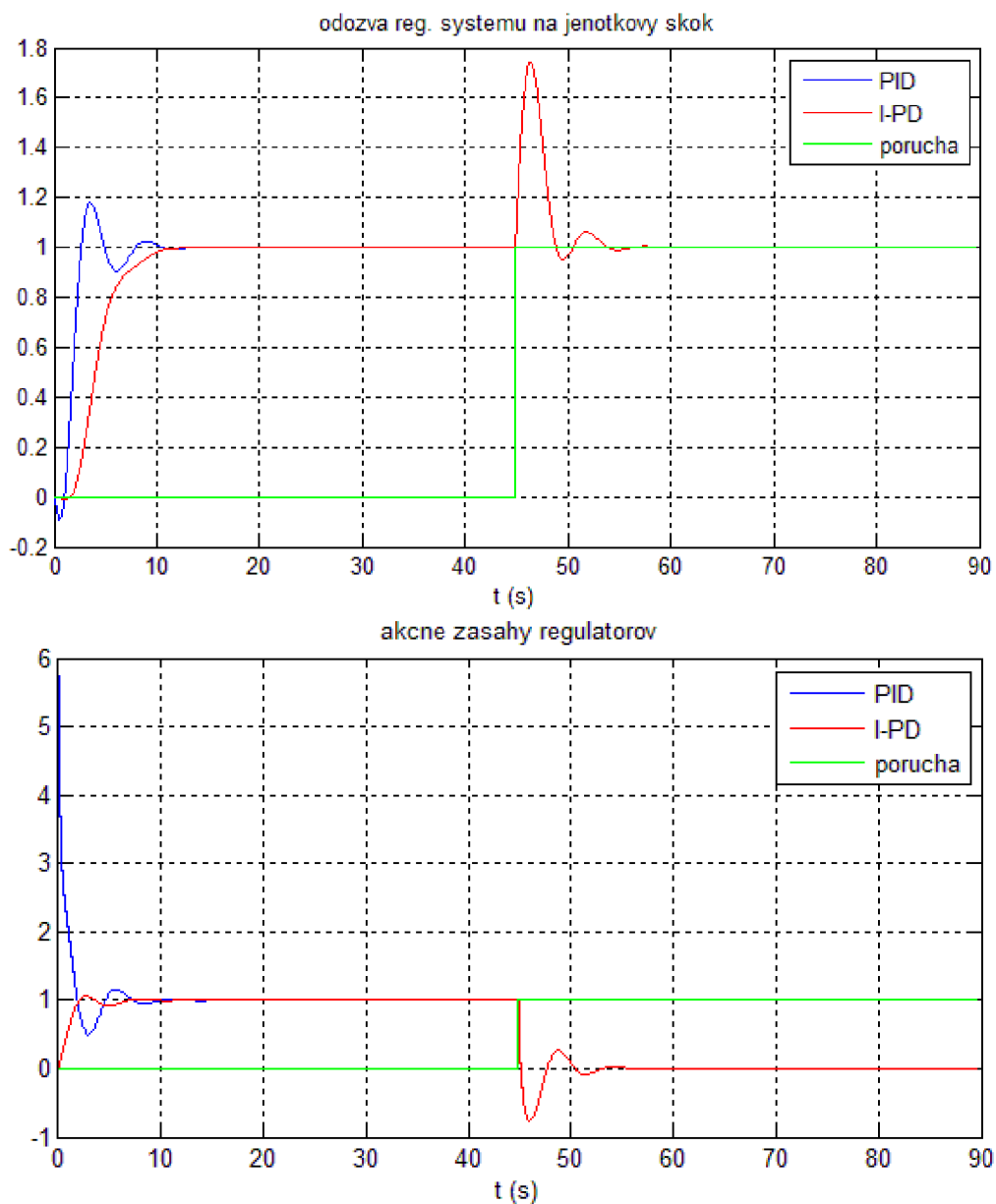
4.3 Systém s nestabilnou nulou

$$F_S(s) = \frac{1 - \alpha s}{(s + 1)^3} \quad (4.3)$$

kde parameter α sa mení. V tomto prípad som zvolil $\alpha = 0,5$. Čím je tento parameter väčší je aj problematickejšie riadenie sústavy. Nestabilná nula spôsobuje, že ide o systém s neminimálnou fázou. Tento fakt vysvetľuje podkmit na začiatku prechodových charakteristík. Parametre regulátorov sú v Tabuľka 5.

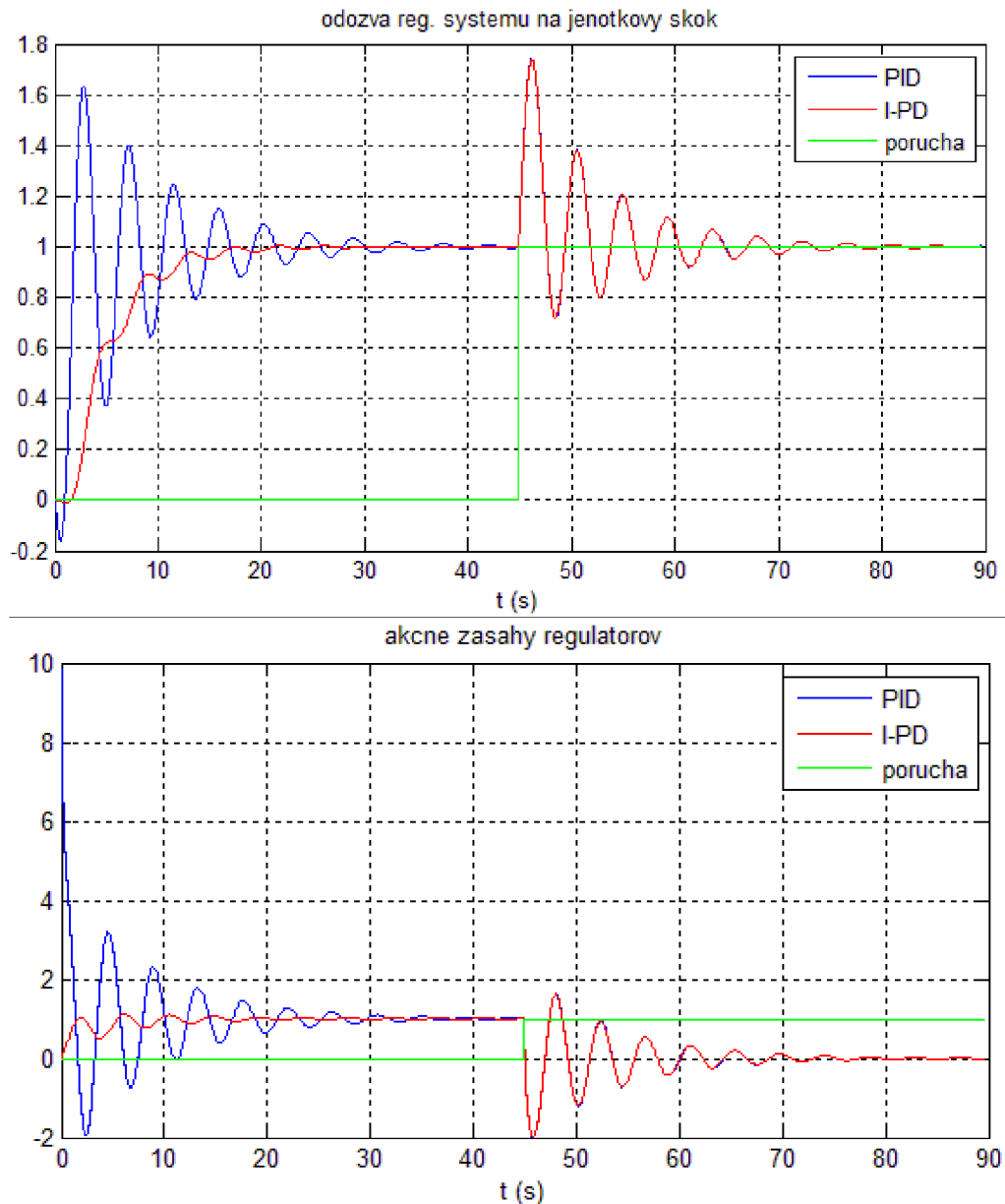
Tabuľka 5: Parametre regulátorov nastavených na systém $F_S(s) = \frac{1-0,5s}{(s+1)^3}$

Metóda	K	Ti	Td
1. pôvodná	1,54	2,73	0,68
1. modifikovaná	2,65	4,03	0,67
2. pôvodná	1,88	2,69	0,67
2. modifikovaná	1	5,38	0,67

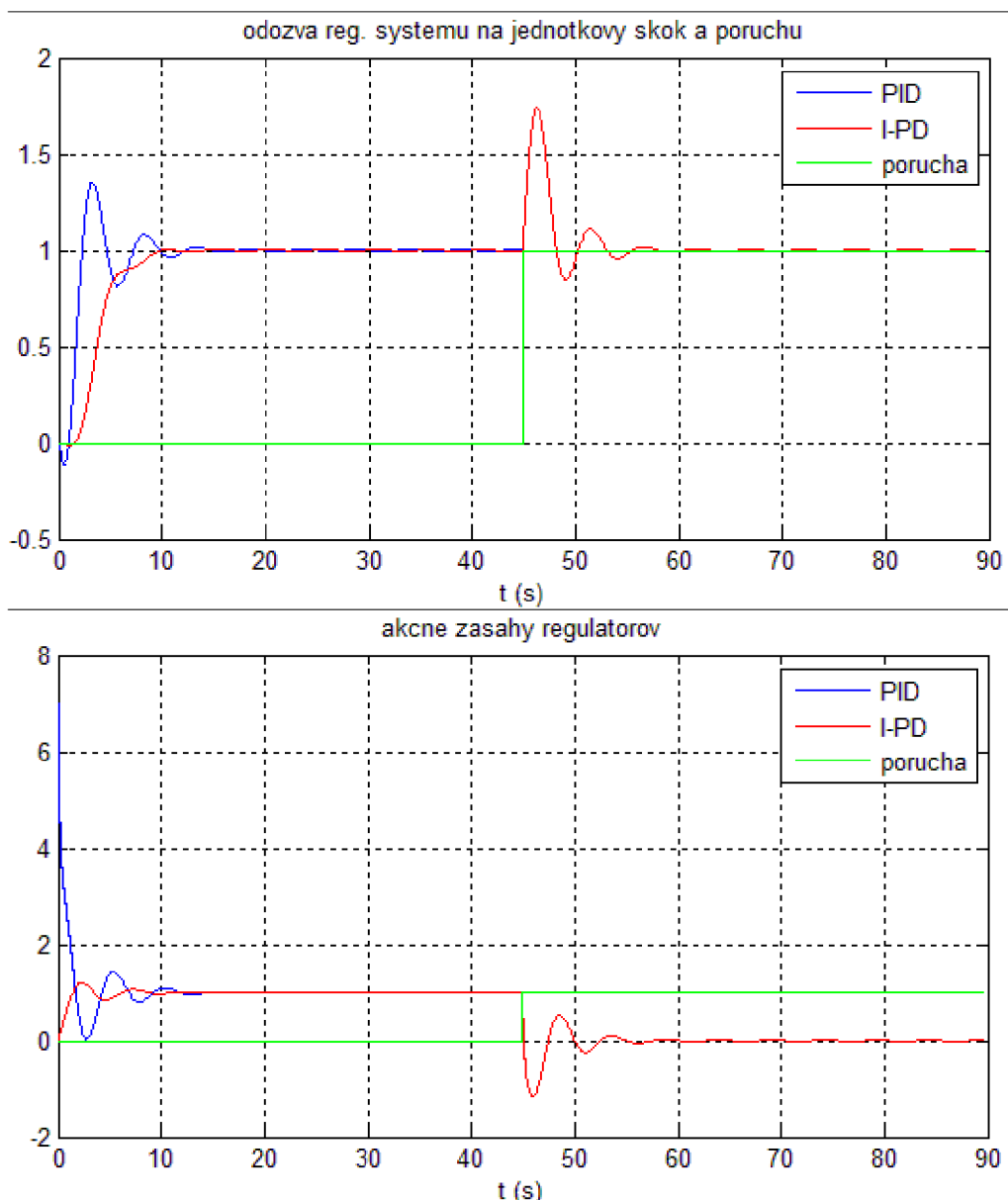


obr. 24: Prechodová charakteristika a akčné zásahy systému $F_S(s) = \frac{1-0,5s}{(s+1)^3}$ s regulátorom nastaveným pôvodnou Z-N1

Pri porovnaní jednotlivých metód si môžeme všimnúť, že prechodná charakteristika modifikovanej prvej metódy je značne rozkmitaná. Spôsobila to práve neminimálna fáza, nakoľko parameter $T_{10\%}$ dosahuje za dlhší čas. Preto je aj hodnota L väčšia a z toho vyplýva nižšia hodnota zosilnenia a vysoká hodnota integračnej konštanty. Integračná zložka síce zaisťuje nulovú regulačnú odchylku no predlžuje aj regulačný pochod. Hlavná príčina je ale veľké zosilnenie.

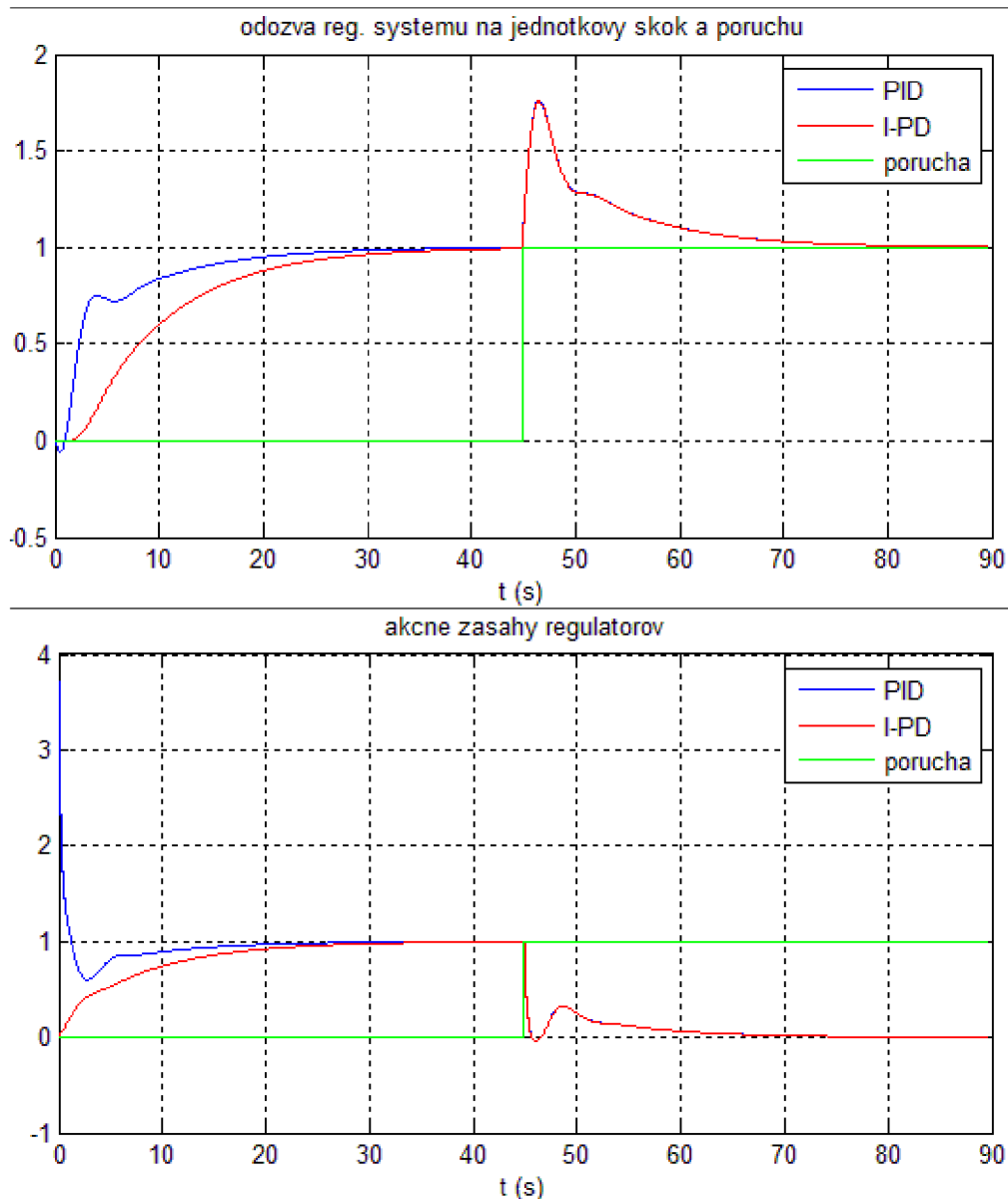


obr. 25: Prechodová charakteristika a akčné zásahy systému $F_S(s) = \frac{1-0,5s}{(s+1)^3}$ s regulátorom nastaveným modifikovanou Z-N1



obr. 26: Prechodová charakteristika a akčné zásahy systému $F_S(s) = \frac{1-0,5s}{(s+1)^3}$ s regulátorom nastaveným originálnou Z-N2

Tiež si môžeme všimnúť, že upravenou metódou na potlačenie kmitania je systém až pretlmený. Rovnako hrá rolu integračná časová konštanta, ktorá je ešte väčšia ako pri prvej metóde, zosilnenie je ale len 1 a aj to len vďaka obmedzeniu spomínanému v 4.1. Ak by bolo zosilnenie 0,94, prechodný dej by bol ešte pomalší. Z týchto zistení vyplýva, že ak je v systéme nestabilná nula, je výhodnejšie použiť originálne metódy Zieglera a Nicholosa.



obr. 27: Prechodová charakteristika a akčné zásahy systému $F_S(s) = \frac{1-0,5s}{(s+1)^3}$ s regulátorom nastaveným modifikovanou Z-N2

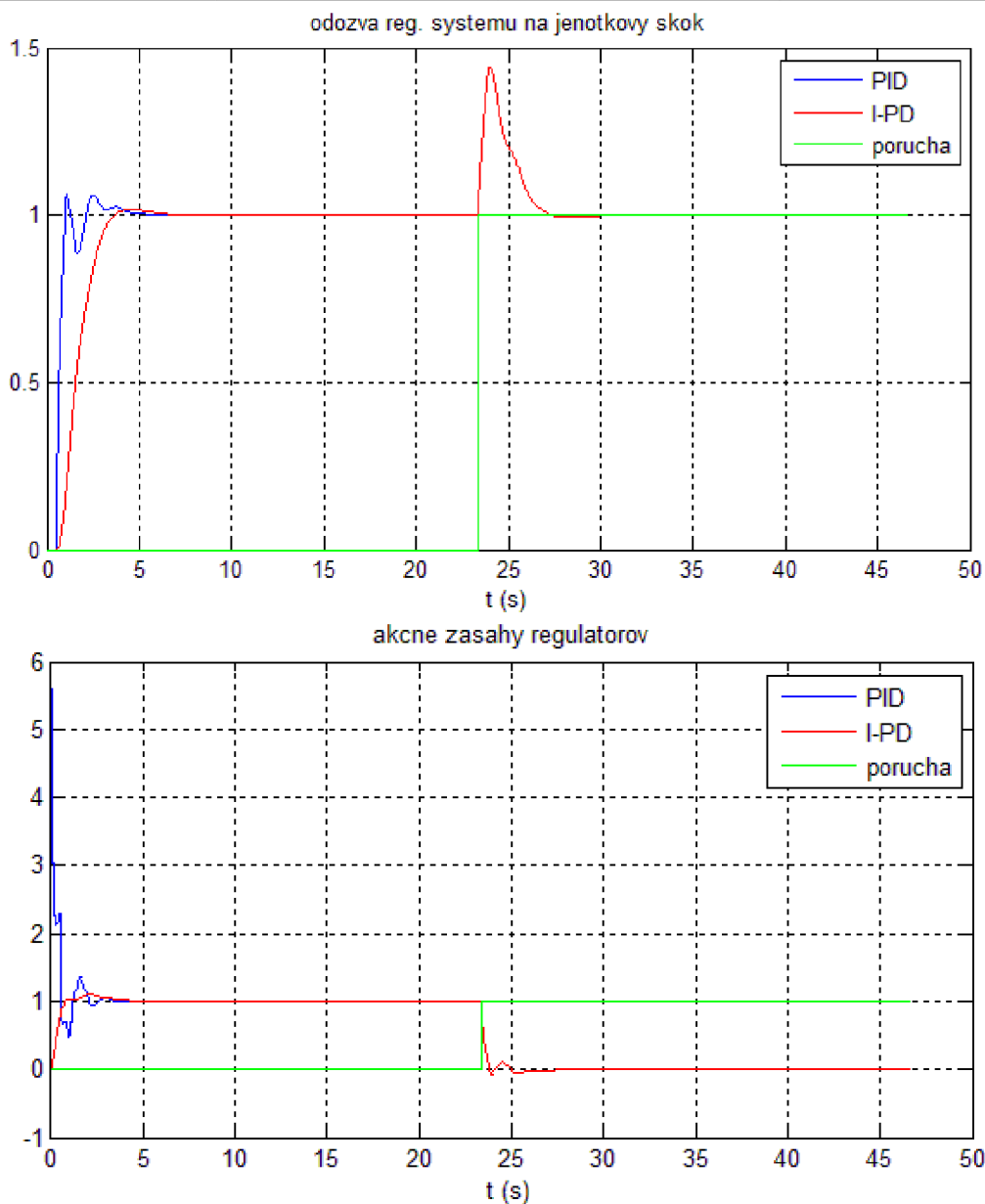
4.4 Systém 1. rádu s dopravným oneskorením

$$F_S(s) = \frac{1}{(s+1)} e^{-0,5s} \quad (4.4)$$

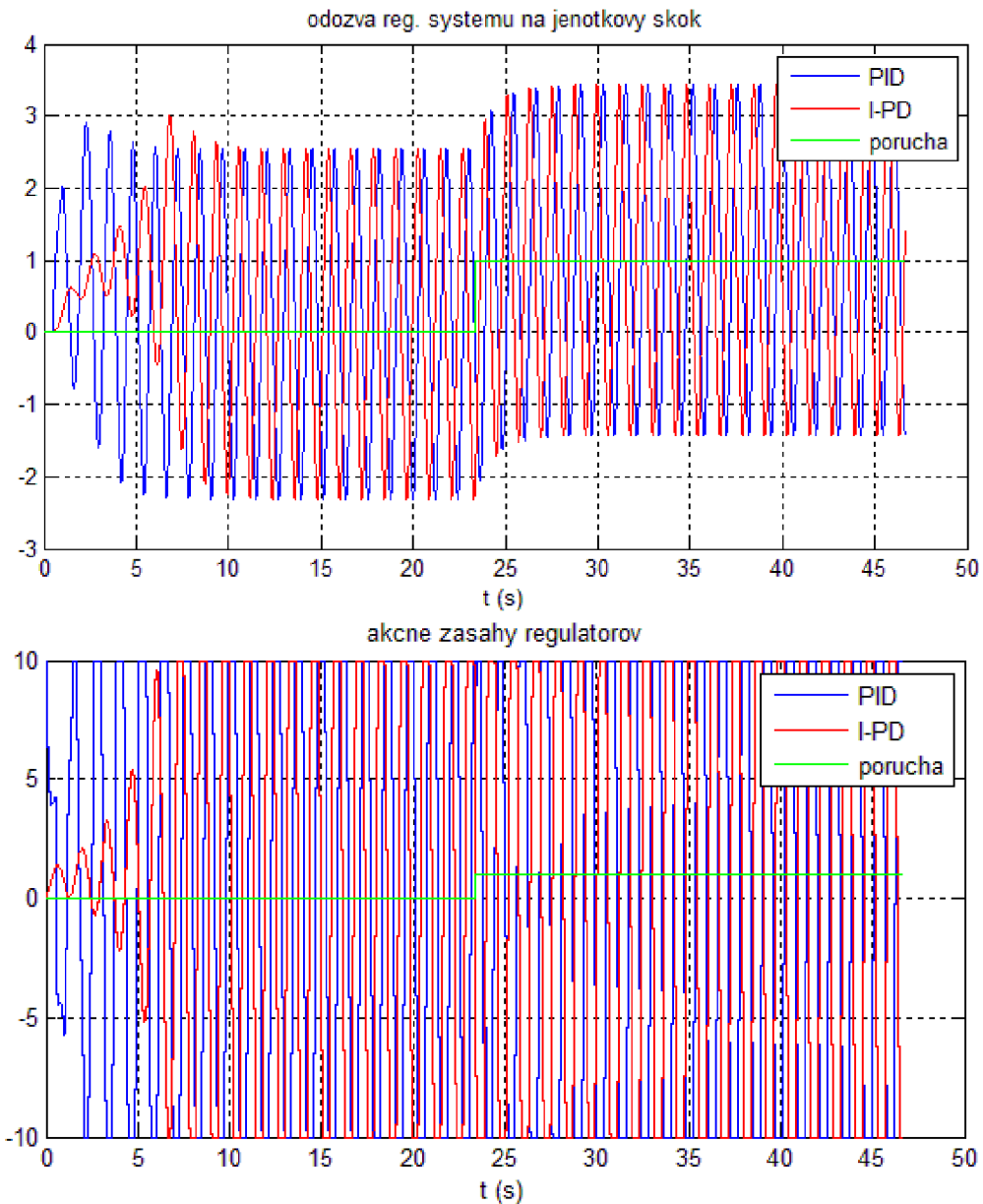
Situácia je podobná ako pri 4.1, avšak teraz je dopravné oneskorenie ešte o 0,5s dlhšie. Ako už bolo spomenuté, systavy prvého rádu sú náročné na reguláciu. Z priebehov je vidieť že originálna prvá metóda je mierne rýchlejšia ako druhá metóda s potlačením prekmitu. Najväčší problém ale nastáva pri modifikovanej prvej metóde a síce ten, že sústava kmitá.

Tabuľka 6: Parametre regulátorov nastavených na systém $F_S(s) = \frac{1}{(s+1)} e^{-0,5s}$

Metóda	K	Ti	Td
1. pôvodná	1,54	1,02	0,26
1. modifikovaná	3,78	1,48	0,25
2. pôvodná	2,24	0,87	0,22
2. modifikovaná	1,12	1,75	0,22



obr. 28: Prechodová charakteristika a akčné zásahy systému $F_S(s) = \frac{1}{(s+1)} e^{-0,5s}$ s regulátorom nastaveným pôvodnou Z-N1



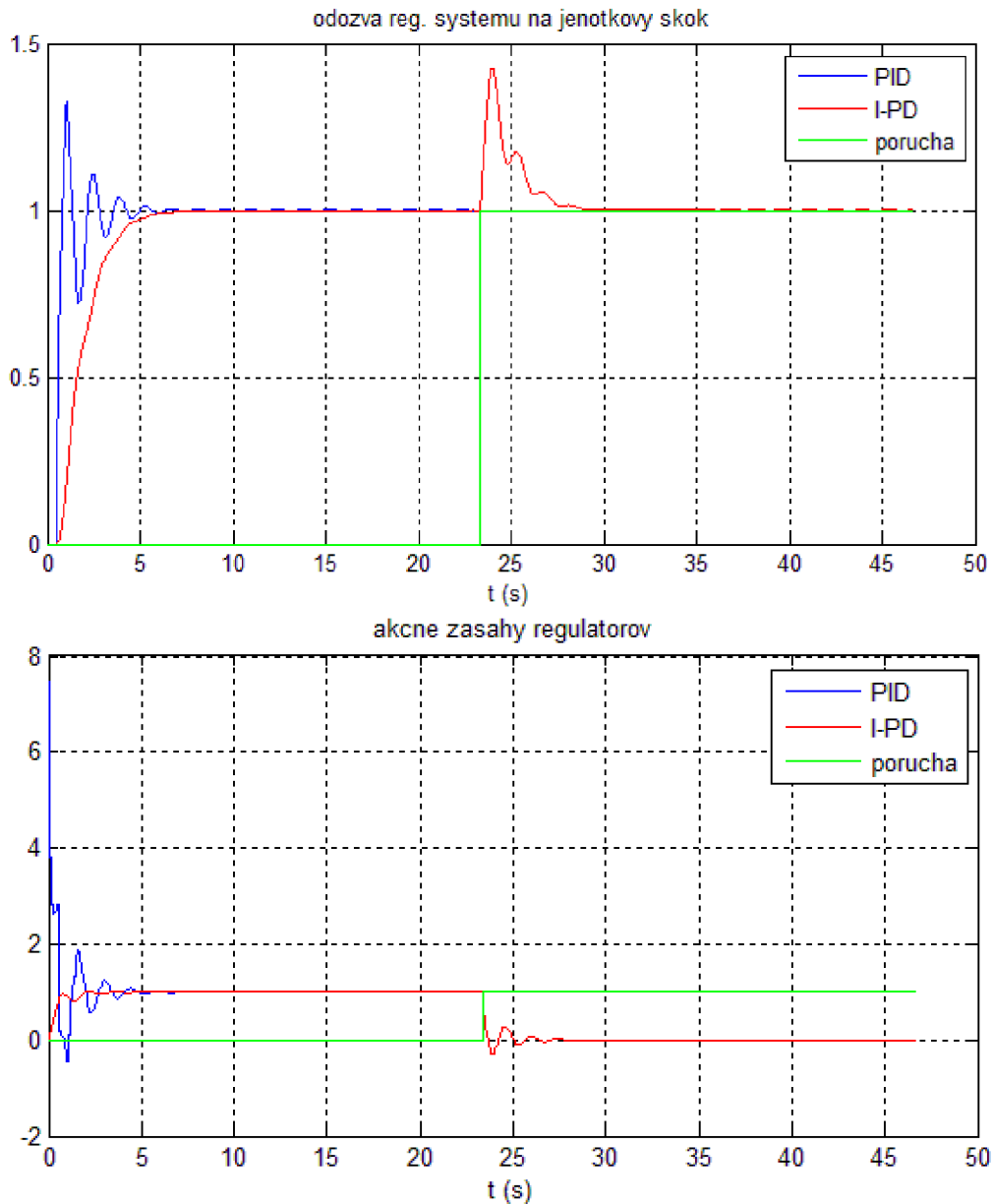
obr. 29: Prechodová charakteristika a akčné zásahy systému $F_S(s) = \frac{1}{(s+1)} e^{-0,5s}$ s regulátorom nastaveným modifikovanou Z-N1

Ak sa pozrieme na nastavené parametre regulátorov v Tabuľka 6, príčina je zosilnenie. Postup návrhu parametrov touto metódou zlyháva práve pri sústave prvého rádu s dopravným oneskorením. Je potrebné upraviť postup pre určenie parametrov L a R tak, aby pri vyskytujúcom sa dopravným oneskorení takýto problém nenastával. Po niekoľkých simuláciách a upravovaní parametrov bol vytvorený upravený postup na získanie parametrov L a R , ktorý zobrazujú rovnice (4.5) a (4.6), kde T_D je dopravné oneskorenie.

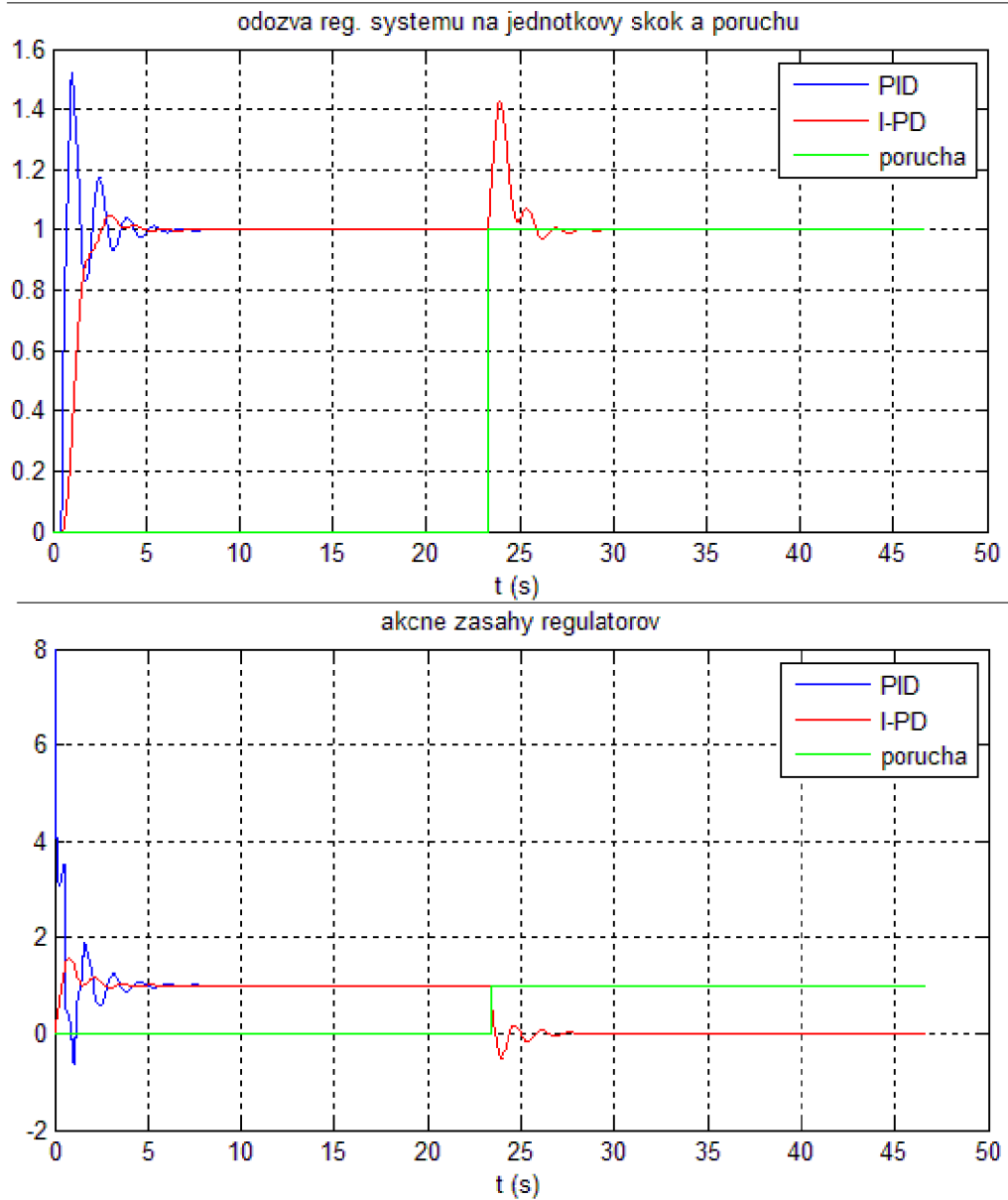
Takto navrhnutý regulátor má zosilnenie $K = 2,08$, $T_i = 1,36$ a $T_d = 0,23$ a jeho prechodová charakteristika je na obr. 30.

$$L = 0,8(T_{10\%} - 0,1T_D) \quad (4.5)$$

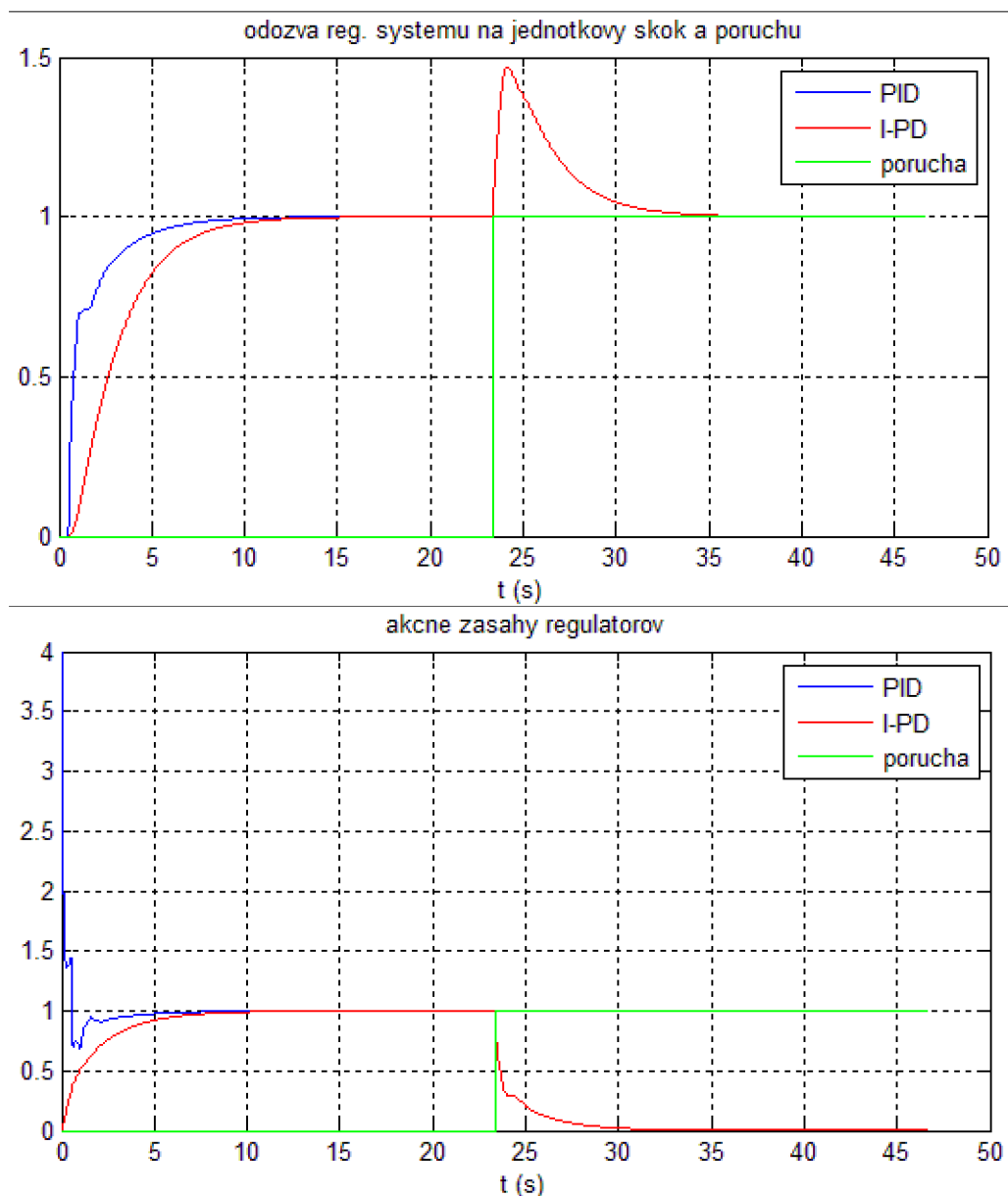
$$R = \frac{Y_{100\%} + 2T_D}{T_{90\%} - L} \quad (4.6)$$



obr. 30: Prechodová charakteristika a akčné zásahy systému $F_S(s) = \frac{1}{(s+1)} e^{-0,5s}$ s regulátorom nastaveným modifikovanou Z-N1 s použitou úpravou podľa rovníc (4.5) a (4.6)

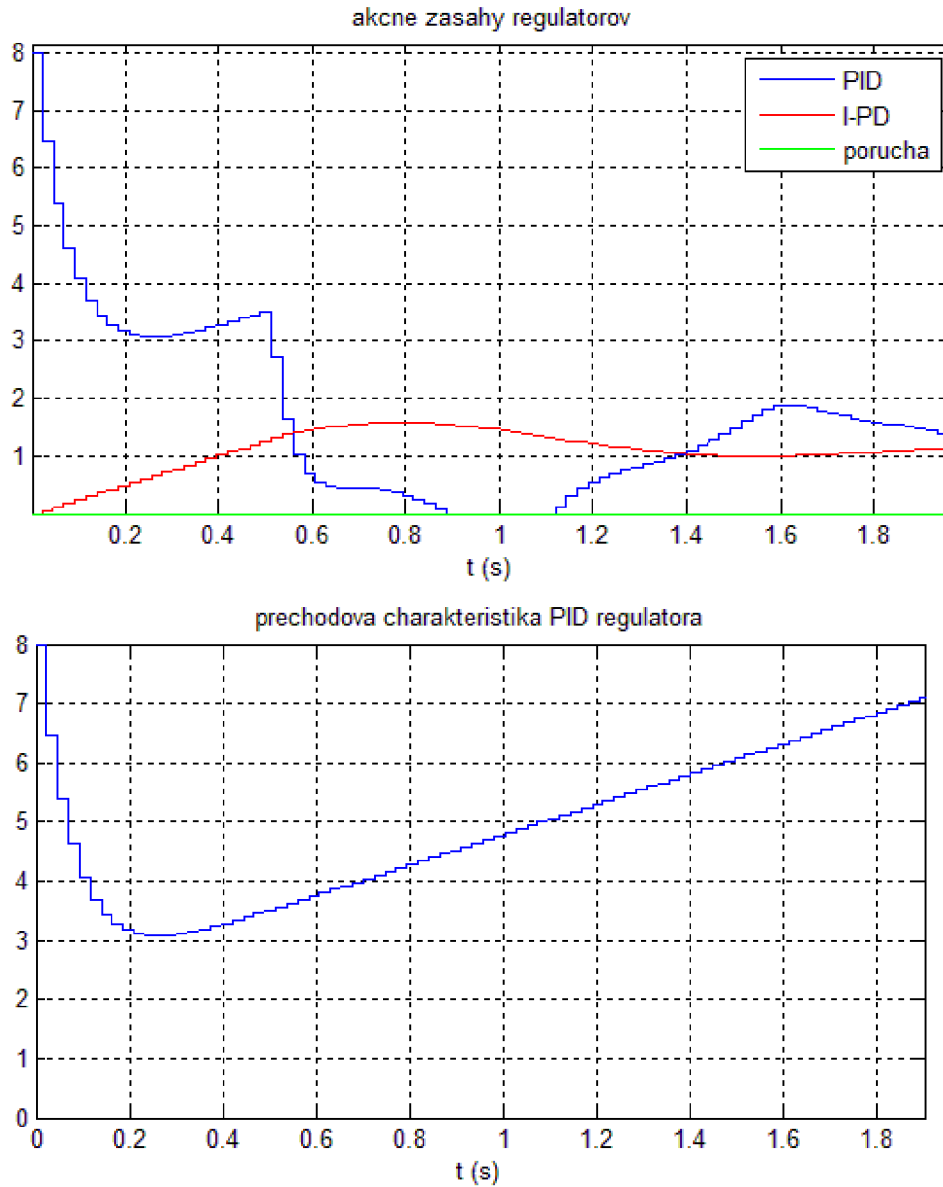


obr. 31: Prechodová charakteristika a akčné zásahy systému $F_S(s) = \frac{1}{(s+1)} e^{-0,5s}$ s regulátorom nastaveným originálnou Z-N2



obr. 32: Prechodová charakteristika a akčné zásahy systému $F_S(s) = \frac{1}{(s+1)} e^{-0,5s}$ s regulátorom nastaveným modifikovanou Z-N2

Z priebehov je pri dopravnom oneskorení zaujímavý aj akčný zásah. Konkrétne jeho zmeny pri začiatku prechodného deja zobrazené v detaile na obr. 33. Dôvodom je dopravné oneskorenie niekoľko násobne väčšie ako perióda vzorkovania, ktorá je v tomto prípade 0,0233s. Regulovaná sústava na svojom výstupe začne reagovať až v čase 0,5s. Z toho vyplýva, že regulačná odchylka je stále rovnaká a tým pádom privádzame na vstup regulátora stále hodnotu 1. Preto bude mať akčný zásah po dobu trvania dopravného oneskorenia tvar prechodovej charakteristiky PID regulátora zobrazenej na obr. 33.



obr. 33: Detail akčného zásahu regulátora pre systém (4.4) nastaveného pomocou originálnej 2. metódy Z-N a prechodová charakteristika regulátora

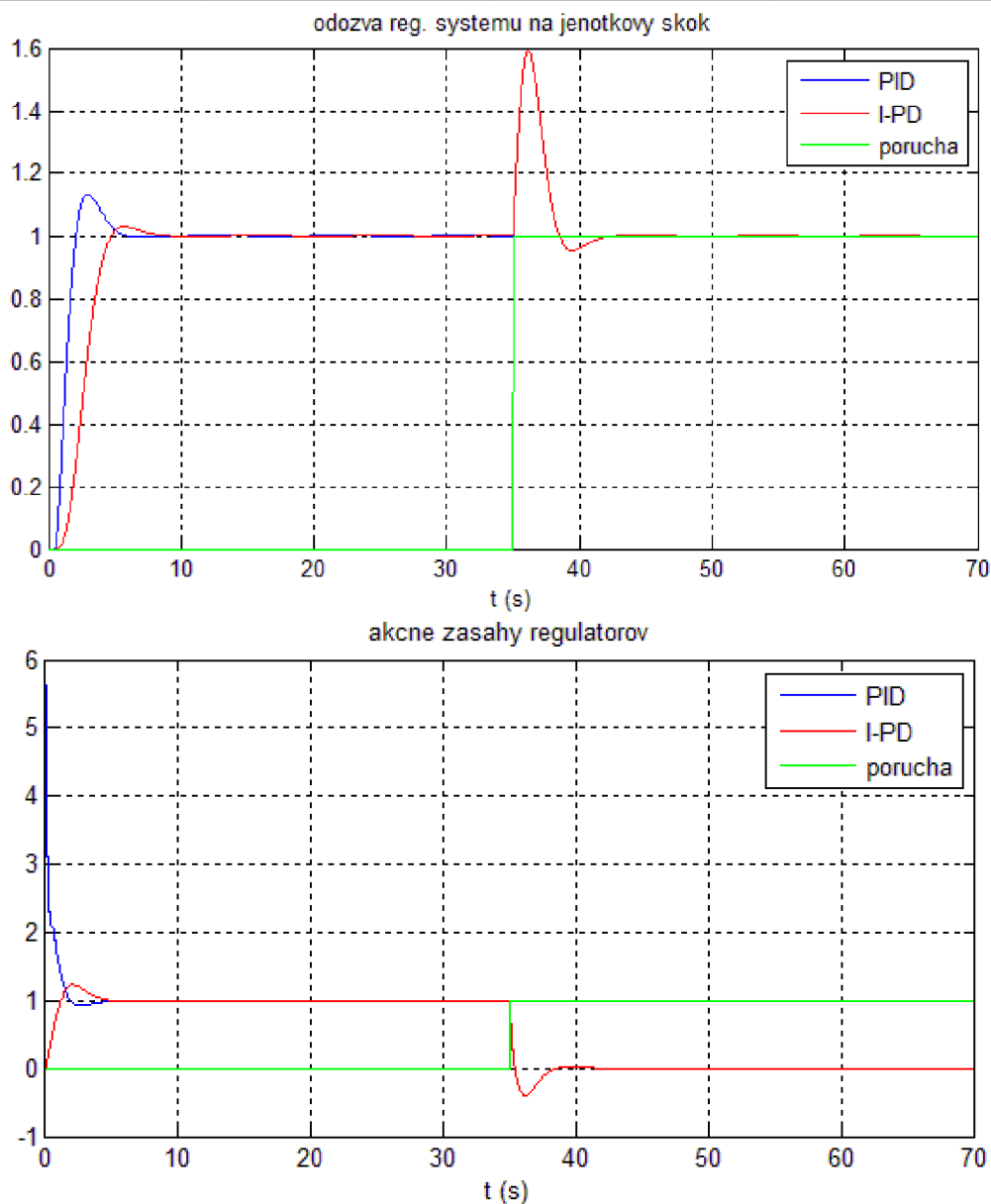
4.5 Systém 2. rádu s dopravným oneskorením

$$F_S(s) = \frac{1}{(s+1)^2} e^{-0,5s} \quad (4.7)$$

Taktiež pre sústavu druhého rádu je možné navrhnuť regulátor pomocou metódy Z-N len za prítomnosti dopravného oneskorenia. Parametre regulátorov sa nachádzajú v Tabuľka 7.

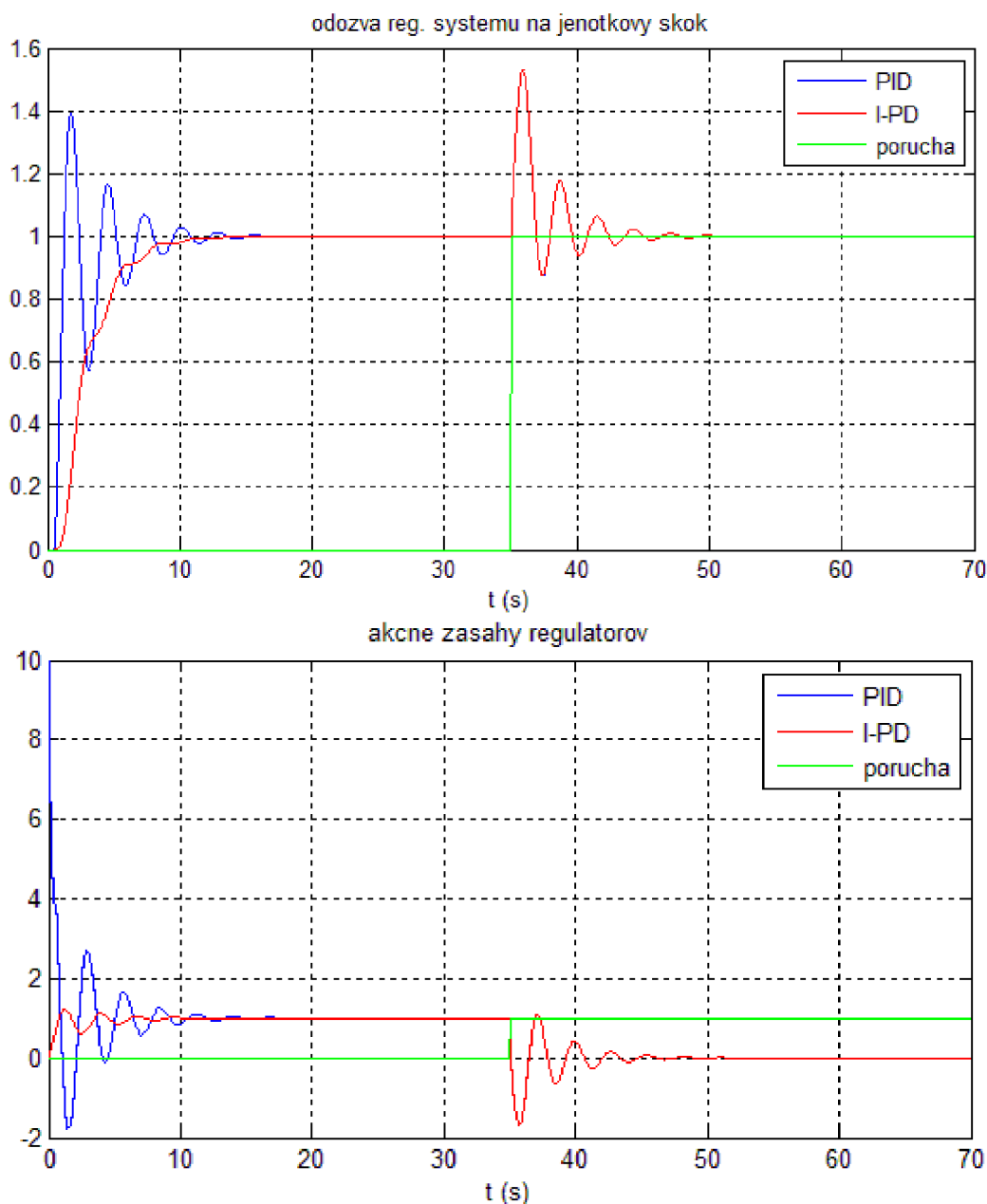
Tabuľka 7: Parametre regulátorov nastavených na systém $F_S(s) = \frac{1}{(s+1)^2} e^{-0,5s}$

Metóda	K	Ti	Td
1. pôvodná	1,54	1,59	0,39
1. modifikovaná	3,4	2,52	0,42
2. pôvodná	2,73	1,67	0,42
2. modifikovaná	1,37	3,33	0,42



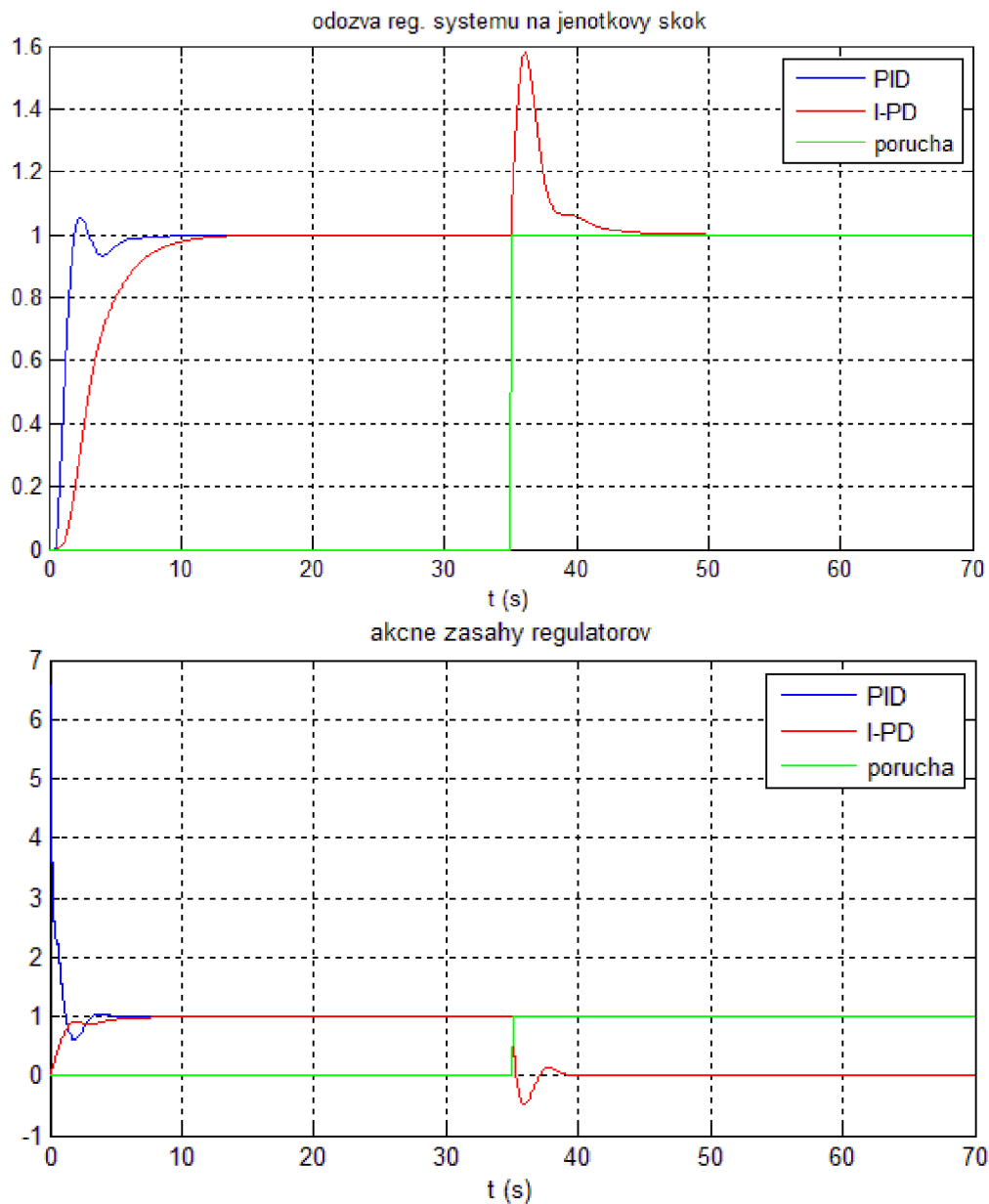
obr. 34: Prechodová charakteristika a akčné zásahy systému $F_S(s) = \frac{1}{(s+1)^2} e^{-0,5s}$ s regulátorom nastaveným pôvodnou Z-N1

Pri druhom ráde s dopravným oneskorením je situácia podobná ako pri prvom ráde, ale aj bez úpravy hľadania parametrov L a R je možné pomocou modifikovanej prvej metódy vytvoriť použiteľný regulátor.

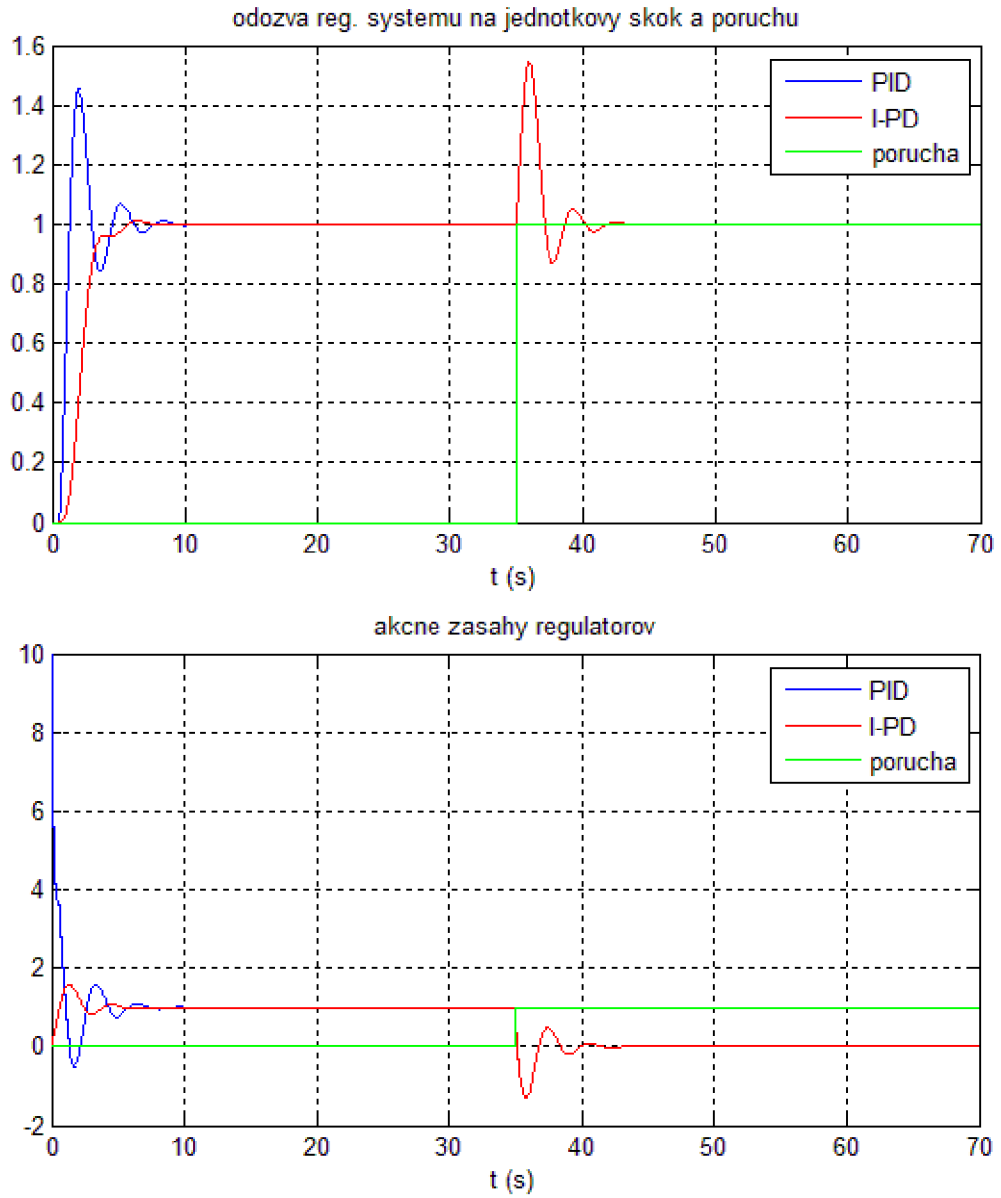


obr. 35: Prechodová charakteristika a akčné zásahy systému $F_S(s) = \frac{1}{(s+1)^2} e^{-0,5s}$ s regulátorom nastaveným modifikovanou Z-N1

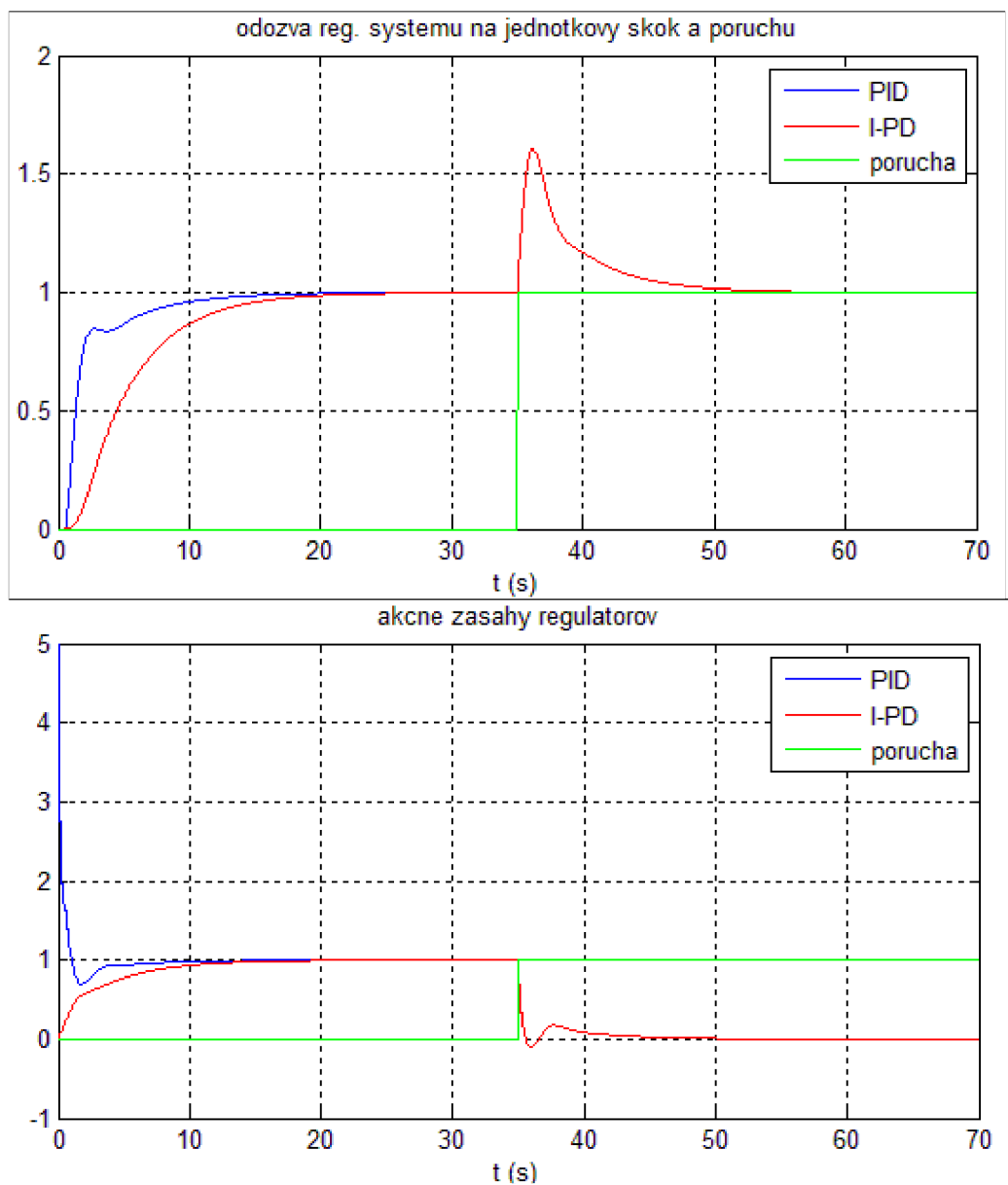
Ak ale predsa len určíme parametre s touto úpravou, je zrejmé, že na vyregulovanie žiadanej hodnoty je značný rozdiel hlavne pri PID regulátore, ktorý má namiesto 4 prekmitov jeden. Na druhú stranu pri vyregulovaní poruchy dochádza k miernemu navýšeniu prekmitu, ale tiež k jej rýchlejšiemu vyregulovaniu. Jeho nastavené parametre sú $K = 1,8$, $T_i = 2,39$ a $T_d = 0,39$.



obr. 36: Prechodová charakteristika a akčné zásahy systému $F_S(s) = \frac{1}{(s+1)^2} e^{-0.5s}$ s regulátorom nastaveným modifikovanou Z-N1 s použitou úpravou podľa rovníc (4.5) a (4.6)



obr. 37: Prechodová charakteristika a akčné zásahy systému $F_S(s) = \frac{1}{(s+1)^2} e^{-0.5s}$ s regulátorom nastaveným originálnou Z-N2



obr. 38: Prechodová charakteristika a akčné zásahy systému $F_S(s) = \frac{1}{(s+1)^2} e^{-0,5s}$ s regulátorom nastaveným modifikovanou Z-N2

5 HĽADANIE VYHOVUJÚCICH PARAMETROV REGULÁTORA

V tejto kapitole bude predstavený postup hľadania optimálneho nastavenia regulátora pomocou predĺžovania periódy vzorkovania. Pre tento účel je použitý regulačný obvod znázornený na obr. 10.

5.1 Postup hľadania vyhovujúceho nastavenia regulátora

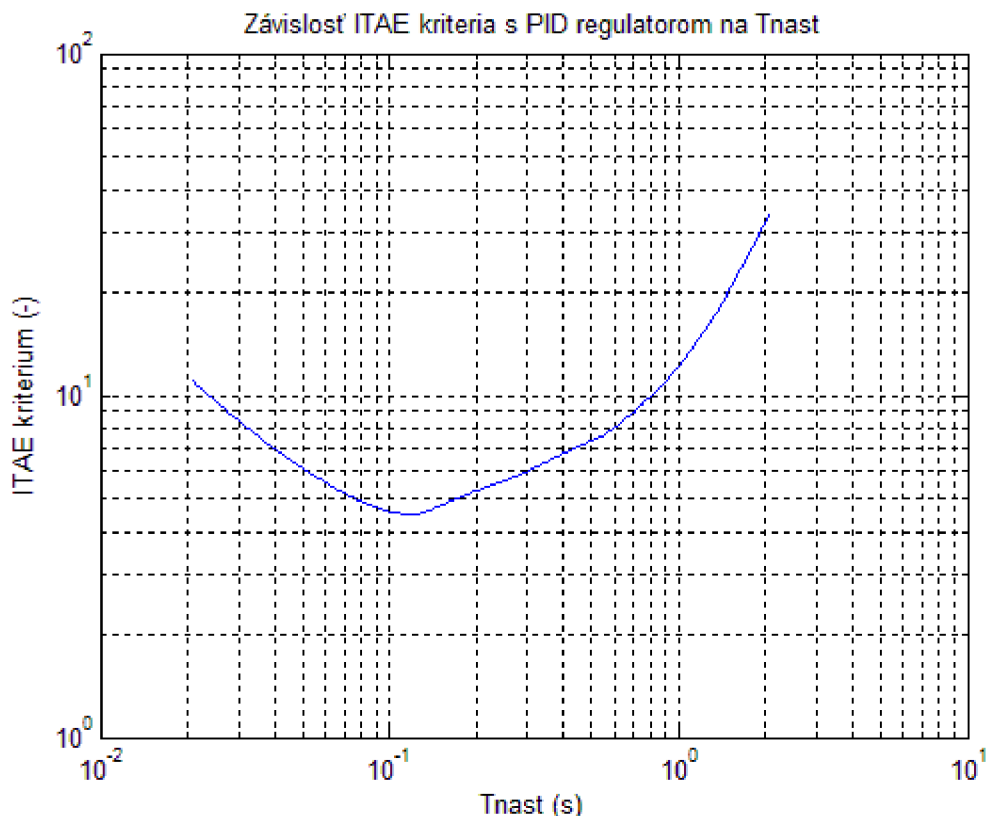
- 1) Z pôvodnej regulovanej sústavy zistím čas T_{95} , pri ktorom má výstup regulovanej sústavy hodnotu 95% zo žiadanej hodnoty. Periódu vzorkovania zvolím ako $T_{95}/150$.
- 2) K regulovanej sústave pridám dopravné oneskorenie spôsobené vzorkovaním a pomocou príkazu margin vypočítam kritické parametre sústavy.
- 3) Nastavím parametre regulátora pomocou originálnej metódy Ziegler Nichols
- 4) V *simulinku* spustím simuláciu s takto nastaveným regulátorom a pôvodnou regulovanou sústavou.
- 5) Vyhodnocujem priebehy pomocou ITAE kritéria.
- 6) Predĺžim periódu vzorkovania len pre výpočet kritických parametrov regulátora (T_{nast}). Navrhnem regulátor na sústavu s dopravným oneskorením $T_{nast}/2$ a takto navrhnutý regulátor zaradím pred pôvodnú regulovanú sústavu a spustím simuláciu, po ktorej vyhodnocujem ITAE kritériom.
- 7) Postupne predlžujem T_{nast} a postup z bodu 6 opakujem
- 8) Závislosť ITAE kritéria na T_{nast} vnesiem do grafu a snažím

5.2 Sústavy 4. rádu

Typ sústavy na ktorý bude hľadané optimum predĺženia periódy vzorkovania je regulovaná sústava (5.1) [8]. Tento typ sústavy zaisťuje pomer medzi konštantami taký aký si zvolíme.

$$F_s(s) = \frac{1}{(s+1)(\alpha s+1)(\alpha^2 s+1)(\alpha^3 s+1)} \quad (5.1)$$

V prípade, že $\alpha = 0,1$ je pomer medzi konštantami 10. Ak by sme sa pokúsili nájsť vhodnejšie nastavenie pre regulátor pomocou vyššie popísaného postupu, závislosť ITAE kritéria na predĺženej perióde vzorkovania je na obr. 39. Prechodové charakteristiky a akčné zásahy regulátorov nastavených podľa Tabuľka 8 sú na obr. 40.



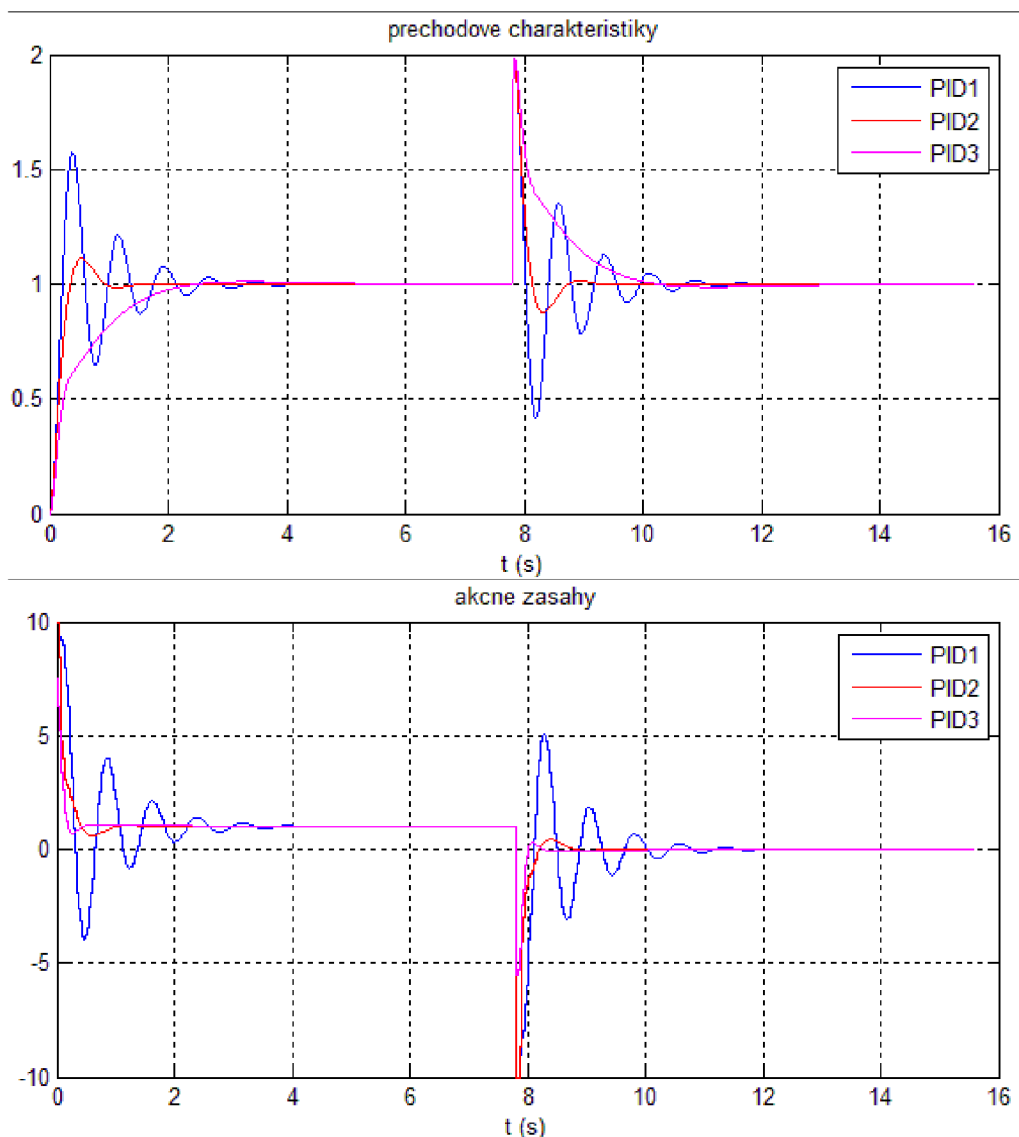
obr. 39: Závislosť ITAE kritéria pre systém $F_S(s) = \frac{1}{(s+1)(0,1s+1)(0,1^2s+1)(0,1^3s+1)}$

Vidíme, že minimálna hodnota ITAE kritéria je v oblasti okolo hodnoty 0,1, čo je druhá najväčšia časová konštanta sústavy.

Ak by sme predĺžili periódu T_{nast} na hodnotu 1s, hodnota ITAE kritéria bude podobná, avšak z prechodovej charakteristiky môžeme vidieť menšiu kmitavosť regulovanej veličiny, čo svedčí o väčšej fázovej bezpečnosti systému. Regulator PID2 s predĺženou periódou vzorkovania na hodnotu 0,1 potvrdzuje hodnotu ITAE kritéria, nakoľko zmenu žiadanej hodnoty aj poruchu vyreguloval najrýchlejšie s relatívne malým prekmitom.

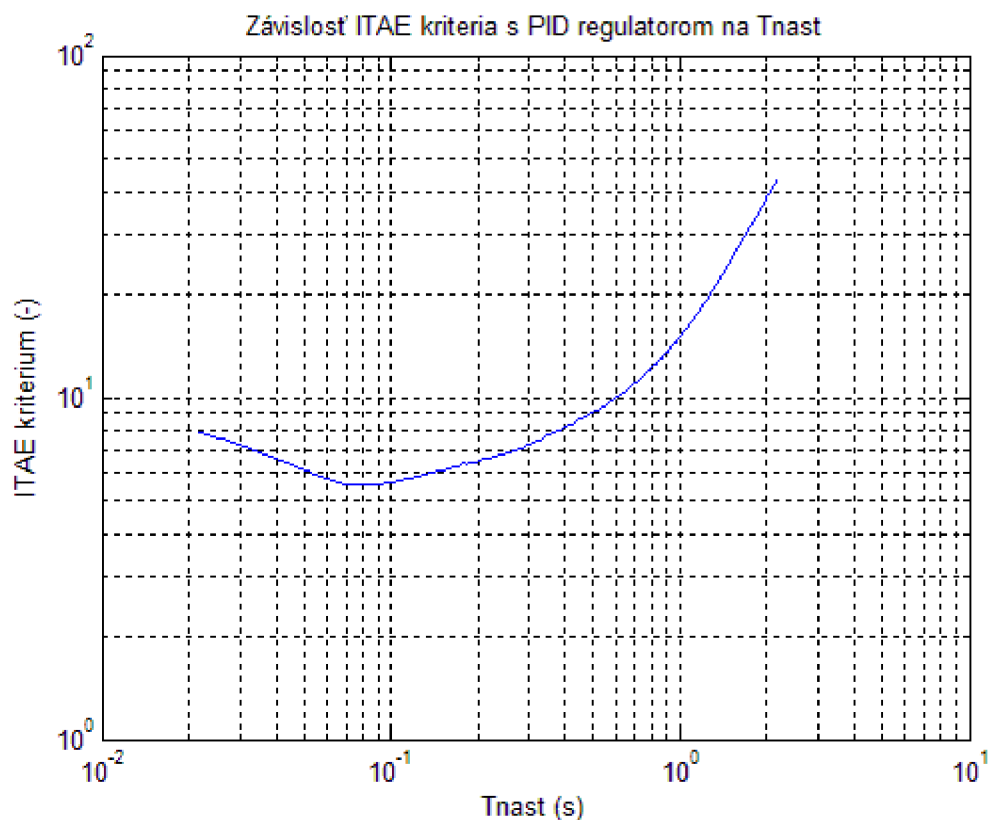
Tabuľka 8: Nastavenia regulátorov s rôznymi hodnotami T_{nast} pre systém $F_S(s) = \frac{1}{(s+1)(0,1s+1)(0,1^2s+1)(0,1^3s+1)}$

Regulátor	T_{nast}	K	Ti	Td
PID1	0,023	10	0,14	0,36
PID2	0,1	10	0,25	0,063
PID3	1,0	2,05	1,02	0,25



obr. 40: Porovnanie regulátorov pre systém $F_S(s) = \frac{1}{(s+1)(0,1s+1)(0,1^2s+1)(0,1^3s+1)}$

Ak zvolíme $\alpha = 0,2$, okolie minimálnej hodnoty ITAE kritéria už nie je tak strmé ako v predchádzajúcom prípade. To len potvrdzuje fakt, že v tomto prípade je pomer časových konštánt 5, a teda tu metóda Z-N nezlyháva. Každopádne aj napriek tomu je možné pomocou predĺženia periódy vzorkovania T_{nast} dosiahnuť lepší prechodný dej.



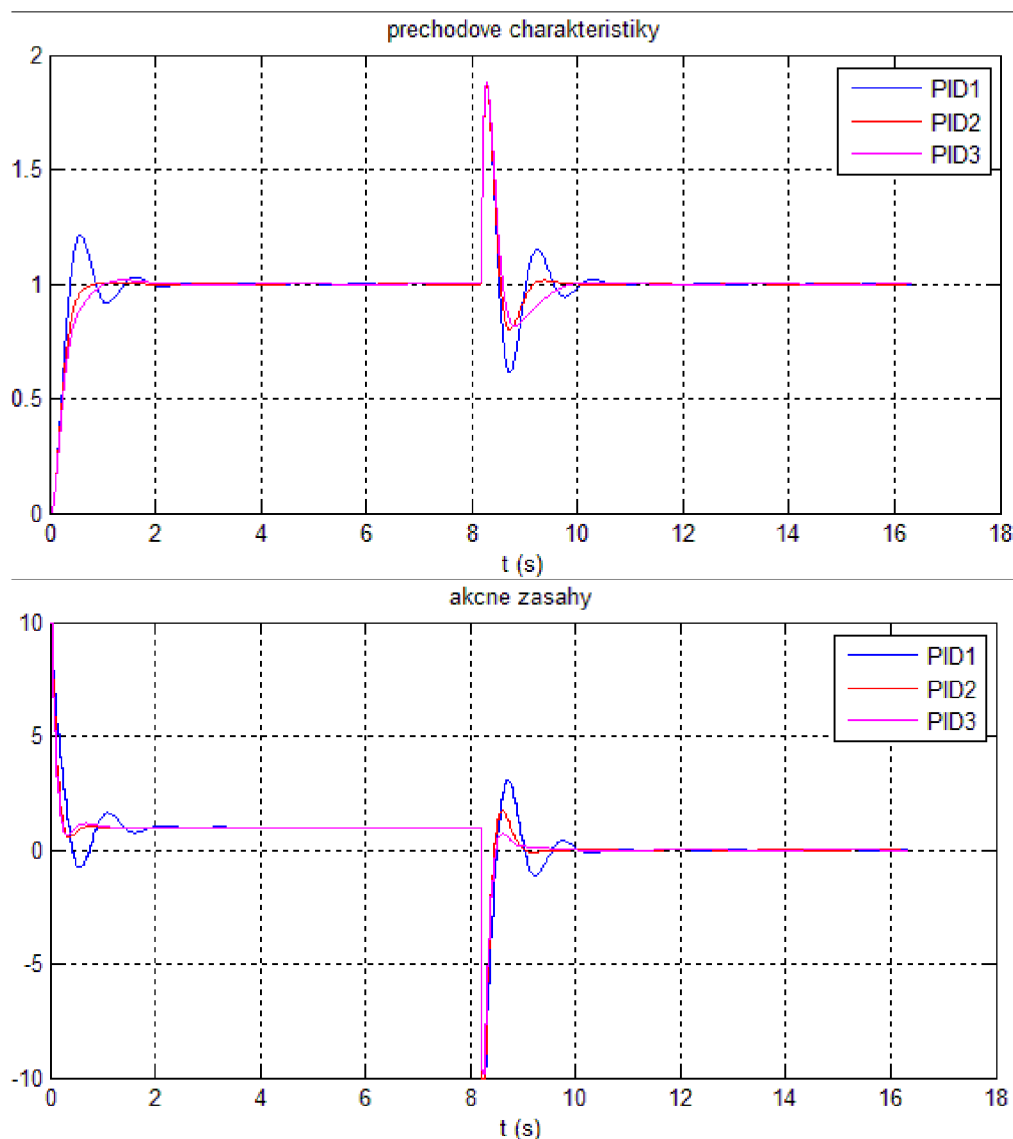
obr. 41: Závislosť ITAE kritéria pre systém $F_S(s) = \frac{1}{(s+1)(0,2s+1)(0,2^2s+1)(0,2^3s+1)}$

Ak nastavíme predĺženú časovú konštantu na hodnotu 0,1, ktorú reprezentuje regulátor PID2, vyregulovanie žiadanej hodnoty je bez prekmitu a regulácia poruchy je rýchlejšia. Ak by sme predĺžili $T_{nast}=0,2$, oproti regulátoru PID2 bude zmena len v mierne pomalšom vyregulovaní poruchy. Keďže metóda Z-N slúži len ako počiatočný odhad parametrov, môžeme tieto dve situácie brať ako rovnocenné a povedať, že vhodná predĺžená perióda vzorkovania T_{nast} pre návrh parametrov regulátora je 0,2s.

Tabuľka 9: Nastavenia regulátorov s rôznymi hodnotami T_{nast} pre systém

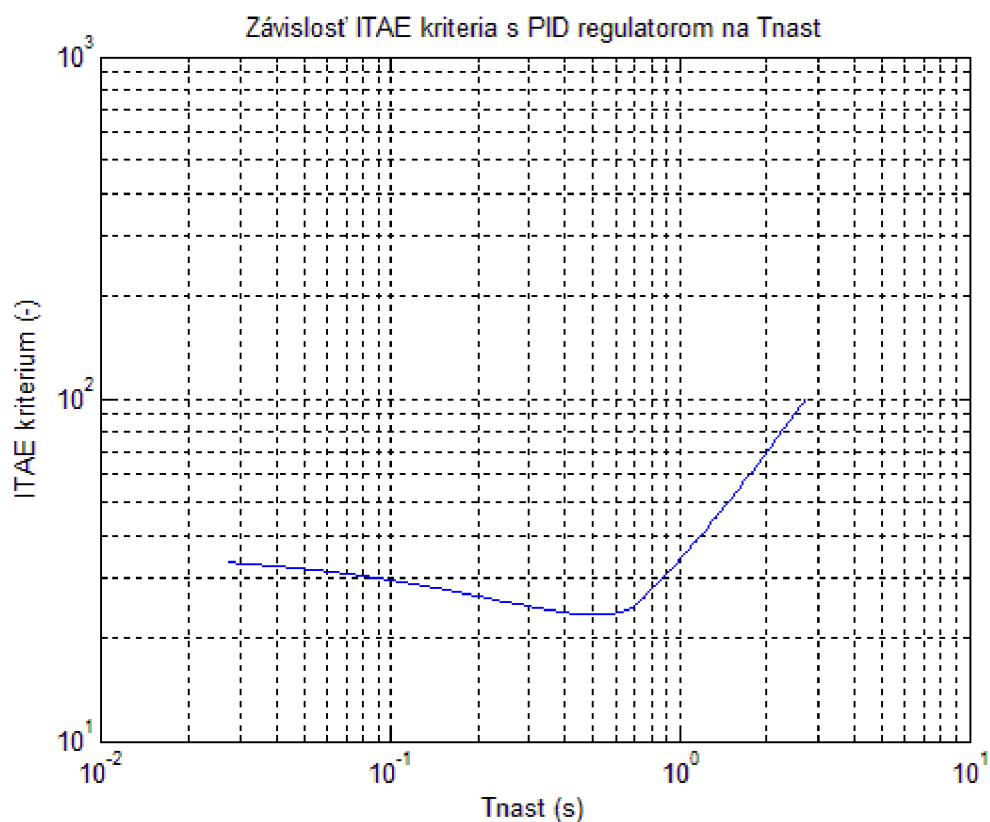
$$F_S(s) = \frac{1}{(s+1)(0,2s+1)(0,2^2s+1)(0,2^3s+1)}$$

Regulátor	T_{nast}	K	Ti	Td
PID1	0,022	10	0,32	0,08
PID2	0,1	8,49	0,42	0,11
PID3	0,2	5,72	0,53	0,13



obr. 42: Porovnanie regulátorov pre systém $F_S(s) = \frac{1}{(s+1)(0,2s+1)(0,2^2s+1)(0,2^3s+1)}$

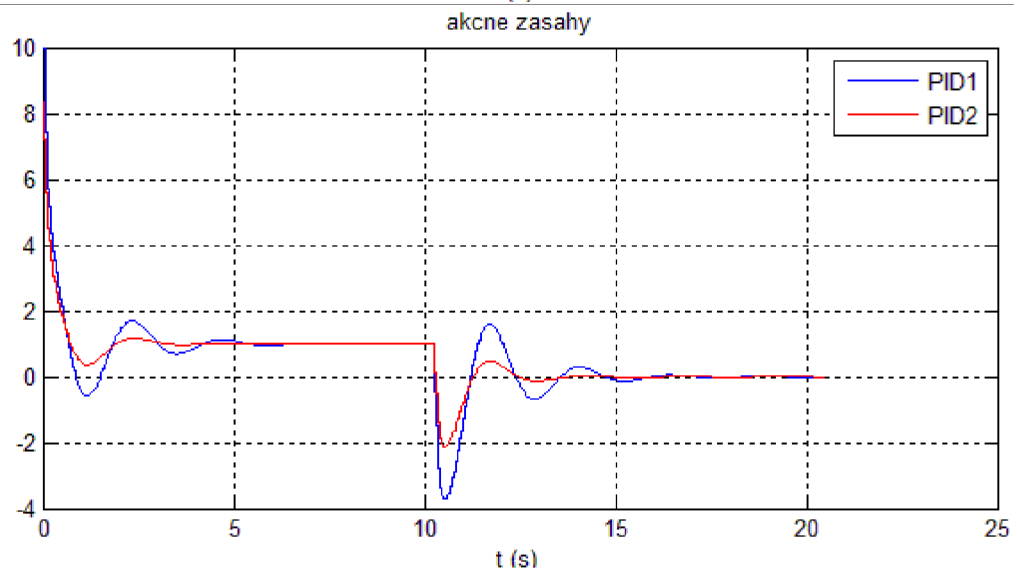
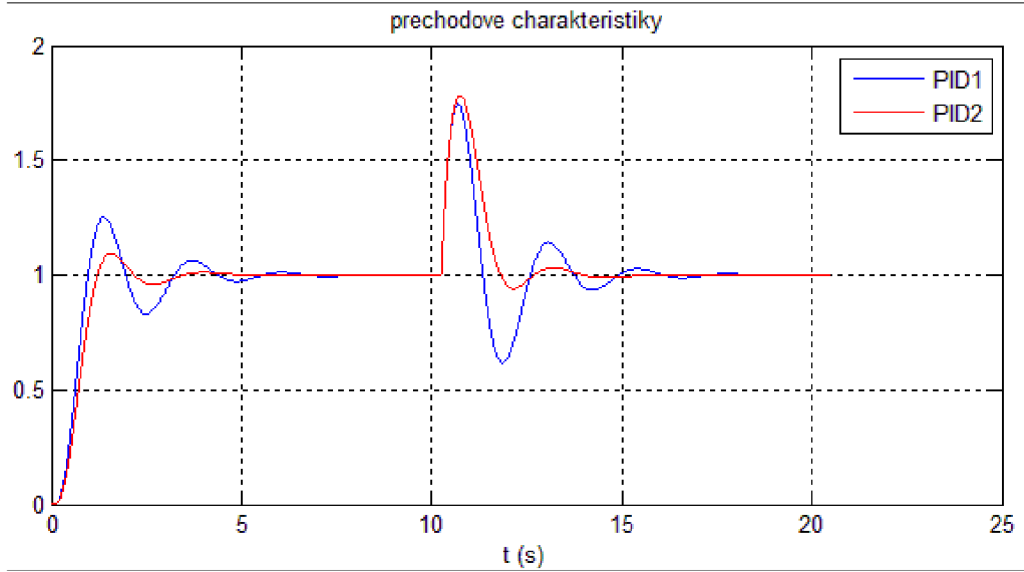
Pre $\alpha = 0,5$ je závislosť ITAE kritéria zobrazená na obr. 43. Aj tu je na prvý pohľad vidieť, že minimálna hodnota je pre predĺženie T_{nast} na hodnotu 0,5s. Prechodové charakteristiky regulátorov z Tabuľka 10 sú na obr. 44.



obr. 43: Závislosť ITAE kritéria pre systém $F_S(s) = \frac{1}{(s+1)(0,5s+1)(0,5^2s+1)(0,5^3s+1)}$

Tabuľka 10: Nastavenia regulátorov s rôznymi hodnotami T_{nast} pre systém $F_S(s) = \frac{1}{(s+1)(0,5s+1)(0,5^2s+1)(0,5^3s+1)}$

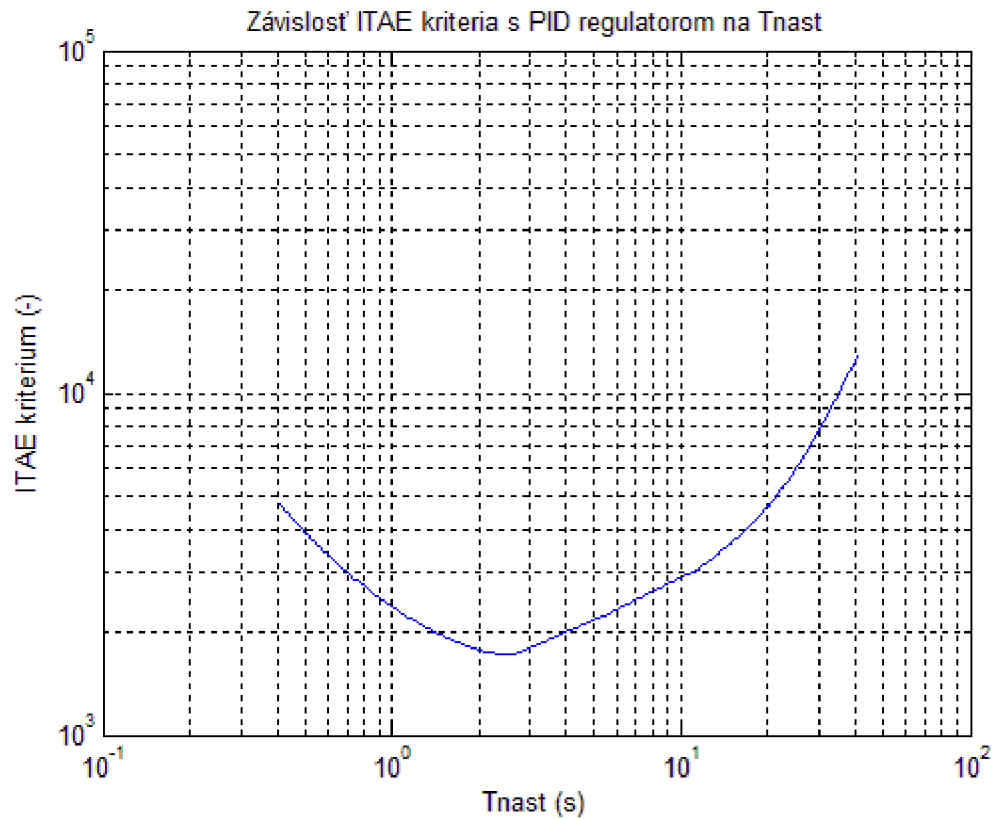
Regulátor	T_{nast}	K	Ti	Td
PID1	0,027	3,86	1,14	0,28
PID2	0,5	2,25	1,54	0,39



obr. 44: Porovnanie regulátorov pre systém $F_S(s) = \frac{1}{(s+1)(0,5s+1)(0,5^2s+1)(0,5^3s+1)}$

Pre overenie, či takáto závislosť platí aj pre konštanty, kde je pomer 12, bola otestovaná regulovaná sústava (5.2).

$$F_S(s) = \frac{1}{(20s + 1)(1,6s + 1)(0,13s + 1)(0,01s + 1)} \quad (5.2)$$



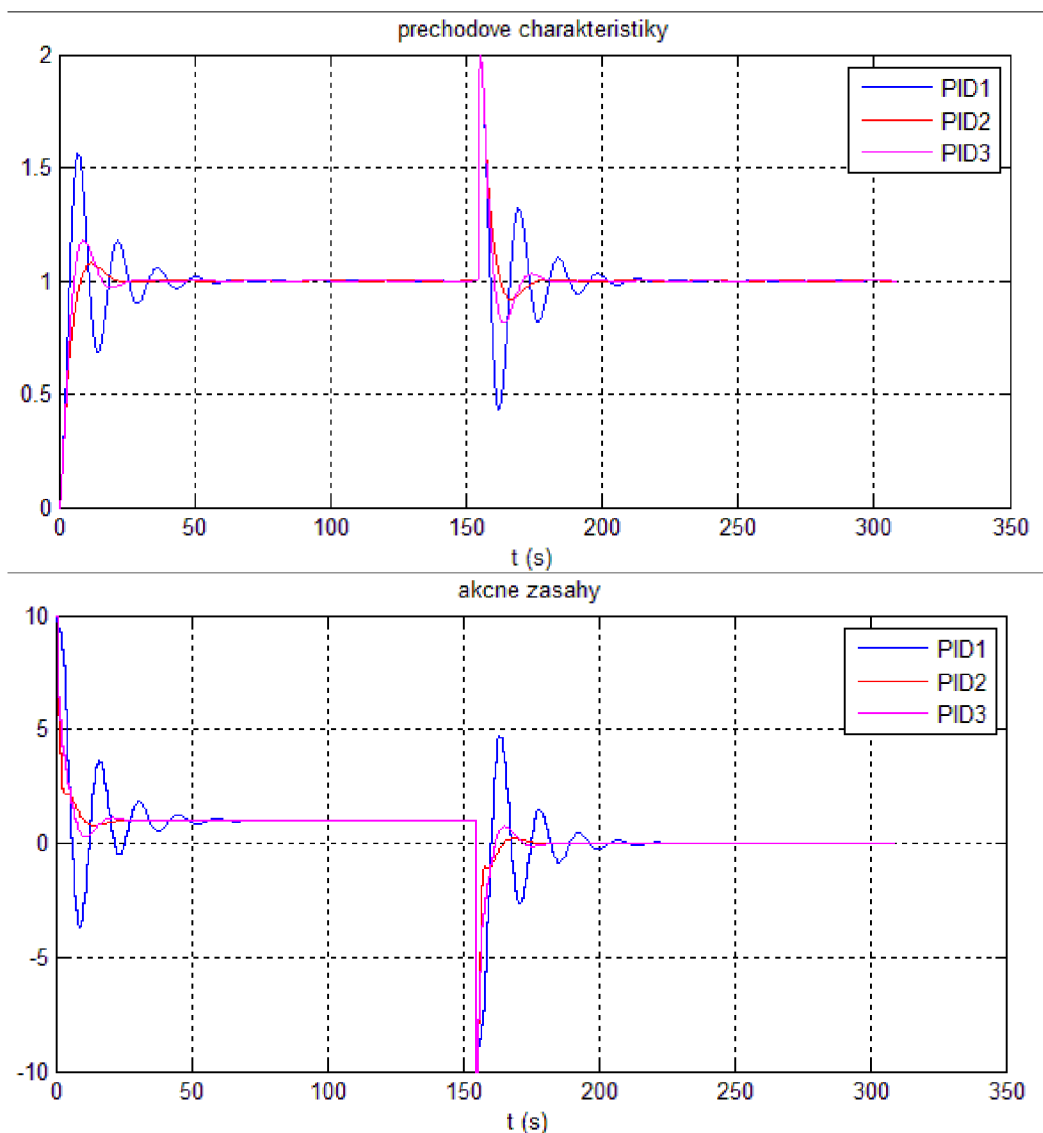
obr. 45: Závislosť ITAE kritéria pre systém $F_S(s) = \frac{1}{(20s+1)(1,6s+1)(0,13s+1)(0,01s+1)}$

Z obr. 45 je vidieť minimum s $T_{nast} = 2,5$. Ak ale zvolíme predĺženú periódu vzorkovania 1,6s, V prechodnom deji na obr. 46 vidíme len mierne vyšší prechod.

Tabuľka 11: nastavenia regulátorov s rôznymi hodnotami T_{nast} pre systém

$$F_S(s) = \frac{1}{(20s+1)(1,6s+1)(0,13s+1)(0,01s+1)}$$

Regulátor	T_{nast}	K	Ti	Td
PID1	0,41	10	2,62	0,65
PID2	2,5	10	5,24	1,31
PID3	1,6	10	4,22	1,05



obr. 46: Porovnanie regulátorov pre systém $F_S(s) = \frac{1}{(20s+1)(1,6s+1)(0,13s+1)(0,01s+1)}$

Po týchto výsledkoch je možné zostaviť Tabuľka 12 pre sústavy s pomerom časových konštánt väčším ako 10 na nastavovanie regulátorov pomocou metódy Z-N.

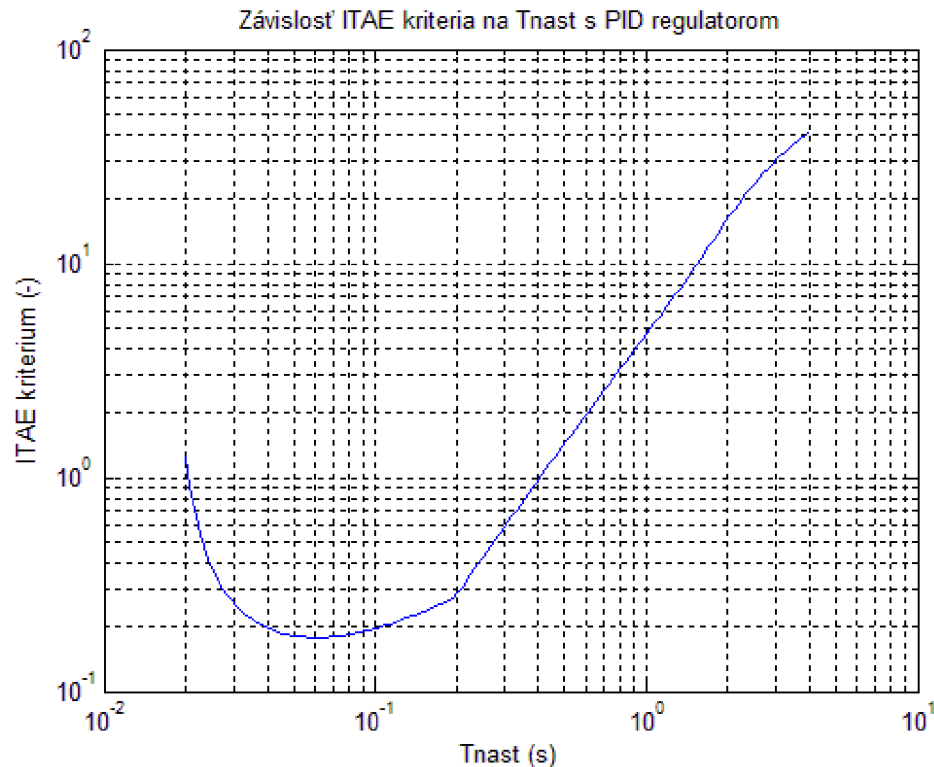
Tabuľka 12: Úprava metódy Z-N pre sústavy s pomerom časových konštánt väčším ako 10

Regulátor	K_R	T_I	T_D
P	$0,5 * K_{krit}$	-	-
PI	$0,45 * K_{krit}$	$0,85 * T_{krit}$	-
PID	$0,6 * K_{krit}$	$0,5 * T_{krit}$	$0,125 * T_{krit}$

Vhodné predĺženie periódy vzorkovania pre návrh regulátora pri sústavách s pomerom medzi konštántami väčším ako 10 je rovné druhej najvyššej časovej konštante sústavy.

5.3 Ostatné sústavy

Metóda zlyháva aj pre sústavy 1. a 2. rádu. Použitím diskretného regulátora je síce možné navrhnúť regulátor, z kapitoly 4.1 je ale jasne vidieť, že takto nastavený regulátor nemusí byť ideálny, nakoľko má kmitavý charakter. Použijeme teda na sústavu (4.1) rovnaký algoritmus ako v predchádzajúcej kapitole. Závislosť ITAE kritéria na T_{nast} je na obr. 47.

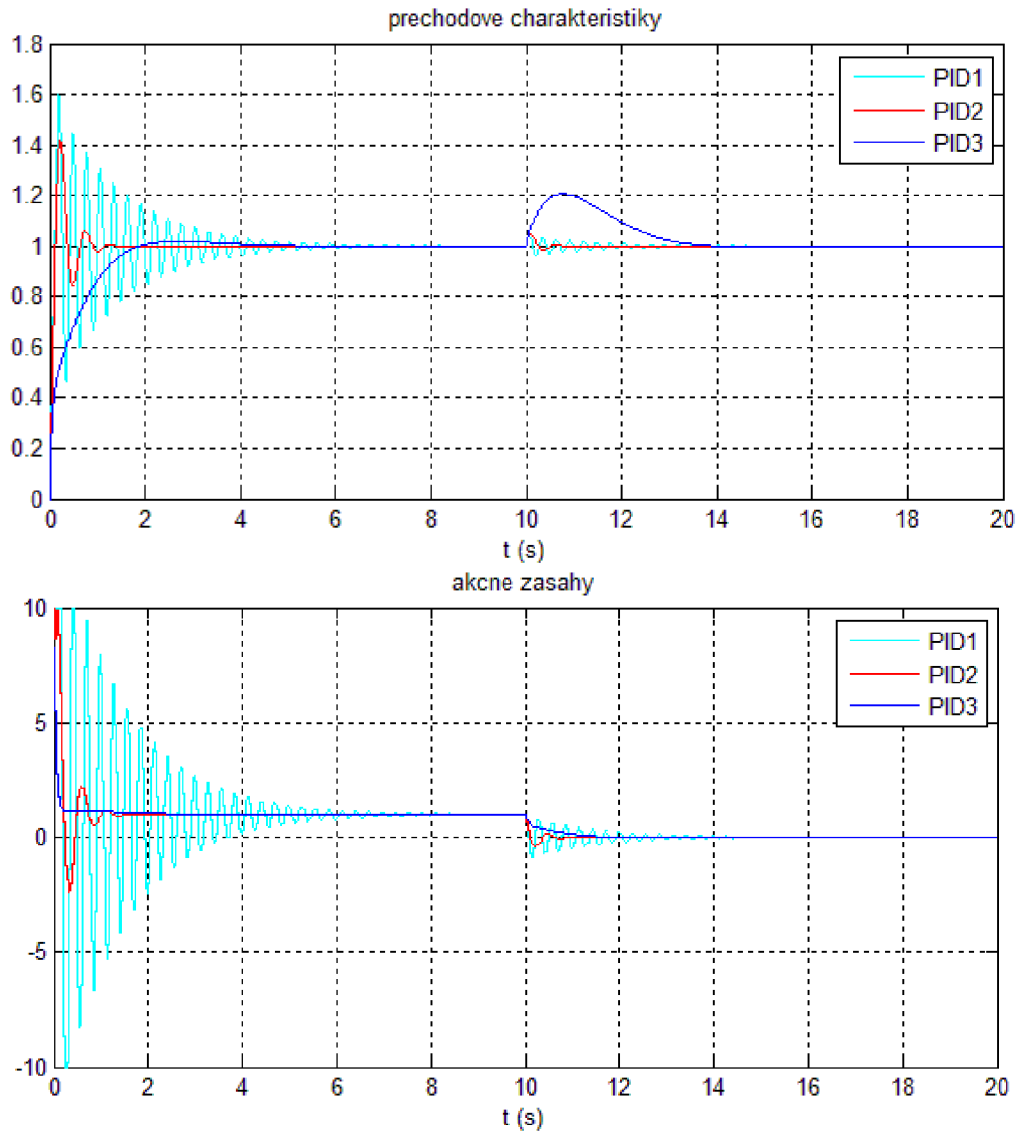


obr. 47: Závislosť ITAE kritéria pre systém $Fs(s) = \frac{1}{s+1}$

Môžeme vidieť výrazný pokles ITAE kritéria už pri minimálnom predĺžení periódy vzorkovania. Minimálna hodnota je pre $T_{nast}=0,06s$. Tiež si môžeme všimnúť, že tu nebude možné aplikovať zistenie z predchádzajúcej kapitoly, nakoľko pri zmene žiadanej hodnoty je výstup sústavy menej kmitavý a vyregulovaný rýchlejšie, vyregulovanie poruchy ako aj prekmit pri poruche je väčší. Záviselo by ale od konkrétnej situácie, či by nebolo výhodnejšie takéto nastavenie regulátora hlavne z hľadiska kmitania akčného zásahu. Nastavenia jednotlivých regulátorov z obr. 48 sú v Tabuľka 13.

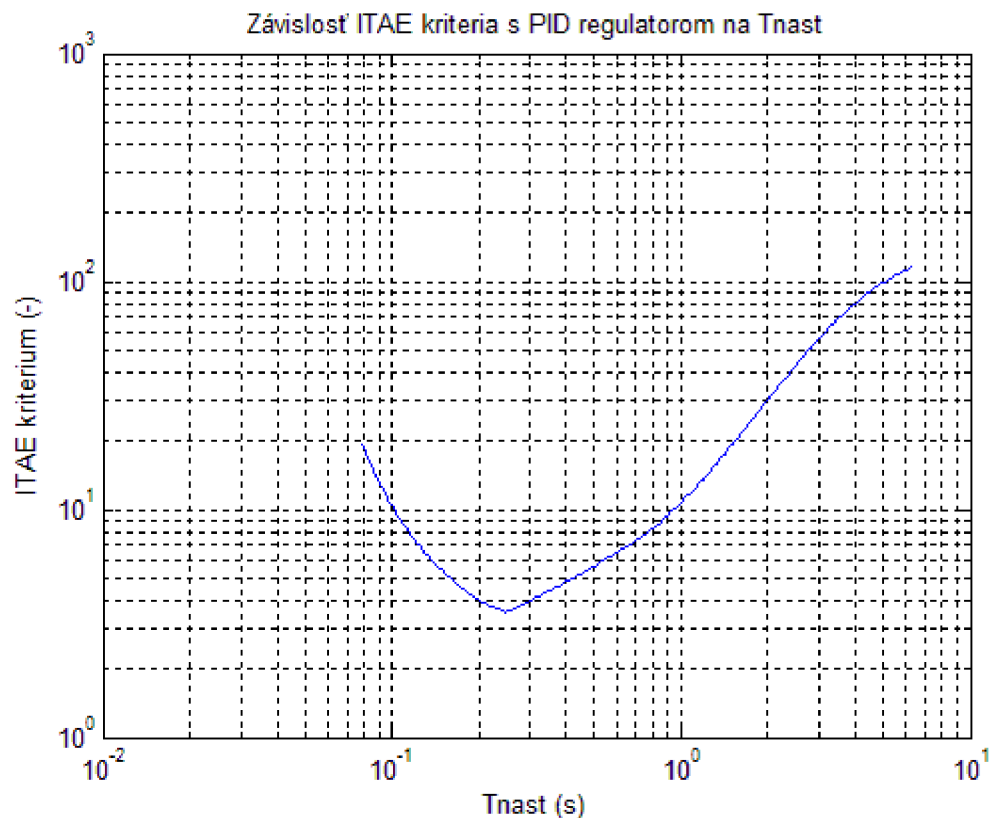
Tabuľka 13: nastavenia regulátorov s rôznymi hodnotami T_{nast} pre systém $Fs(s) = \frac{1}{s+1}$

Regulátor	T_{nast}	K	Ti	Td
PID1	0,02	10	0,02	0,005
PID2	0,06	10	0,06	0,015
PID3	1	2,28	0,86	0,21



obr. 48: Porovnanie regulátorov pre systém $Fs(s) = \frac{1}{s+1}$

Pri sústave s dvojnásobným pólom podľa rovnice (4.1) taktiež môžeme optimalizovať predĺžením T_{nast} . Pre nastavenie s periódou vzorkovania vypočítanú rovnakým spôsobom ako v predchádzajúcich prípadoch je systém dokonca nestabilný kvôli obmedzeniu zosilnenia. Pôvodne by systém nestabilný nebol, ale zosilnenie by bolo až 76,2. Predĺžením periódy vzorkovania na hodnotu 0,08s pri návrhu bude systém stabilný aj s obmedzením maximálneho zosilnenia. Predĺžením až na hodnotu približne 0,25s môžeme dostať minimálnu hodnotu ITAE kritéria.

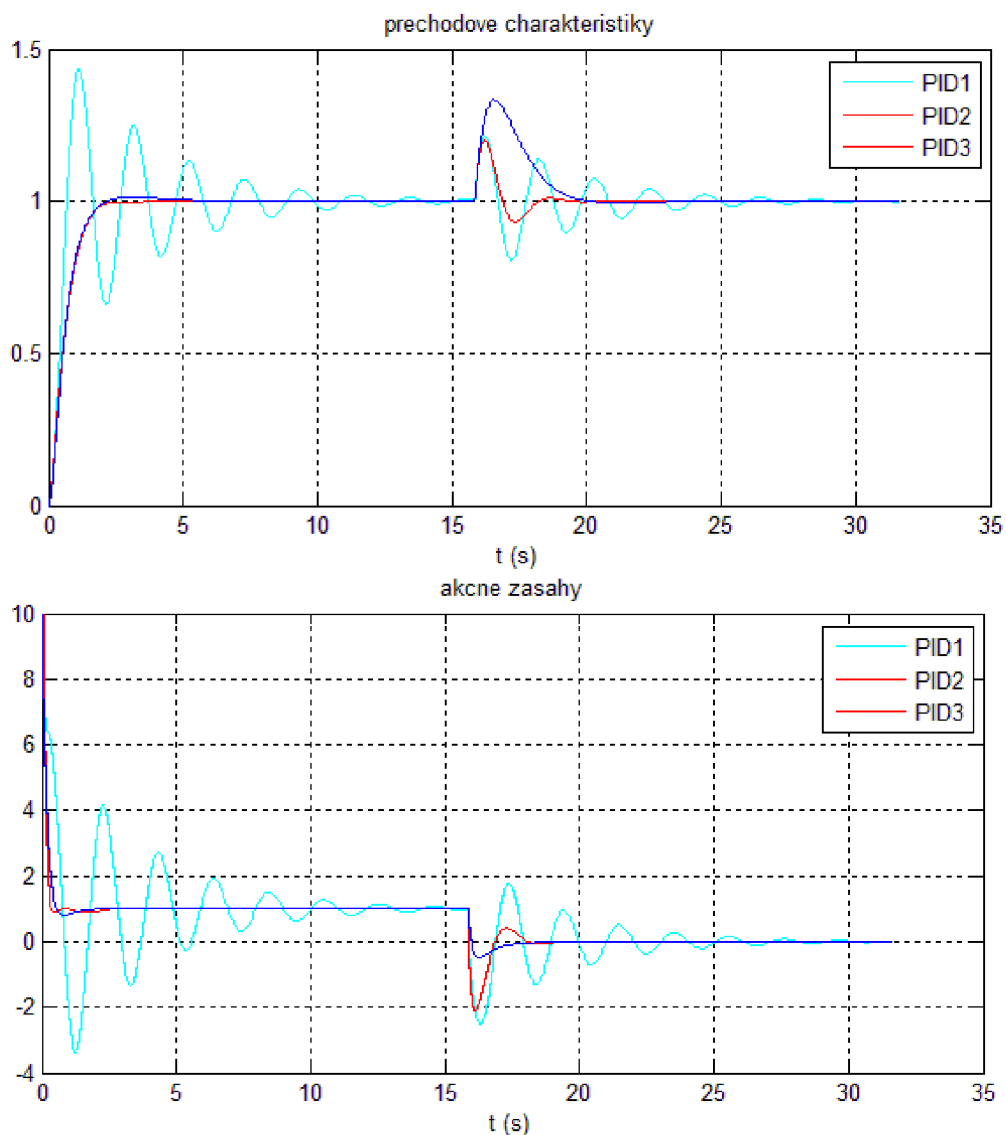


obr. 49: Závislosť ITAE kritéria pre systém $F_S(s) = \frac{1}{(s+1)^2}$

S predĺžením T_{nast} na hodnotu 1s už bude zmena v regulácii žiadanej hodnoty bez prekmitu s rýchlejšim vyregulovaním tejto zmeny, pri regulácii poruchy je ešte stále prekmit vyšší oproti regulátorom PID1 a PID2, ale vyreguluje ju rýchlejšie a bez ďalších prekmitov ako regulátor PID1.

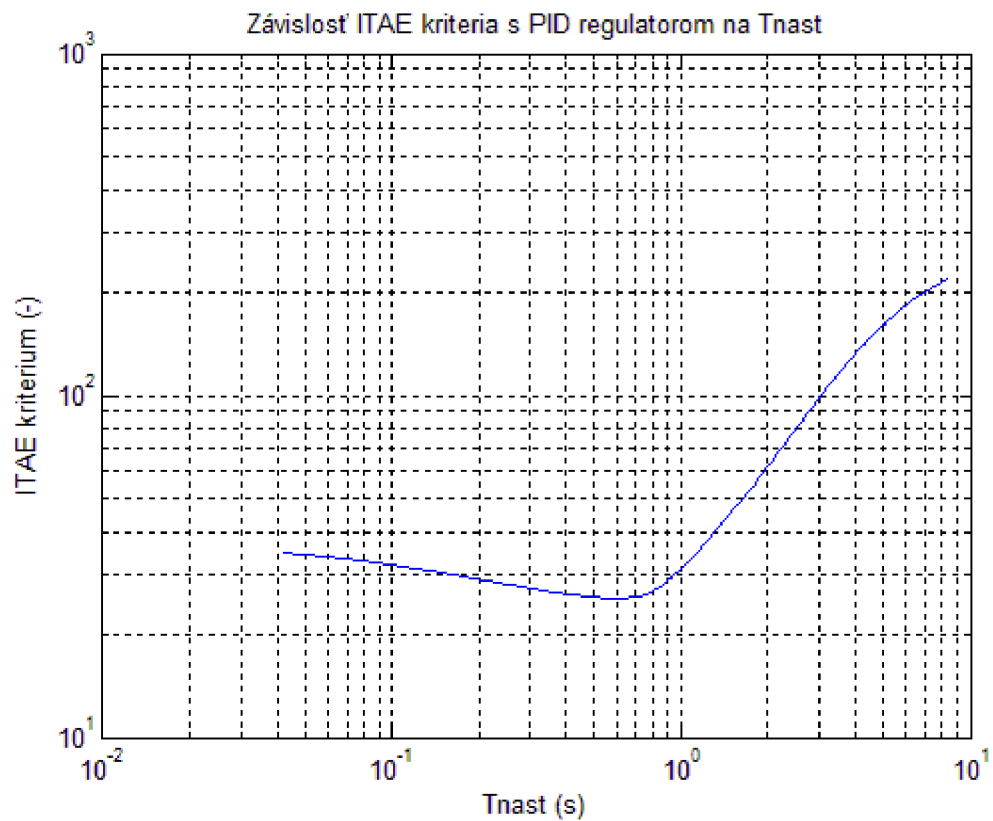
Tabuľka 14: nastavenia regulátorov s rôznymi hodnotami T_{nast} pre systém $F_S(s) = \frac{1}{(s+1)^2}$

Regulátor	T_{nast}	K	Ti	Td
PID1	0,08	10	0,45	0,11
PID2	0,25	10	0,79	0,20
PID3	1	2,81	1,64	0,41



obr. 50: Porovnanie regulátorov pre systém $F_S(s) = \frac{1}{(s+1)^2}$

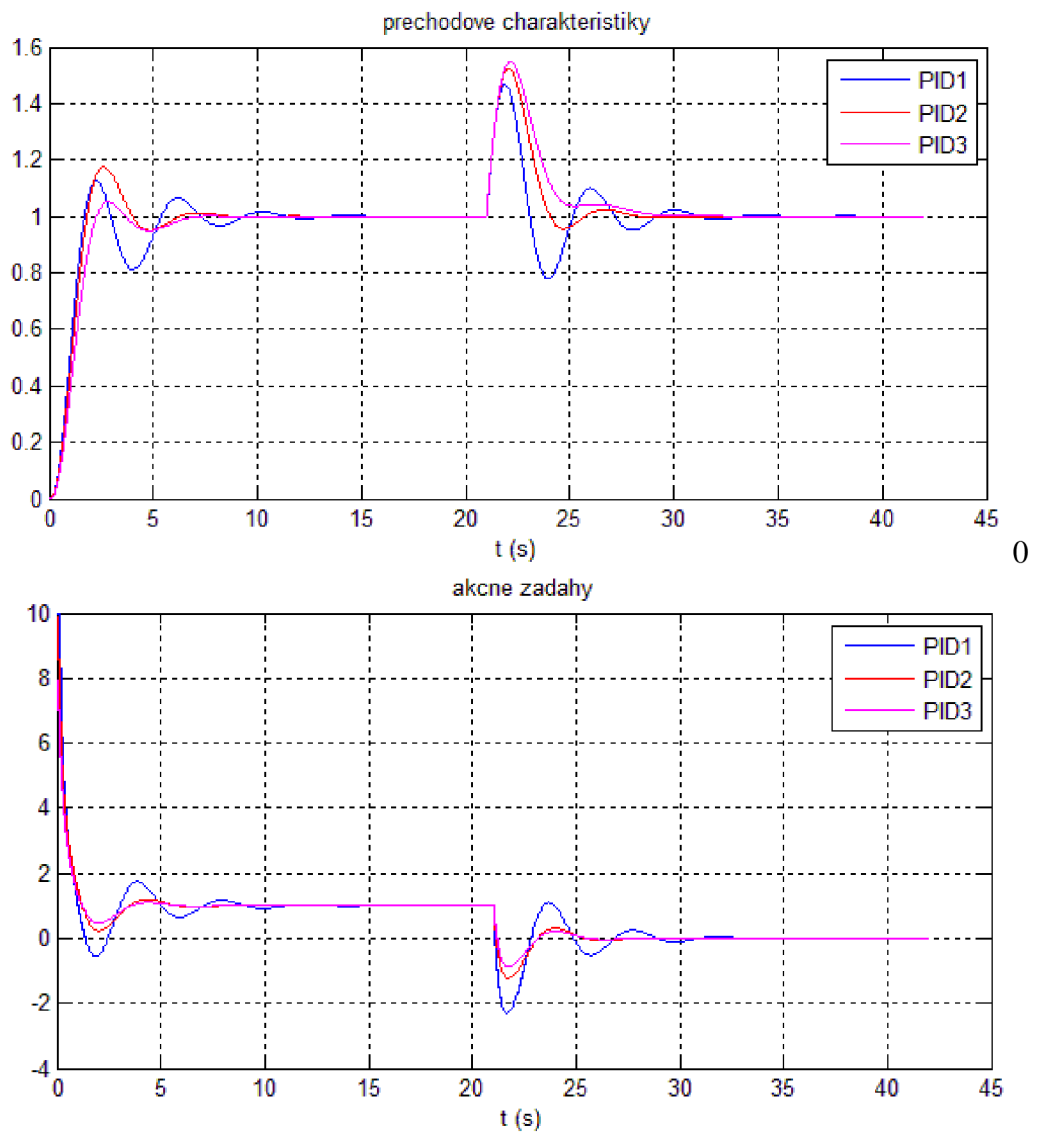
Sústava tretieho rádu s jedným trojnásobným pólom je v podstate ideálna pre nastavovanie regulátora metódou Ziegler-Nichols. V závislosti ITAE kritéria na T_{nast} je síce vidieť mierne minimum, avšak pri porovnaní prechodových charakteristík s použitými regulátormi z tabuľky je vidieť len mierne zmeny ku ktorým by sa dospelo pri doladení regulátora na reálnu regulovanú sústavu. Preto je v tomto prípade takáto úprava pri návrhu regulátora nepotrebná.



obr. 51: Závislosť ITAE kritéria pre systém $F_S(s) = \frac{1}{(s+1)^3}$

Tabuľka 15: nastavenia regulátorov s rôznymi hodnotami T_{nast} pre systém $F_S(s) = \frac{1}{(s+1)^3}$

Regulátor	T_{nast}	K	Ti	Td
PID1	0,04	4,52	1,86	0,47
PID2	0,6	2,66	2,41	0,6
PID3	1	2,13	2,73	0,68



obr. 52: Porovnanie regulátorov pre systém $F_S(s) = \frac{1}{(s+1)^3}$

Pri zvyšných sústavách z [8] už závislosť ITAE kritéria na predĺženej perióde vzorkovania žiadne výrazné minimum nedosahuje.

6 ZÁVER

V práci boli vytvorené skripty na výpočet parametrov pomocou 1. a 2. metódy Z-N. Pri výpočte pomocou 1. metódy by v reálnych podmienkach bolo potrebné najprv vyfiltrovať hodnoty z nameranej prechodovej charakteristiky od šumu. V simulačných podmienkach to však potrebné nie je.

Ak porovnáme výsledky 1. a 2. metódy Z-N a ich modifikácie vidíme, že pre systém prvého rádu vez dopravného oneskorenia je originálna prvá metóda v podstate nepoužiteľná rovnako ako aj originálna druhá metóda Z-N. Najlepšie je tu použiť modifikovanú prvú metódu, ktorá vedie k najrýchlejšiemu vyregulovaniu s minimálnym prekmitom či už regulovanej veličiny, tak aj akčného zásahu. Regulácia sústavy prvého rádu je ale všeobecne značne obtiažna.

V ostatných prípadoch môžeme povedať, že nastavovaním prvou originálnou metódou dostaneme menší prekmit pri regulácii žiadanej hodnoty, mierne sa ale predĺži doba regulácie.

Upravená metóda na obmedzenie kmitania regulovanej veličiny nie je veľmi vhodná pre regulované sústavy s dopravným oneskorením, poprípade s nestabilnou nulou. Problémom je dlhá doba regulácie hlavne poruchy. Pre takéto systémy je vhodnejšie použiť originálne nastavenie parametrov z Tabuľka 1.

Modifikovaná prvá metóda Z-N je nepoužiteľná pri systéme prvého rádu s dopravným oneskorením rádovo vyšším, ako je doba regulácie. Preto bola v práci upravená tak, aby zahŕňala aj dopravné oneskorenie sústavy a pri tom ak by sústava oneskorenie nemala, výsledky sa nezmenia. Táto úprava je v rovniciach (4.5) a (4.6). Pri sústave druhého rádu s dopravným oneskorením sa regulátor zostrojiť síce dal, ale s použitím spomínanej úpravy sa prechodný dej zlepši.

V prípade, kedy metóda Z-N zlyháva, bola na základe mnohých simulácií zistená závislosť medzi časovými konštantami a vhodným predĺžením periódy vzorkovania (dopravného oneskorenia) P regulátora pri výpočte kritických parametrov na hodnotu druhej najvyššej časovej konštanty regulovanej sústavy. Takto upravená metóda je v Tabuľka 12. Ak nastavíme regulátor pre predĺženú periódu vzorkovania a následne taký regulátor použijeme s pôvodnou periódou vzorkovania, získame lepšie dynamické vlastnosti.

Návrhom regulátora na umelo predĺženú periódu vzorkovania môžeme zlepšiť vlastnosti prechodového deja aj pri sústavách 1. a 2. rádu bez dopravného oneskorenia. Priama závislosť s časovými konštantami a predĺženou periódou vzorkovania tak aby bolo ITAE kritérium minimálne v tomto prípade taká jednoznačná nie je. Ak sa ale pri sústave prvého rádu predĺži perióda vzorkovania pri návrhu na hodnotu časovej konštanty, vyregulovanie žiadanej hodnoty bude rýchlejšie a bez prekmitov. Regulácia poruchy však bude trvať dlhšie s väčším prekmitom. Pri druhom ráde je to podobne, len sa čas vyregulovania poruchy skrúti oproti regulátoru nastaveného na reálne použitú periódu vzorkovania. Keďže metóda slúži len pre počiatočné nastavenie regulátora a následné doladenie, je pre takýto prvotný odhad parametrov možné použiť nastavenie s predĺženou periódou vzorkovania a následne parametre doladiť.

7 LITERATÚRA

- [1] JURA, P.: Signály a systémy. Část 1. Spojité signály. Skriptum VUT. Brno, 2010.
- [2] ASTRÖM, K. J. – WITTENMARK, B.: Computer-Controlled Systems. Prentice-Hall Inc, London, 1997.
- [3] ZIEGLER, J. G. – NICHOLS, N. B.: Optimum Settings for Automatic Controllers. In Proceedings of ASME, 1942, pp. 759 – 765.
- [4] PIVOŇKA, P.: Číslicová řídicí technika. [Skriptum.] Brno: VUT, FEKT, 2013. 112s.
- [5] BENNETT, Stuart. : A history of control engineering 1800-1930 Control engineering series No.8 UK, 1979. 227 p. ISBN 978-0-86341-047-5.
- [6] JAŠŠO, K. Modifikace 2. Ziegler-Nicholsovy metody pro případy, kdy metoda selhává. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2014. 53 s.
- [7] BLAHA, P., VAVŘÍN, P.: Řízení a regulace I. [Skriptum.] Brno: VUT, FEKT, 2009. 213 s.
- [8] ASTRÖM, K., HÄGGLUND, T.: Benchmark Systems for PID Control. Proceedings IFAC Workshop, Advanced optical techniques. Terrassa, Spain, 2000.
- [9] KLÁN, Petr. Ziegler-Nicholsovo nastavení PID regulátoru – retrospektiva. *Ústav informatiky AV ČR a Univerzita Pardubice* [online]. [cit. 2015-01-08]. Dostupné z: http://www.odbornecasopisy.cz/index.php?id_document=27697
- [10] Our fascinating look at building automation history starts in 270 B.C. *Building Automation Consultants* [online]. [cit. 2015-01-08]. Dostupné z: <http://www.building-automation-consultants.com/building-automation-history.html>
- [11] VELEBA, V., PIVOŇKA, P.: Adaptive Controller with Identification Based on Neural Network for Systems with Rapid Sampling Rates. *WSEAS Transactions on Systems*, 2005, roč. 4, č. 4, s 385 (6 s.) ISSN: 1109- 2777.
- [12] KRISTIANSSON, B., LENNARTSON, B.: Convenient almost optimal and robust tuning of PI and PID controllers. *IFAC 15th Triennial World Congress*. Barcelona, Spain, 2002.
- [13] KLÁN, P., GOREZ, R.: PI regulátory s vyváženými akčními zásahy. *Automatizace*, 43, 2000, č.2, str. 90-96.
- [14] SCHLEGEL, M.: Exaktní revize Zieglerovy-Nicholsovy frekvenční metody. *Automatizace*, 43, 2000, č.12 p.813-819.

ZOZNAM SYMBOLOV

$F_S(s)$	Prenos sústavy
$F_R(s)$	Prenos spojitého regulátoru
$F_{I-PD}(s)$	Prenos spojitého I-PD regulátoru
$F_{PSD}(z)$	Prenos diskrétného regulátoru
$F_{S-PD}(z)$	Prenos diskrétného I-PD regulátoru
$u(t)$	akčná veličina
$e(t)$	regulačná odchylka
$E(s)$	obraz regulačnej odchylky
$Y(s)$	obraz regulovanej veličiny
K_{krit}	kritické zosilnenie
T_{krit}	kritická perióda
T_u	doba prieťahu
T_n	doba nábehu
ε	realizačná časová konštanta
N	koeficient filtrácie derivačnej zložky
T_{vz}	vzorkovacia perióda
T_{nast}	predĺžená perióda vzorkovania
K_r	zosilnenie regulátora
T_I	integračná zložka regulátora
T_D	derivačná zložka regulátora
n	rád sústavy
$T_{10\%}$	čas, pri ktorom dosiahne prechodová charakteristika 10% z maximálnej hodnoty
$T_{90\%}$	čas, pri ktorom dosiahne prechodová charakteristika 90% z maximálnej hodnoty
$Y_{100\%}$	ustálená hodnota prechodovej charakteristiky sústavy