

SLOVENSKÁ TECHNIKÁ UNIVERZITA V BRATISLAVE
FAKULTA CHEMICKEJ A POTRAVINÁRSKEJ TECHNOLOGIE

**RIADENIE SYSTÉMOV S DOPRAVNÝM ONESKORENÍM
POMOCOU ROZVETVENÝCH REGULAČNÝCH OBVODOV**

DIPLOMOVÁ PRÁCA

FCHPT-5414-26848

Študijný program: Automatizácia a informatizácia v chémii a v potravinárstve

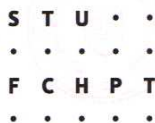
Číslo a názov študijného odboru: Automatizácia

Školiace pracovisko: Ústav informatizácie, automatizácie a matematiky

Vedúca záverečnej práce: doc. Ing. Monika Bakošová, CSc.

Bratislava 2010

Bc. Renáta Švardová



ZADANIE DIPLOMOVEJ PRÁCE

Študentka: **Bc. Renáta Švardová**
ID študenta: 26848
Študijný program: automatizácia a informatizácia v chémii a potravinárstve
Študijný odbor: 5.2.14 automatizácia
Vedúca práce: doc. Ing. Monika Bakošová, CSc.
Miesto vypracovania: OIRP ÚIAM FCHPT

Názov práce: **Riadenie systémov s dopravným oneskorením pomocou rozvetvených regulačných obvodov**

Špecifikácia zadania:

Analýza vplyvu dopravného oneskorenia na dynamické vlastnosti riadeného procesu a dynamické vlastnosti jednoduchého uzavretého regulačného obvodu. Analýza možností riadenia systémov s dopravným oneskorením pomocou rozvetvených regulačných obvodov, a to Smithovho prediktora a jeho modifikácií podľa Vitečkovej, Majhiho – Athertona a Liua a kol. Analýza a simulačné overenie výhod a nevýhod použitia uvedených rozvetvených regulačných obvodov pri riadení stabilného, nestabilného systému s dopravným oneskorením a systému s integračnými vlastnosťami s dopravným oneskorením.

Rozsah práce: 80

Zoznam odbornej literatúry:

1. BAKOŠOVÁ, M. – FIKAR, M. *Riadenie procesov*. STU v Bratislave, 2008. 1 s. ISBN 978-80-227-2841-6.
2. ŠULC, B. – VÍTEČKOVÁ, M. *Teorie a praxe návrhu regulačních obvodů*. Praha: České vysoké učení technické v Praze, 2004. 333 s. ISBN 80-01-03007-5.
3. LIU, T. – CAI, Y.Z. – GU, D.Y. – ZHANG, W.D.: New modified Smith predictor scheme for integrating and unstable processes with time delay. IEE Proceedings Control Theory & Applications, 152, No.2, 2005, 238-246.
4. MAJHI, S.–ATHERTON, D.P. Modified Smith predictor and controller for processes with time delay. IEE Proceedings Control Theory & Applications., 146, 1999, 359-366.

Riešenie zadania práce od: 15. 02. 2010
Dátum odovzdania práce: 22. 05. 2010

Švardová

Bc. Renáta Švardová
Študentka



[Signature]

prof. Ing. Miroslav Fikar, DrSc.
Vedúci pracoviska

[Signature]

prof. Ing. Miroslav Fikar, DrSc.
Garant študijného programu

Pod'akovanie

Touto cestou by som sa chcela poďakovať vedúcej diplomovej práce doc. Ing. Monike Bakošovej, CSc. za odborné vedenie, rady a pripomienky, ktoré mi poskytovala pri riešení zadaných úloh. Zároveň by som sa chcela poďakovať všetkým, ktorý mi pomáhali a podporovali ma počas celého môjho štúdia.

Súhrn

Diplomová práca sa zaoberá analýzou vplyvu dopravného oneskorenia na dynamické vlastnosti riadeného procesu a dynamické vlastnosti jednoduchého uzavretého regulačného obvodu. Analyzujú sa možnosti riadenia systémov s dopravným oneskorením pomocou rozvetvených regulačných obvodov, konkrétne Smithovho prediktora a jeho modifikácií podľa Vítečkovej, Majhiho-Athertona a Liua. Práca je doplnená simuláciami riadenia stabilných systémov, nestabilných systémov a systémov s integračnými vlastnosťami s dopravným oneskorením pomocou uvedených rozvetvených regulačných obvodov a zároveň sú opísané výhody a nevýhody použitia uvedených rozvetvených regulačných obvodov.

Kľúčové slová: Dopravné oneskorenie, Smithov prediktor, modifikovaný Smithov prediktor.

Abstract

The diploma thesis deals with the analysis of the effects of the time–delay on dynamical properties of the controlled process and dynamical properties of a simple feedback closed–loop control system. Options of system controlling with time–delay was analyzed by means of multi–loop control systems, specifically Smith’s predictor and his modifications by Vítěčková, Majhi–Atherton and Liu. The works is supplemented by simulations of control of stable, unstable and integrating systems with time–delay using listed multi–loop control systems and advantages and disadvantages of the listed multi–loop control systems are also described.

Keywords: Time–delay, Smith’s predictor, modified Smith’s predictor

Obsah

Obsah	7
Zoznam obrázkov	9
Zoznam tabuliek.....	11
Zoznam symbolov a skratiek.....	11
1 Úvod	13
2 Teoretická časť	14
2. 1 Jednoduchý uzavretý regulačný obvod.....	14
2. 2 Rozvetvené regulačné obvody	15
2. 2. 1 Smithov prediktor	15
2. 2. 2 Modifikovaný Smithov prediktor	17
2. 2. 3 Odstránenie vplyvu poruchy	19
2. 2. 4 Modifikácia Smithovho prediktora podľa Majhiho	20
2. 2. 4. 1 Odvodenie vzťahov pre výpočet parametrov regulátorov G_C , G_{C1} a G_{C2}	22
2. 2. 4. 1. 1 Prípád nestabilného systému prvého rádu s dopravným oneskorením	22
2. 2. 4. 1. 2 Prípád nestabilného systému druhého rádu s dopravným oneskorením.....	24
2. 2. 4. 1. 3 Prípád integračného systému s dopravným oneskorením	26
2. 2. 5 Modifikácia Smithovho prediktora podľa Liua	28
2. 2. 5. 1 Vzťahy pre výpočet parametrov regulátorov	29
2. 2. 5. 1. 1 Regulátor $K(s)$	30
2. 2. 5. 1. 2 Regulátor $G_C(s)$	31
2. 2. 5. 1. 3 Regulátor $F(s)$	31
2. 3 Integrálne ukazovatele kvality	34
3 Experimentálna časť	35
3. 1 Riadenie stabilného systému druhého rádu s dopravným oneskorením	36
3. 2 Riadenie nestabilného systému druhého rádu s dopravným oneskorením	42
3. 3 Riadenie nestabilného systému prvého rádu s dopravným oneskorením	53
3. 4 Riadenie systému s integračnými vlastnosťami druhého rádu s dopravným oneskorením	61

3. 5 Riadenie systému s integračnými vlastnosťami prvého rádu s dopravným oneskorením	68
4 Záver	78
5 Zoznam použitej literatúry	79
6 Zoznam príloh	81

Zoznam obrázkov

Obr. 1 Bloková schéma jednoduchého spätnoväzbového uzavretého regulačného obvodu	14
Obr. 2 Smithov prediktor	15
Obr. 3 Smithov prediktor: riadenie s vnútorným modelom(IMC)	16
Obr. 4 Smithov prediktor pre prípad $d=0$	17
Obr. 5 Rozvetvený regulačný obvod s modifikovaným Smithovým prediktorom	17
Obr. 6 Modifikácia Smithovho prediktora podľa Majhiho	20
Obr. 7 Modifikácia Smithovho prediktora podľa Liua a kol.	29
Obr. 8 Schéma riadenia pomocou JURO.....	37
Obr. 9 Schéma riadenia pomocou SP	38
Obr. 10 Schéma riadenia pomocou MSP	39
Obr. 11 Schéma riadenie pomocou Majhiho modifikácie	40
Obr. 12 Priebehy výstupných veličín stabilného systému 2. rádu s $D=1$ pri riadení na žiadanú hodnotu a pri výskyte poruchy v čase 60.....	40
Obr. 13 Priebehy výstupných veličín stabilného systému 2. rádu s $D=10$ pri riadení na žiadanú hodnotu a pri výskyte poruchy v čase 40.....	41
Obr. 14 Priebeh výstupnej veličiny nestabilného systému 2. rádu s $D=0.5$ pri riadení na žiadanú hodnotu a pri výskyte poruchy v čase 60	44
Obr. 15 Priebeh výstupnej veličiny nestabilného systému 2. rádu s $D=0.5$ pri riadení na žiadanú hodnotu a pri výskyte poruchy v čase 60	45
Obr. 16 Priebeh výstupnej veličiny nestabilného systému 2. rádu s $D=10$ bez výskytu poruchy	46
Obr. 17 Priebeh výstupnej veličiny nestabilného systému 2. rádu s $D=0.5$ pri výskyte poruchy v čase 14	48
Obr. 18 Priebeh výstupnej veličiny nestabilného systému 2. rádu s $D=10$ bez výskytu poruchy	49
Obr. 19 Priebeh výstupnej veličiny nestabilného systému druhého rádu v tvare (92) s $D=0.5$ pri výskyte poruchy v čase 50	50
Obr. 20 Priebeh výstupnej veličiny nestabilného systému druhého rádu v tvare (94) s $D=10$ bez výskytu poruchy	51
Obr. 21 Priebeh výstupnej veličiny pre nestabilný systém (104) s $D=0.5$ pri výskyte poruchy v čase 30	52
Obr. 22 Priebeh výstupnej veličiny nestabilného systému 1. rádu s $D=1$ pri riadení na žiadanú hodnotu a pri výskyte poruchy v čase 120.....	54
Obr. 23 Priebeh výstupnej veličiny nestabilného systému 1. rádu s $D=1$ pri výskyte poruchy v čase 150	55
Obr. 24 Priebeh výstupnej veličiny nestabilného systému 1. rádu s $D=10$ bez výskytu poruchy	56
Obr. 25 Priebeh výstupnej veličiny nestabilného systému 1. rádu s $D=1$ pri výskyte poruchy v čase 1557	

Obr. 26 Schéma riadenia pomocou Liuho modifikácie	58
Obr. 27 Priebeh výstupných veličín nestabilného systému 1. rádu s $D=5$ pri výskyte poruchy v čase 50	59
Obr. 28 Priebeh výstupných veličín nestabilného systému 1. rádu s $D=10$ bez výskytu poruchy.....	60
Obr. 29 Priebeh výstupných veličín integračného systému druhého rádu s $D=1$ pri výskyte poruchy v čase 130	62
Obr. 30 Priebeh výstupnej veličiny integračného systému druhého rádu s $D=1$ pri výskyte poruchy v čase 60	63
Obr. 31 Priebeh výstupnej veličiny integračného systému 2. rádu s $D=1$ pri výskyte poruchy v čase 60	64
Obr. 32 Priebeh výstupných veličín integračného systému 2. rádu s $D=1$ pri výskyte poruchy v čase 40	66
Obr. 33 Priebeh výstupnej veličiny integračného systému 2. rádu s $D=10$ pri výskyte poruchy v čase 60	67
Obr. 34 Priebeh výstupných veličín systému s integračnými vlastnosťami 1. rádu P regulátorom pri $D=1$ a pri výskyte poruchy v čase 50	69
Obr. 35 Priebeh výstupnej veličiny systému s integračnými vlastnosťami 1. rádu s P regulátorom pri $D=1$ a pri výskyte poruchy v čase 50.....	70
Obr. 36 Priebeh výstupnej veličiny systému s integračnými vlastnosťami 1. rádu s PI regulátorom pri $D=1$ a pri výskyte poruchy v čase 150.....	72
Obr. 37 Priebeh výstupných veličín systému s integračnými vlastnosťami 1. rádu s PI regulátorom. pri $D=1$ a pri výskyte poruchy v čase 50	73
Obr. 38 Priebeh výstupných veličín systému s integračnými vlastnosťami 1. rádu s $D=1$ pri výskyte poruchy v čase 15	74
Obr. 39 Priebeh výstupných veličín systému s integračnými vlastnosťami 1. rádu s $D=10$ pri výskyte poruchy v čase 50	75

Zoznam tabuliek

Tabuľka 1 Odporučené typy regulátorov a hodnoty ich parametrov pre modifikovaný SP [7]	18
Tabuľka 2 Ukazovatele kvality pre stabilný systém s poruchou a $D=1$	41
Tabuľka 3 Ukazovatele kvality pre stabilný systém s poruchou a $D=10$	42
Tabuľka 4 Ukazovatele kvality pre nestabilný systém s poruchou a $D=0.5$	44
Tabuľka 5 Ukazovateľ kvality pre nestabilný systém s $D=0.5$ pri výskyte poruchy.....	45
Tabuľka 6 Ukazovateľ kvality pre nestabilný systém 2. rádu s $D=10$ bez výskytu poruchy	46
Tabuľka 7 Ukazovateľ kvality pre nestabilný systém 2. rádu s $D=0.5$ pri výskyte poruchy.....	48
Tabuľka 8 Ukazovateľ kvality pre nestabilný systém 2. rádu s $D=10$ bez poruchy	49
Tabuľka 9 Ukazovateľ kvality pre nestabilný systém 2. rádu (94) s $D=0.5$ pri výskyte poruchy.....	51
Tabuľka 10 Ukazovateľ kvality pre nestabilný systém druhého rádu (94) s $D=10$ bez výskytu poruchy	51
Tabuľka 11 Ukazovatele kvality pre nestabilný systém 2. rádu v tvare (104) s $D=0.5$ pri výskyte poruchy	52
Tabuľka 12 Ukazovatele kvality pre nestabilný systém 1. rádu s poruchou a $D=1$	54
Tabuľka 13 Ukazovateľ kvality pre nestabilný systém 1. rádu s $D=1$ pri výskyte poruchy.....	55
Tabuľka 14 Ukazovateľ kvality pre nestabilný systém 1. rádu s $D=10$ bez výskytu poruchy.....	56
Tabuľka 15 Ukazovateľ kvality pre nestabilný systém 1. rádu s $D=1$ pri výskyte poruchy.....	57
Tabuľka 16 Ukazovatele kvality pre nestabilný systém 1. rádu s $D=5$ pri výskyte poruchy	59
Tabuľka 17 Ukazovatele kvality pre nestabilný systém s $D=10$ bez poruchy.....	60
Tabuľka 18 Ukazovatele kvality pre integračný systém druhého rádu s $D=1$ pri výskyte poruchy	62
Tabuľka 19 Ukazovateľ kvality pre integračný systém 2. rádu s $D=1$ pri výskyte poruchy	63
Tabuľka 20 Ukazovatele kvality pre integračný systém 2. rádu s $D=1$ pri výskyte poruchy.....	65
Tabuľka 21 Ukazovatele kvality pre systém s integračnými vlastnosťami 2. rádu s poruchou a $D=1$	66
Tabuľka 22 Ukazovatele kvality pre integračný systém 2. rádu s $D=10$ pri výskyte poruchy.....	67
Tabuľka 23 Ukazovatele kvality pre systém s integračnými vlastnosťami 1. rádu s $D=1$ pri výskyte poruchy	69
Tabuľka 24 Ukazovateľ kvality pre systém s integračnými vlastnosťami 1. rádu s $D=1$ pri výskyte poruchy	70
Tabuľka 25 Ukazovatele kvality pre systém s integračnými vlastnosťami 1. rádu s $D=1$ pri výskyte poruchy	72
Tabuľka 26 Ukazovatele kvality pre systém s integračnými vlastnosťami 1. rádu s $D=1$ pri výskyte poruchy	73
Tabuľka 27 Ukazovatele kvality pre systém s integračnými vlastnosťami 1. rádu s poruchou a $D=1$	75
Tabuľka 28 Ukazovatele kvality pre systém s integračnými vlastnosťami 1. rádu s poruchou a $D=10$..	75
Tabuľka 29 Vyhodnotenie výsledkov riadenia jednotlivých systémov s dopravným oneskorením pri výskyte poruchy.....	77

Zoznam symbolov a skratiek

<i>CHRURO</i>	charakteristická rovnica uzavretého regulačného obvodu
<i>JURO</i>	jednoduchý uzavretý regulačný obvod
<i>MSP</i>	modifikovaný Smithov prediktor
<i>SP</i>	Smithov prediktor
<i>D</i>	dopravné oneskorenie
<i>w</i>	žiadaná veličina
$d(s)$	porucha systému
$G_s(s)$	prenos riadeného systému
$G_s^D(s)$	prenos riadeného systému s dopravným oneskorením
$G_C(s)$	prenos regulátora
$G_{SM}(s)$	prenos modelu systému
$G_{WY}(s)$	prenos žiadanej hodnoty na výstup
$G_{dY}(s)$	prenos poruchy na výstup
$Y(s)$	obraz výstupnej veličiny
$U(s)$	obraz akčnej veličiny
$E(s)$	obraz regulačnej odchýlky
$W(s)$	obraz žiadanej veličiny
T_I	integračná časová konštanta
T_D	derivačná časová konštanta

1 Úvod

Spätnoväzbové riadenie je vo svojej podstate najjednoduchším typom riadenia, ktoré dokáže eliminovať vplyv porúch a zabezpečiť sledovanie zmien žiadaných veličín. Jeho hlavnou nevýhodou je, že vstup do riadeného procesu je zmenený až vtedy, keď sa výstup z procesu začne meniť. Napriek tomu je až 80-90% všetkých riadiacich slučiek realizovaných obyčajným spätnoväzbovým riadením, pretože kvalita riadenia je uspokojivá [1].

Keď ale požiadavky na kvalitu riadenia vzrastú, alebo na proces pôsobí veľa rozličných porúch, môže sa stať, že kvalita riadenia nebude dostatočná. Ide o problémy spôsobené výskytom porúch a problémy spôsobené veľkým dopravným oneskorením [2], [3].

Systemy s dopravným oneskorením sú skupinou dynamických systémov.

V systémoch s dopravným oneskorením dochádza k časovému oneskoreniu signálu, informácii alebo látky, a to má za následok zhoršenie vlastností regulačného obvodu, ak takéto systémy chceme riadiť [3].

V riadených systémoch sa často vyskytuje člen dopravného oneskorenia, tento člen dopravného oneskorenia sa prejavuje tým, že daný systém reaguje na zmenu vstupnej veličiny až po určitej dobe, ktorá sa nazýva dopravným oneskorením [1], [3].

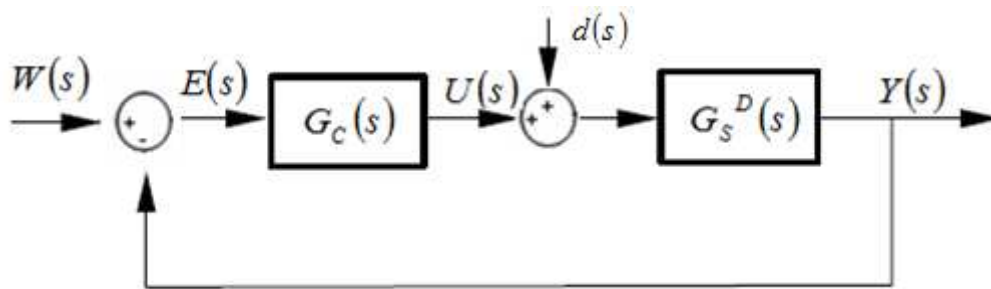
V mojej práci sa budem venovať problémom, ktoré sú spôsobené dopravným oneskorením. Tieto problémy možno riešiť pomocou rozvetvených (viacsľučkových) regulačných obvodov. Takéto obvody okrem základného spätnoväzbového obvodu riadenia obsahujú ešte naviac obvod s kompenzáciou dopravného oneskorenia [2], [3].

2 Teoretická časť

2.1 Jednoduchý uzavretý regulačný obvod

Základným a najznámejším zapojením pri riadení procesov s dopravným oneskorením je uzavretý regulačný obvod so zápornou spätnou väzbou, ktorého blokovú schému uvádzam na obr. 1.

Procesy s veľkým dopravným oneskorením sa pri použití štandardného spätnoväzbového regulátora regulujú ťažko, pretože efekt regulácie sa objaví len po určitom čase. V takomto prípade je aktuálna regulácia založená na chybe, ktorá má pôvod v minulosti [4], [5].



Obr. 1 Bloková schéma jednoduchého spätnoväzbového uzavretého regulačného obvodu

Význam jednotlivých signálov: $W(s)$ – žiadaná veličina, $E(s)$ – regulačná odchýlka, $U(s)$ – akčná veličina, $Y(s)$ – riadená (výstupná) veličina a $d(s)$ – porucha systému. Regulátor je opísaný prenosom $G_C(s)$, $G_S^D(s)$ je prenos riadeného procesu s dopravným oneskorením.

Odvedenie prenosu uzavretého regulačného obvodu (URO) vzhľadom na žiadanú veličinu je nasledovný

$$G_S^D(s) = G_S(s)e^{-Ds} \quad (1)$$

$$Y = G_S^D G_C (W - Y) \quad (2)$$

$$Y = G_S e^{-Ds} G_C W - G_S e^{-Ds} G_C Y \quad (3)$$

$$(1 + G_S e^{-Ds} G_C) Y = G_S e^{-Ds} G_C W \quad (4)$$

Prenos URO vzhľadom na žiadanú veličinu je

$$G_{wy} = \frac{G_s e^{-Ds} G_C}{1 + G_s e^{-Ds} G_C} \quad (5)$$

Charakteristická rovnica URO je nasledovná

$$1 + G_s e^{-Ds} G_C = 0 \quad (6)$$

Všeobecne platí, že ak sa dopravné oneskorenie objavuje v charakteristickej rovnici uzavretého regulačného obvodu, potom pre takéto systémy je ťažké analyzovať stabilitu a navrhnuť regulátor na zabezpečenie stability [6].

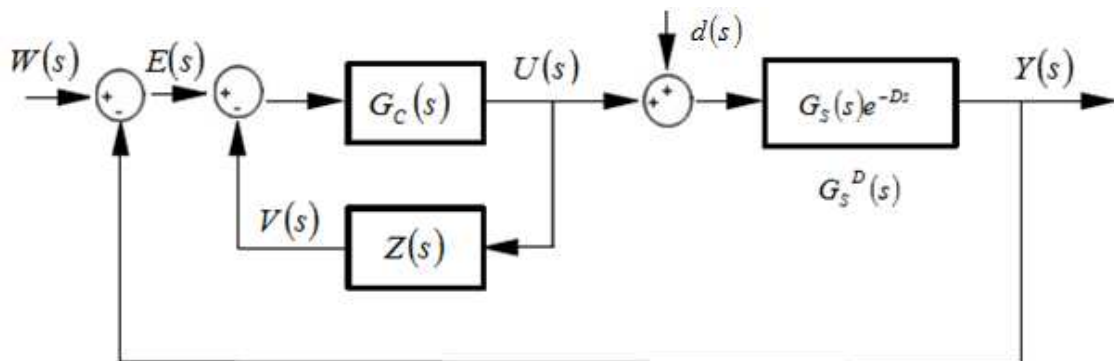
2. 2 Rozvetvené regulačné obvody

2. 2. 1 Smithov prediktor

Smithov prediktor, ktorý bol navrhnutý koncom 50-tych rokov minulého storočia, si kladie za cieľ navrhnuť regulátor pre systémy s dopravným oneskorením, tak, že výsledkom je oneskorená odozva systému bez dopravného oneskorenia, ako keby dopravné oneskorenie bolo posunuté mimo spätnoväzbového obvodu riadenia.

Preto návrh regulátora a analýza systému sú značne zjednodušené.

Toto je realizované zavedením lokálnej spätnej väzby pre hlavný regulátor pomocou Smithovho prediktora ako ukazuje obr. 2 [6].



Obr. 2 Smithov prediktor

Predpokladá sa, že systém (7) je stabilný a Smithov prediktor (8) je vytvorený pomocou modelu riadeného systému bez dopravného oneskorenia $G_S(s)$ a modelu s dopravným oneskorením $G_S(s)e^{-Ds}$ [6].

$$G_S^D(s) = G_S(s)e^{-Ds} \quad (7)$$

$$Z(s) = G_S(s) - G_S(s)e^{-Ds} \quad (8)$$

Predpokladajme, že porucha $d(s) = 0$ a model je presný, potom platí nasledovné [6]

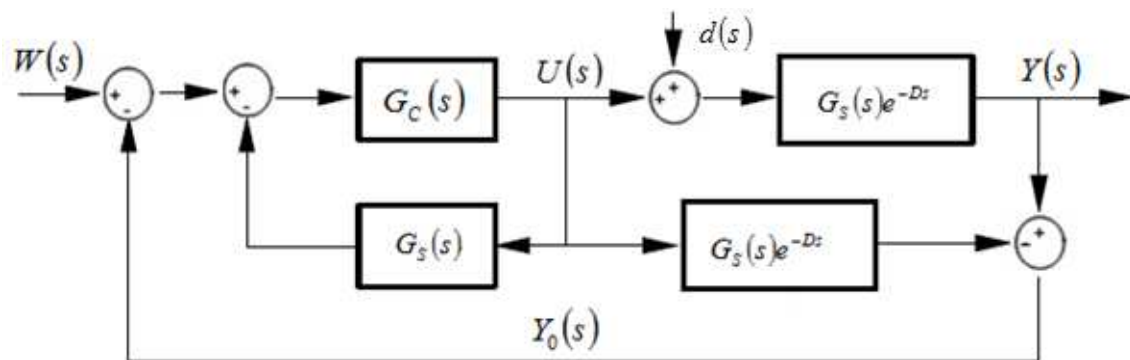
$$Y + V = G_S^D(s)U(s) + Z(s)U(s) \quad (9)$$

$$Y + V = G_S(s)U(s) \quad (10)$$

$$Y + V = G_S(s)e^{-Ds}U(s)e^{Ds} \quad (11)$$

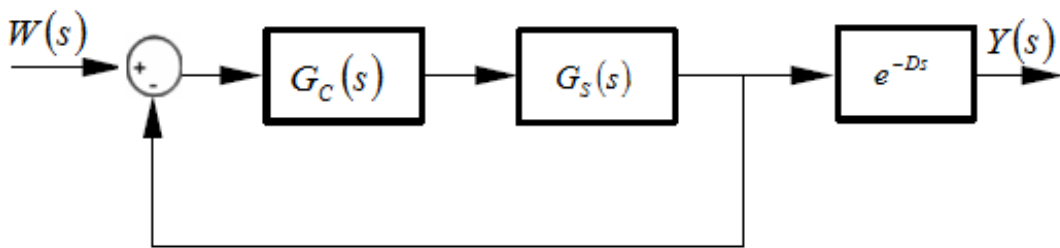
$$Y + V = Ye^{Ds} \quad (12)$$

Spätnoväzbový signál pre hlavný regulátor $G_C(s)$ je predikovaná verzia Y . To vysvetľuje prečo sa to nazýva prediktor. Keď $G_S(s)$ je stabilný, systém zobrazený na obr. 2 je ekvivalentný so systémom, ktorý je zobrazený na obr. 3. Tento systém je verziou riadenia s vnútorným modelom (IMC) [6].



Obr. 3 Smithov prediktor: riadenie s vnútorným modelom(IMC)

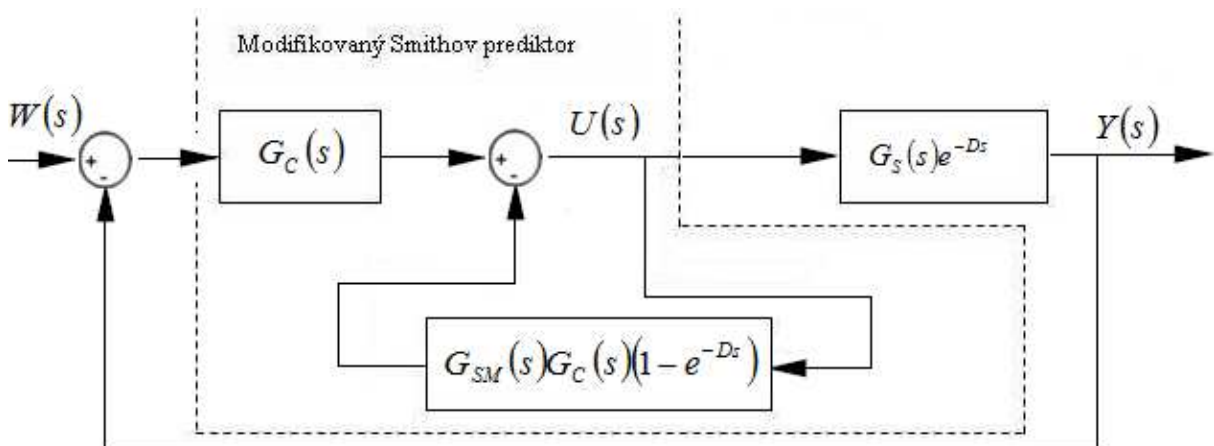
Keď je model presne rovnaký ako systém a pre poruchu predpokladáme, že je $d(s) = 0$, signál $Y_0(s) = 0$ a vonkajšiu slučku možno považovať za otvorenú. V tomto prípade je systém ekvivalentný ako je zobrazené na obr. 4. Je vidieť, že dopravné oneskorenie je presunuté mimo spätnej väzby a hlavný regulátor $G_C(s)$ môže byť navrhnutý na základe časti procesu $G_S(s)$ bez dopravného oneskorenia [6].



Obr. 4 Smithov prediktor pre prípad $d=0$

2. 2. 2 Modifikovaný Smithov prediktor

Nevýhodou uvedeného Smithovho prediktora je, že nemôže byť realizovaný ako univerzálny. Preto sa použije jeho modifikácia podľa Vítečkovej [7] v súlade s obr. 5.



Obr. 5 Rozvetvený regulačný obvod s modifikovaným Smithovým prediktorom

V prípade ideálnej zhody modelu so skutočným systémom, výraz

$$G_{SM} G_C = G_S G_C = G_o \quad (13)$$

vyjadruje v podstate požadovaný prenos otvoreného regulačného obvodu bez dopravného oneskorenia. V najjednoduchšom spojitom prípade, pre požadovaný prenos otvoreného regulačného obvodu

$$G_o = \frac{1}{T_w s} \Rightarrow G_{WY}(s) = \frac{1}{T_w s + 1} e^{-Ds} \quad (14)$$

sa získa v súlade s obr. 5 prenos modifikovaného Smithovho prediktora v tvare [7]

$$G_C(s) = \frac{1}{1 + \frac{1}{T_w s} (1 - e^{-Ds})} \quad (15)$$

kde $G_C(s)$ je prenos regulátora odporúčeného pre danú regulovanú sústavu v súlade s tabuľkou 1 a T_w je časová konštanta uzavretého regulačného obvodu, ktorá sa volí [7].

Tabuľka 1 Odporúčené typy regulátorov a hodnoty ich parametrov pre modifikovaný SP [7]

REGULOVANÁ SÚSTAVA prenos	REGULÁTOR			
	TYP	Z _R	T _I	T _D
$\frac{k}{s} e^{-Ds}$	P	$\frac{1}{kT_w}$	–	–
$\frac{k}{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)} e^{-Ds}$ $T_2 = T_1$	PID	$\frac{T_I}{kT_w}$	$T_1 + T_2$	$\frac{T_1 T_2}{T_1 + T_2}$
$\frac{k}{s(T_s + 1)} e^{-Ds}$	PD	$\frac{1}{kT_w}$	–	T

Modifikovaný Smithov prediktor vo svojej štruktúre neobsahuje priamo matematický model regulovanej sústavy (viď obr. 5), preto sa dá na rozdiel od Smithovho prediktora realizovať ako univerzálny [7].

2. 2. 3 Odstránenie vplyvu poruchy

Zatiaľ bola skúmaná len úloha sledovania. V tejto časti sa bude diskutovať o úlohe regulácie (odstránení vplyvu poruchy).

Predpokladajme, že $W(s) = 0$ a model je presný, potom podľa obr. 2, prenosová funkcia vzhľadom na poruchu je [6]

$$T_{yd} = \frac{G_S e^{-Ds}}{1 + \frac{G_C}{1 + G_C Z} G_S e^{-Ds}} \quad (16)$$

$$T_{yd} = \frac{G_S (1 + G_C Z) e^{-Ds}}{1 + G_C G_S} \quad (17)$$

$$T_{yd} = \frac{G_C G_S}{1 + G_C G_S} Z e^{-Ds} + \frac{G_S}{1 + G_C G_S} e^{-Ds} \quad (18)$$

Skladá sa z dvoch častí. Póly časti, ktorá reprezentuje prenos vzhľadom na poruchu zahŕňajú aj póly prenosu vzhľadom na žiadanú veličinu aj póly prediktora Z . Pre klasický Smithov prediktor s ktorým uvažujeme platí, že póly Z sú zároveň pólmi samotného procesu.

Inými slovami póly samotného procesu sa objavujú v odozve poruchy. Vzhľadom k tomu, že $G_C(s)$ je určený na stabilizáciu $G_S(s)$, T_{yd} je stabilný vtedy a len vtedy ak Z je stabilný. To platí pre $Z = G_S - G_S e^{-Ds}$, keď $G_S(s)$ je stabilný. Avšak ak $G_S(s)$ je nestabilný, potom T_{yd} je nestabilný a teda systém nie je stabilný. To znamená, že klasický Smithov prediktor je použiteľný len pre stabilné systémy. Ak by bolo možné nájsť prediktor Z , taký, že by bol stabilný pre nestabilné systémy, potom by mohol byť Smithov prediktor použitý.

To motivuje použitie modifikovaného Smithov prediktora.

Je ľahké navrhnúť regulátor $G_C(s)$ pre proces $G_S(s)$, tak aby zabezpečil nulovú trvalú regulačnú odchýlku pre skokovú zmenu žiadanej veličiny. Stačí, aby prenos $G_C G_S$ mal integračné vlastnosti. Vzhľadom k tomu, že statické zosilnenie $Z = 0$, za účelom získania nulovej statickej chyby pre poruchu je potrebné aby platilo [6]

$$\lim_{s \rightarrow 0} \frac{G_S}{1 + G_C G_S} = 0 \quad (19)$$

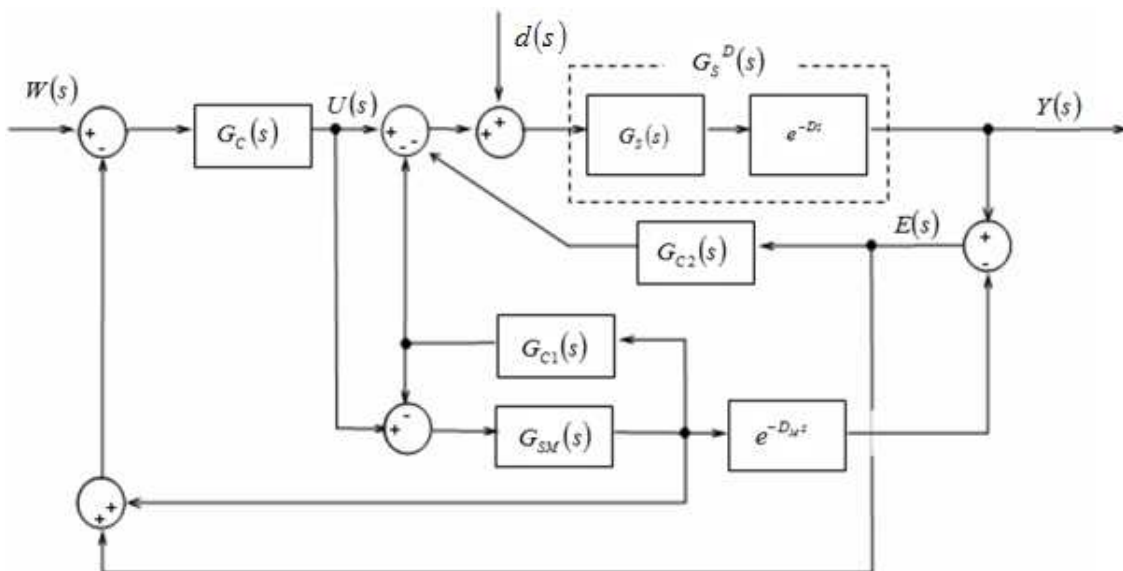
To znamená, že integrátor v $G_C G_S$ by mal byť v G_C . Keď je integrátor v G_C a $G_C G_S$, tak sa odstráni trvalá regulačná odchýlka v odozve na poruchu aj v prípade, že model nie je presný, stačí ak je systém stabilný [6].

Stručne povedané pri navrhovaní regulátora pre systémy s dopravným oneskorením musia platiť pre Smithov prediktor tieto podmienky [6]

- ❖ G_C stabilizuje G_S
- ❖ $|G_C(\infty)G_S(\infty)| < 1$
- ❖ existuje integrátor v G_C a $G_C G_S$

2. 2. 4 Modifikácia Smithovho prediktora podľa Majhiho

Táto metóda bola navrhnutá autormi Majhi a Atherton [8]. Slúži najmä na riadenie nestabilných a integračných procesov s dopravným oneskorením. Štruktúru tejto modifikácie uvádzam na obr. 6.



Obr. 6 Modifikácia Smithovho prediktora podľa Majhiho

Modifikovaný Smithov prediktor má tri regulátory, ktoré slúžia k rôznym účelom. Regulátor $G_{C1}(s)$ má za úlohu stabilizovať nestabilné póly. Regulátory $G_C(s)$ a $G_{C2}(s)$ zaisťujú asymptotické sledovanie žiadanej veličiny a kompenzáciu poruchy. Keď bude platiť $G_{C1}(s) = 0$ a $G_{C2}(s) = 0$, tak sa z tejto štruktúry stane klasický Smithov prediktor [8], [9].

Odvodenie vzťahov pre túto modifikáciu Smithovho prediktora je vyvedené z predpokladu, že model $G_{SM}(s)$ presne odpovedá dynamike regulovanej sústavy, čiže $G_{SM}(s) = G_S(s)$ a $D = D_M$ [8], [9].

Pre obraz výstupnej veličiny $Y(s)$ platí vzťah:

$$Y(s) = Y_w(s)W(s) + Y_d(s)d(s) \quad (20)$$

Prenos žiadanej veličiny na výstup je:

$$G_{wy}(s) = \frac{Y(s)}{W(s)} = \frac{G_C G_S e^{-Ds}}{1 + G_S(G_C + G_{C1})} \quad (21)$$

Prenos poruchy na výstup je:

$$G_{dy}(s) = \frac{Y(s)}{d(s)} = \frac{G_S e^{-Ds}}{1 + G_S(G_C + G_{C1})} = \frac{1 + G_S(G_C + G_{C1}) - G_C G_S e^{-Ds}}{1 + G_{C2} G_S e^{-Ds}} \quad (22)$$

Z prenosov žiadanej veličiny a poruchy je zrejmé, že modifikovaný Smithov prediktor má oddelené väzby medzi odozvou na vstupujúcu poruchu a odozvou na žiadanú veličinu. Z prenosu poruchy ďalej vyplýva, že odozva na konštantnú poruchu na vstupe sústavy bude nestabilná, ak $G_{C2}(s) = 0$ a keď prenos riadenej sústavy $G_S(s)$ bude nestabilný. Časť $G_{wy}(s)$ bez dopravného oneskorenia je porovnávaná so štandardným tvarom uzavretého regulačného obvodu pre minimum ISTE kritéria, čo umožňuje získať parametre regulátorov $G_C(s)$ a $G_{C1}(s)$ [8], [9]. Z rovníc (21) a (22) vyplýva, že stabilita modifikovaného Smithovho prediktora závisí od koreňov nasledujúcej charakteristickej rovnice

$$[1 + G_s (G_C + G_{C1})][1 + G_s G_{C2} e^{-Ds}] = 0 \quad (23)$$

Pre nájdenie parametrov regulátora $G_{C2}(s)$, ktoré budú zaručovať stabilitu druhej časti charakteristickej rovnice (22), je použité Nyquistovo kritérium stability, ktoré uviedol De Paor v [10].

2. 2. 4. 1 Odvodenie vzťahov pre výpočet parametrov regulátorov G_C , G_{C1} a G_{C2}

Odvodenie vzťahov pre výpočet parametrov regulátorov G_C , G_{C1} a G_{C2} som urobila pre jednotlivé druhy riadených systémov, konkrétne pre nestabilný systém prvého a druhého rádu s dopravným oneskorením, stabilný systém druhého rádu a pre systém s integračnými vlastnosťami s dopravným oneskorením.

2. 2. 4. 1. 1 Prípád nestabilného systému prvého rádu s dopravným oneskorením

Prenos systému má nasledovný tvar

$$G_s^D(s) = \frac{ke^{-Ds}}{Ts - 1} \quad (24)$$

Obrazy prenosových funkcií regulátorov pre systém (24) sú zvolené v nasledujúcom tvare [8]

$$\begin{aligned} G_C(s) &= \frac{K_p(T_i s + 1)}{T_i s} \\ G_{C1}(s) &= K_f \\ G_{C2}(s) &= K_d \end{aligned} \quad (25)$$

Dosadením (24) a (25) do (21) sa prenos žiadanej veličiny na výstup $G_{wy}(s)$ zmení na

$$G_{wy}(s) = \frac{T_i s + 1}{\frac{TT_i}{kK_p} s^2 + \frac{T_i}{kK_p} (kK_f + kK_p - 1)s + 1} \quad (26)$$

Po matematickej úprave dostaneme nasledovný vzťah

$$G_{wy}(s) = \frac{\sqrt{\frac{TT_i}{kK_p}} \sqrt{\frac{kK_p}{TT_i}} T_i s + 1}{\sqrt{\frac{TT_i}{kK_p}} \sqrt{\frac{TT_i}{kK_p}} s^2 + \sqrt{\frac{TT_i}{kK_p}} \sqrt{\frac{TT_i}{kK_p}} \frac{1}{T} (kK_f + kK_p - 1) s + 1} \quad (27)$$

Po zavedení

$$\sqrt{\frac{TT_i}{kK_p}} \sqrt{\frac{TT_i}{kK_p}} s^2 = s_n^2 \quad (28)$$

$$\sqrt{\frac{TT_i}{kK_p}} s = s_n \quad (29)$$

$$\sqrt{\frac{kK_p}{TT_i}} = \alpha \quad (30)$$

$$\frac{(kK_p + kK_f - 1)}{T\alpha} = d_1 \quad (31)$$

$$\alpha T_i = c_1 \quad (32)$$

sa dá vzťah (27) prepísať do normalizovaného vzťahu

$$G_{wy}(s) = \frac{c_1 s_n + 1}{s_n^2 + d_1 s_n + 1} \quad (33)$$

Zvolením hodnôt K_p a T_l sa získa hodnota α .

Hodnota d_1 sa získa z hodnoty c_1 v súlade s ISTE kritériom [5].

Hodnota K_f sa potom získa z rovnice (31).

Týmto sú navrhnuté parametre pre regulátory G_C a G_{C1} .

Časť charakteristickej rovnice vyplývajúca z prenosovej funkcie poruchy (22) pre systém (24) vyzerá nasledovne

$$1 + G_s G_{C2} e^{-Ds} = 1 + \frac{kK_d e^{-Ds}}{(Ts - 1)} = 0 \quad (34)$$

Optimálna hodnota K_d , ktorá je parametrom G_{C2} je daná Nyquistovým kritériom stability ako uviedol De Paor v [10]

$$K_d = \sqrt{\frac{T}{Dk^2}} \quad (35)$$

s obmedzením $D/T < 1$.

2. 2. 4. 1. 2 Prípád nestabilného systému druhého rádu s dopravným oneskorením

Prenos systému má nasledovný tvar

$$G_s^D(s) = \frac{ke^{-Ds}}{(Ts-1)(Ts-1)} \quad (36)$$

Obrazy prenosových funkcií regulátorov pre systém (36) sú zvolené v nasledujúcom tvare [8]

$$G_C(s) = \frac{K_p(T_i s + 1)}{T_i s}$$

$$G_{C1}(s) = T_f s + K_f \quad (37)$$

$$G_{C2}(s) = K_d(T_d s + 1)$$

Dosadením (36) a (37) do (21) sa prenos žiadanej veličiny na výstup $G_{wy}(s)$ zmení na

$$G_{wy}(s) = \frac{T_i s + 1}{\frac{T_1 T_2 T_i}{kK_p} s^3 + \frac{T_i}{kK_p} (-T_1 - T_2 + kT_f) s^2 + \frac{T_i}{kK_p} (kK_p + kK_f + 1) s + 1} \quad (38)$$

Po matematickej úprave dostaneme nasledovný vzťah

$$G_{wy}(s) = \frac{\sqrt[3]{\frac{kK_p}{T_1 T_2 T_i}} \sqrt[3]{\frac{T_1 T_2 T_i}{kK_p}} T_i s + 1}{\sqrt[3]{\frac{T_1 T_2 T_i}{kK_p}} \sqrt[3]{\frac{T_1 T_2 T_i}{kK_p}} \sqrt[3]{\frac{T_1 T_2 T_i}{kK_p}} s^3 + \sqrt[3]{\frac{T_1 T_2 T_i}{kK_p}} \sqrt[3]{\frac{T_1 T_2 T_i}{kK_p}} \sqrt[3]{\frac{T_1 T_2 T_i}{kK_p}} \frac{1}{T_1 T_2} (-T_1 - T_2 + kT_f) s^2 + \dots} \dots + \sqrt[3]{\frac{T_1 T_2 T_i}{kK_p}} \sqrt[3]{\frac{T_1 T_2 T_i}{kK_p}} \sqrt[3]{\frac{T_1 T_2 T_i}{kK_p}} \frac{1}{T_1 T_2} (kK_p + kK_f + 1) s + 1 \quad (39)$$

Po zavedení

$$\sqrt[3]{\frac{T_1 T_2 T_i}{k K_p}} \sqrt[3]{\frac{T_1 T_2 T_i}{k K_p}} \sqrt[3]{\frac{T_1 T_2 T_i}{k K_p}} s^3 = s_n^3 \quad (40)$$

$$\sqrt[3]{\frac{T_1 T_2 T_i}{k K_p}} \sqrt[3]{\frac{T_1 T_2 T_i}{k K_p}} s^2 = s_n^2 \quad (41)$$

$$\sqrt[3]{\frac{T_1 T_2 T_i}{k K_p}} s = s_n \quad (42)$$

$$\sqrt[3]{\frac{k K_p}{T_1 T_2 T_i}} = \alpha \quad (43)$$

$$\frac{(k K_p + k K_f + 1)}{T_1 T_2 \alpha^2} = d_1 \quad (44)$$

$$\frac{(-T_1 - T_2 + k T_f)}{T_1 T_2 \alpha} = d_2 \quad (45)$$

$$\alpha T_i = c_1 \quad (46)$$

sa dá vzťah (39) prepísať do normalizovaného vzťahu

$$G_{wy}(s) = \frac{c_1 s_n + 1}{s_n^3 + d_2 s_n^2 + d_1 s_n + 1} \quad (47)$$

Zvolením hodnôt K_p a T_i sa získa hodnota α .

Hodnoty d_1 a d_2 sa získajú z hodnoty c_1 v súlade s ISTE kritériom.

Hodnota K_f sa potom získa z rovnice (44) a T_f z rovnice (45).

Týmto sú navrhnuté parametre pre regulátory G_C a G_{C1} .

Časť charakteristickej rovnice vyplývajúca z prenosovej funkcie poruchy (22) pre systém (36) vyzerá nasledovne

$$1 + G_S G_{C2} e^{-Ds} = 1 + \frac{k K_d (T_d s + 1) e^{-Ds}}{(T_1 s - 1)(T_2 s - 1)} = 0 \quad (48)$$

Položením $T_d = T_2$ sa charakteristická rovnica (48) zmení na tvar ako v prípadne nestabilného systému prvého rádu s dopravným oneskorením.

Optimálna hodnota K_d , ktorá je parametrom G_{C2} je daná Nyquistovým kritériom stability ako uviedol De Paor v [10]

$$K_d = \sqrt{\frac{T_1}{Dk^2}} \quad (49)$$

Prípád stabilného a integračného systému druhého rádu s dopravným oneskorením sa odvádza rovnako ako vyššie uvedený prípad nestabilného systému druhého rádu s dopravným oneskorením.

2. 2. 4. 1. 3 Prípád integračného systému s dopravným oneskorením

Prenos systému má nasledovný tvar

$$G_s^D(s) = \frac{ke^{-Ds}}{s} \quad (50)$$

Obrazy prenosových funkcií regulátorov pre systém (49) sú zvolené v nasledujúcom tvare [8]

$$\begin{aligned} G_C(s) &= \frac{K_p(T_i s + 1)}{T_i s} \\ G_{C1}(s) &= K_f \\ G_{C2}(s) &= K_d \end{aligned} \quad (51)$$

Dosadením (50) a (51) do (21) sa prenos žiadanej veličiny na výstup $G_{wy}(s)$ zmení na

$$G_{wy}(s) = \frac{T_i s + 1}{\frac{T_i}{kK_p} s^2 + \frac{T_i}{kK_p} (kK_f + kK_p) s + 1} \quad (52)$$

Po matematickej úprave dostaneme nasledovný vzťah

$$G_{wy}(s) = \frac{\sqrt{\frac{T_i}{kK_p}} \sqrt{\frac{kK_p}{T_i}} T_i s + 1}{\sqrt{\frac{T_i}{kK_p}} \sqrt{\frac{T_i}{kK_p}} s^2 + \sqrt{\frac{T_i}{kK_p}} \sqrt{\frac{T_i}{kK_p}} (kK_f + kK_p) s + 1} \quad (53)$$

Po zavedení:

$$\sqrt{\frac{T_i}{kK_p}} \sqrt{\frac{T_i}{kK_p}} s^2 = s_n^2 \quad (54)$$

$$\sqrt{\frac{T_i}{kK_p}} s = s_n \quad (55)$$

$$\sqrt{\frac{kK_p}{T_i}} = \alpha \quad (56)$$

$$\frac{(K_p + K_f)k}{\alpha} = d_1 \quad (57)$$

$$\alpha T_i = c_1 \quad (58)$$

sa dá vzťah (53) prepísať do normalizovaného vzťahu

$$G_{wy}(s) = \frac{c_1 s_n + 1}{s_n^2 + d_1 s_n + 1} \quad (59)$$

Zvolením hodnôt K_p a T_i sa získa hodnota α .

Hodnota d_1 sa získa z hodnoty c_1 v súlade s ISTE kritériom.

Hodnota K_f sa potom získa z rovnice (57).

Týmto sú navrhnuté parametre pre regulátory G_C a G_{C1} .

Časť charakteristickej rovnice vyplývajúca z prenosovej funkcie poruchy (22) pre systém (50) vyzerá nasledovne

$$1 + G_s G_{C2} e^{-Ds} = 1 + \frac{kK_d e^{-Ds}}{s} = 0 \quad (60)$$

Optimálna hodnota K_d , ktorá je parametrom G_{C2} je daná Nyquistovým kritériom stability a má nasledujúci tvar

$$K_d = \frac{\pi - 2\phi_m}{2kD} \quad (61)$$

kde ϕ_m je požadovaná medzná hodnota fázového uhlu (ϕ_m zvolíme 60°) [9].

Výhoda modifikovaného Smithovho prediktora podľa Majhiho spočíva predovšetkým v možnosti použitia pre nestabilné a integračné procesy.

Pre uspokojivé riadenie stabilných procesov stačí nastavenie $G_{C1} = 0$ a $G_{C2} = 0$, čím získame štandardný Smithov prediktor [9].

Charakteristická rovnica prenosu $G_{wY}(s)$ (21) neobsahuje prvok dopravného oneskorenia a preto tento prenos zaisťuje hladkú odozvu na zmenu referenčného signálu.

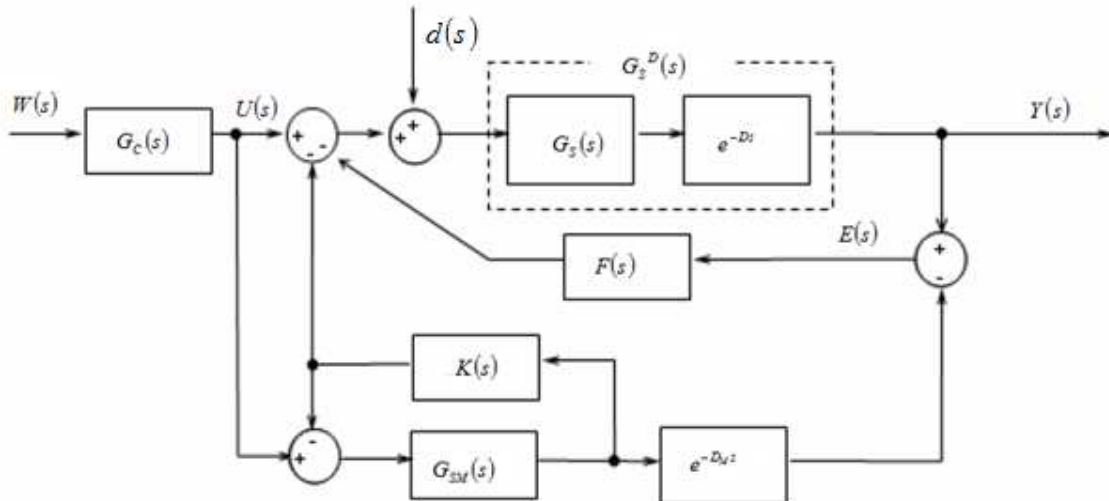
Treba si všimnúť, že prenos $G_{dY}(s)$ je pomerne komplikovaný a navyše obsahuje prenosy všetkých troch regulátorov. Z toho vyplýva, že pre úplnú kompenzáciu vstupujúcej poruchy musíme ladiť prenosy všetkých troch regulátorov, čím zasahujeme i do nastavenia regulátora $G_C(s)$, ktorý zaisťuje požadovanú odozvu na zmenu referenčného signálu [8], [9]. Z tohto dôvodu bola navrhnutá modifikácia Majhiho štruktúry regulačného obvodu, ktorá je publikovaná v [11].

2. 2. 5 Modifikácia Smithovho prediktora podľa Liua

Ďalšiu modifikáciu Smithovho prediktora navrhli Liu a kol., ktorí zaviedli spätnú väzbu prenášajúcu regulačnú odchýlku E na vstup regulátora $G_C(s)$. Preto do prenosu poruchy

$$G_{dY}(s) = \frac{Y(s)}{d(s)} = \frac{G_S^D(s)}{1 + F(s)G_S(s)} \quad (62)$$

vstupuje len prenos regulátora $F(s)$ a jeho ladenie neovplyvní nastavenie ostatných regulátorov [11].



Obr. 7 Modifikácia Smithovho prediktora podľa Liua a kol.

Pôvodný regulátor $G_{C1}(s)$ je nahradený proporcionálnym regulátorom $K(s)$, ktorý má za úlohu stabilizovať nestabilné póly. Funkcia regulátora $F(s)$ korešponduje s funkciou regulátora $G_{C2}(s)$, takže výstupný signál môže byť interpretovaný ako odhad vstupujúcej poruchy. $G_C(s)$ zaisťuje asymptotické sledovanie žiadanej veličiny a spoločne s $F(s)$ tiež zaisťuje kompenzáciu poruchy [9].

2. 2. 5. 1 Vzťahy pre výpočet parametrov regulátorov

Obvykle stačí voliť regulátor $K(s)$ ako proporcionálny v tvare $K(s) = k_C$, takže prenos žiadanej veličiny na výstup bude v tvare

$$G_{WY}(s) = \frac{Y(s)}{W(s)} = \frac{G_C G_S e^{-Ds}}{1 + k_C G_{SM}} \frac{1 + F G_{SM} e^{-D_M s}}{1 + F G_S e^{-Ds}} \quad (63)$$

Za predpokladu, že dynamika sústavy a modelu je rovnaká, teda $G_S^D(s) = G_{SM} e^{-Ds}$ môže byť prenos $G_{WY}(s)$ redukovaný na tvar

$$G_{WY}(s) = \frac{Y(s)}{W(s)} = \frac{G_C G_S e^{-Ds}}{1 + k_C G_{SM}} \quad (64)$$

z čoho vidíme, že charakteristická rovnica regulačného obvodu už neobsahuje člen dopravného oneskorenia [9].

Odvozenie vzťahov pre výpočet parametrov regulátorov je uskutočnený pre integračnú sústavu prvého rádu s dopravným oneskorením s prenosom

$$G_s^D(s) = \frac{ke^{-Ds}}{s} \Leftrightarrow G_s(s) = \frac{k}{s} \quad (65)$$

takisto pre integračnú sústavu druhého rádu s dopravným oneskorením

$$G_s^D(s) = \frac{ke^{-Ds}}{s(Ts+1)} \Leftrightarrow G_s(s) = \frac{k}{s(Ts+1)} \quad (66)$$

a nakoniec pre nestabilný systém prvého rádu s dopravným oneskorením

$$G_s^D(s) = \frac{ke^{-Ds}}{(Ts-1)} \Leftrightarrow G_s(s) = \frac{k}{(Ts-1)} \quad (67)$$

2. 2. 5. 1. 1 Regulátor $K(s)$

Ako už bolo spomínané pre všetky tri typy systémov (65) až (67) stačí voliť regulátor $K(s)$ ako proporcionálny, teda $K(s) = k_C$.

Charakteristická rovnica regulačného obvodu pre sústavu (65) sa dá získať z prenosu žiadanej veličiny (64) v tvare

$$s + k_C k = 0 \quad (68)$$

pre sústavu (65) v tvare

$$Ts^2 + s + k_C k = 0 \quad (69)$$

a nakoniec pre sústavu (67) v tvare

$$Ts + k_C k - 1 = 0 \quad (70)$$

Aplikáciou Hurwitzovho kritéria na (68) a (69) a splnením nerovnosti $k_C > 0$ zaistíme stabilitu týchto dvoch charakteristických polynómov. Stabilita charakteristickej rovnice (70) je zaistená položením $k_C > 1/k$ [9].

2. 2. 5. 1. 2 Regulátor $G_C(s)$

Pre sústavu (65) bola odvodená štruktúra regulátora $G_C(s)$ metódou H_2 normy publikovaná v [11] v tvare

$$G_C = \frac{s + k_C k}{k(\lambda_C s + 1)} \quad (71)$$

kde λ_C je ladiaci parameter. Voľba hodnoty tohto parametra je odporúčaná v intervale $0.5D - 3D$.

Sústave (66) odpovedá regulátor, ktorý má nasledujúci tvar

$$G_C = \frac{T s^2 + s + k_C k}{k(\lambda_C s + 1)^2} \quad (72)$$

nakoniec pre nestabilný systém (67) treba použiť regulátor v tvare

$$G_C = \frac{T s + k_C k - 1}{k(\lambda_C s + 1)} \quad (73)$$

Teraz sa dá povedať, že regulátor $G_C(s)$ je navrhnutý pre sústavy (65) až (67) tak, aby zaisťoval asymptotické sledovanie referenčného signálu [9].

2. 2. 5. 1. 3 Regulátor $F(s)$

Pre systémy (65) až (67) boli odvodené vzťahy pre výpočet parametrov regulátora $F(s)$, ktoré sú publikované v [11].

Pre integrujúcu sústavu prvého rádu s dopravným oneskorením (65) je regulátor $F(s)$ navrhnutý nasledujúcim spôsobom

$$F(s) = \frac{s(a_1 s + 1)}{k[(\lambda_f s + 1)^2 - (a_1 s + 1)e^{-Ds}] } \quad (74)$$

kde $a_1 = 2\lambda_f + D$, λ_f je ladiaci parameter a jeho hodnota sa odporúča voliť v intervale $0.4D - 2D$.

Položením $F(s) = M(s)/s$ môžeme regulátor $F(s)$ interpretovať v nasledujúcom tvare [8]

$$F(s) = \frac{1}{s} \left[M(0) + M'(0)s + \frac{M''(0)}{2!} s^2 + \dots \right] \quad (75)$$

Jednotlivé derivácie, ktoré sú vo vyššie uvedenom vzťahu odpovedajú parametrom štandardného PID regulátora

$$F(s) = k_f + \frac{1}{T_I s} + T_D s \quad (76)$$

kde

$$k_f = M'(0)$$

$$T_I = \frac{1}{M(0)} \quad (77)$$

$$T_D = \frac{M''(0)}{2}$$

Pre integračnú sústavu druhého rádu (66) sa regulátor $F(s)$ navrhol v tvare

$$F(s) = \frac{s(a_1 s + 1)(Ts + 1)}{k[(\lambda_f s + 1)^3 - (a_1 s + 1)e^{-Ds}] \quad (78)$$

kde $a_1 = 3\lambda_f + D$ a λ_f sa odporúča voliť v intervale $0.5D - 3D$.

Rovnakým spôsobom sa $F(s)$ získal aj pre nestabilný systém prvého rádu (67), ktorý má nasledovný tvar

$$F(s) = \frac{(a_1 s + 1)(Ts - 1)}{k[(\lambda_f s + 1)^2 - (a_1 s + 1)e^{-Ds}] \quad (79)$$

kde $a_1 = T \left[\left(\frac{\lambda_f}{T} + 1 \right)^2 \right] e^{\frac{D}{T}} - 1$ a λ_f volíme v intervale $0.8D - 3D$.

Pre lepšie pochopenie postupov pri návrhu všetkých troch parametrov regulátora $F(s)$ prevediem hlbšiu analýzu pre systém s integračnými vlastnosťami prvého rádu (65).

Prípady systému s integračnými vlastnosťami prvého rádu

Ako už bolo spomínané pre integračnú sústavu (65) je regulátor $F(s)$ navrhnutý v tvare (74), ktorý budeme ďalej upravovať.

Položíme $F(s) = M(s)/s$, čím získame nasledovný vzťah

$$M(s) = \frac{s^2(a_1s + 1)}{k[(\lambda_f s + 1)^2 - (a_1s + 1)e^{-Ds}]}$$
 (80)

Na získanie parametra k_f je potrebné vzťah (80) zderivovať, čo je zrejmé aj zo vzťahu (77) a následne použiť L'Hospitalovo pravidlo štyrikrát a nakoniec dosadiť $s = 0$.

Po týchto úpravách dostaneme vzťah na výpočet parametra k_f v nasledovnom tvare, publikovaný taktiež v [9]

$$k_f = \frac{2(5D^3 + 24D^2\lambda_f + 30D\lambda_f^2 + 12\lambda_f^3)}{3k(D^2 + 4D\lambda_f + 2\lambda_f^2)^2}$$
 (81)

Keďže zo vzťahu (77) vieme, že $T_I = \frac{1}{M(0)}$, na získanie parametra T_I je potrebné na

vzťah (80) použiť L'Hospitalovo pravidlo dvakrát a nakoniec dosadiť $s = 0$.

Výsledný vzťah na výpočet parametra T_I vyzerá nasledovne [9]

$$T_I = \frac{k(D^2 + 4D\lambda_f + 2\lambda_f^2)}{2}$$
 (82)

Po dvojnásobnom zderivovaní vzťahu (80), čo je očividné zo vzťahu (77) a aplikácii L'Hospitalovho pravidla až osemkrát a nakoniec dosadením $s = 0$ a matematických úpravách dostaneme nasledovný vzťah na výpočet parametra T_D

$$T_D = \frac{D^2(31D^4 + 252D^3\lambda_f + 702D^2\lambda_f^2 + 768D\lambda_f^3 + 288\lambda_f^4)}{18k(D^2 + 4D\lambda_f + 2\lambda_f^2)^3}$$
 (83)

Analogickým postupom sa odvodí parametre regulátora $F(s)$ aj pre zvyšné dva regulované systémy, preto ďalej uvádzam len výsledné vzťahy, ktoré sú publikované v [9].

Pre integračnú sústavu druhého rádu sa odvodili nasledovné parametre v tvare

$$k_f = \frac{2(5D^3 + 36D^2\lambda_f + 72D\lambda_f^2 + 48\lambda_f^3 + 3T(D^2 + 6D\lambda_f + 6\lambda_f^2))}{3k(D^2 + 6D\lambda_f + 6\lambda_f^2)^2}$$
 (84)

$$T_I = \frac{k(D^2 + 6D\lambda_f + 6\lambda_f^2)}{2}$$
 (85)

$$T_D = \frac{(31D^6 + 378D^5\lambda_f + 1602D^4\lambda_f^2 + 2640D^3\lambda_f^3 + 864D^2\lambda_f^4 - 1728D\lambda_f^5 - 1152\lambda_f^6)}{18k(D^2 + 6D\lambda_f + 6\lambda_f^2)^3} + \frac{12T(5D^5 + 66D^4\lambda_f + 318D^3\lambda_f^2 + 696D^2\lambda_f^3 + 720D\lambda_f^4 + 288\lambda_f^5)}{18k(D^2 + 6D\lambda_f + 6\lambda_f^2)^3} \quad (86)$$

Vzťahy pre výpočet parametrov regulátora $F(s)$ pre nestabilnú sústavu prvého rádu sú príliš rozsiahle, ale je možné ich získať analogickým postupom ako pri sústave s integračnými činnosťami prvého rádu. Taktiež tieto výpočty sa nachádzajú na priloženom súbore na CD pod názvom: *LIU_derivacie_nestab.m*

2. 3 Integrálne ukazovatele kvality

Riadená veličina musí sledovať žiadanú veličinu čo najrýchlejšie a najpresnejšie, táto požiadavka na uzavretý regulačný obvod (URO) ukladá riadenej veličine sledovať čo najpresnejšie žiadanú hodnotu. Pre kvantifikáciu tejto požiadavky používame rozličné kritériá.

Výhodou integrálnych kritérií je ohodnotenie regulačného pochodu nielen v niektorých jeho bodoch, ale vo všetkých [12].

Z matematického hľadiska môžeme zaviesť všeobecný funkcionál v tvare [11]:

$$I_k = \int_0^{\infty} f_k[e(t)] dt \quad (87)$$

kde funkcia f_k môže mať rozličné výrazy.

Vo svojej práci som na vyhodnotenia regulačných pochodov používala funkciu $f_k=|e(t)|$: (IAE = integral absolute value of error), ktorá je vhodná aj pre kmitavé deje. Vo všeobecnosti platí, že čím menšie IAE, tým je lepší regulačný pochod.

3 Experimentálna časť

Zaoberala som sa riadením systémov s dopravným oneskorením a s výskytom poruchy pomocou jednoduchého uzavretého regulačného obvodu (JURO) a pomocou rozvetvených regulačných obvodov, konkrétne pomocou Smithovho prediktora (SP) a jeho modifikácií (MSP) podľa Vítečkovej, Majhiho-Athertona a Liua.

Sledovala som päť typov systémov s dopravným oneskorením, konkrétne stabilný a nestabilný systém druhého rádu, nestabilný systém prvého rádu, systém s integračnými vlastnosťami druhého rádu a nakoniec systém s integračnými vlastnosťami prvého rádu - integrátor.

Žiadaná veličina pri všetkých simuláciách bola 1.

Porucha vo všetkých simuláciách vo forme skokovej zmeny pôsobila na vstup riadeného systému a mala veľkosť $d = -0.5$.

Dopravné oneskorenie som volila $D=1$ a $D=10$, pretože som sa zaujímala o to ako jednotlivé regulačné obvody uregulujú uvedené systémy s menším a väčším dopravným oneskorením. Dopravné oneskorenie $D=0.5$, som použila vtedy, ak daný regulačný obvod nebol schopný uradiť systém s $D=1$.

Na vyhodnotenie regulačných pochodov som použila ukazovateľ kvality IAE (IAE = integral absolute value of error), konkrétne IAE_w , ktorý som používala na vyhodnotenie kvality regulácie pri riadení na žiadanú veličinu. IAE_w sa počítalo len do okamihu výskytu poruchy. Od tohto času sa začal počítateľ ukazovateľ kvality IAE_d . IAE_d som používala na vyhodnotenie kvality regulácie pri odstraňovaní vplyvu poruchy. V diplomovej práci je uvedené veľké množstvo priebehov výstupných veličín, nie sú uvedené priebehy riadiacich veličín, pretože ich uvádzaním by bola práca príliš rozsiahla.

Riadenie stabilného a nestabilného systému druhého rádu pomocou modifikácie podľa Liua sa mi nepodarilo z časových dôvodov realizovať, ale vhodnosť použitia tejto modifikácie Smithovho prediktora pre riadenie systémov s dopravným oneskorením sa dá posúdiť aj na základe výsledkov získaných pre systémy prvého rádu.

3. 1 Riadenie stabilného systému druhého rádu s dopravným oneskorením

Je daný prenos systému 2. rádu s dopravným oneskorením v tvare [1]

$$G_s(s) = \frac{1}{4s^2 + 4s + 1} e^{-Ds} \quad (88)$$

pričom $D=(1; 10)$.

Prenos PI regulátora je v tvare

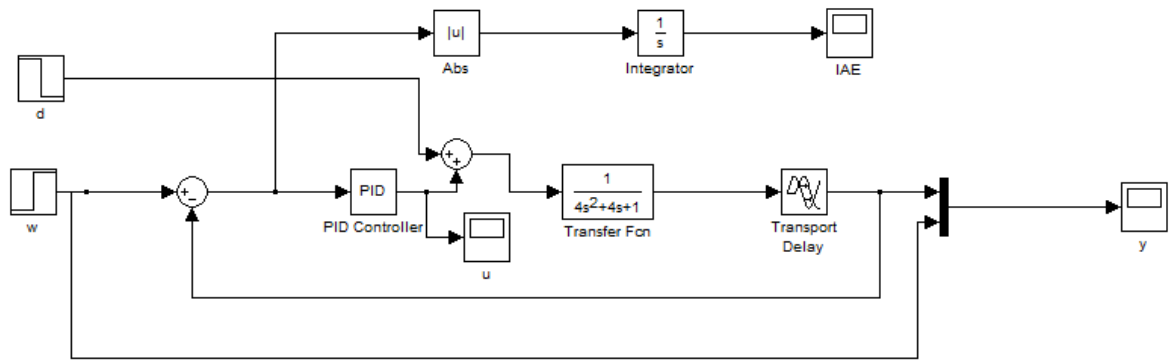
$$G_R(s) = \frac{Z_R s + \frac{Z_R}{T_I}}{s} \quad (89)$$

Vypočítané parametre PI regulátora pre systém (88) bez dopravného oneskorenia Naslinovou metódou, pričom povolené maximálne preregulovanie je 5% sú nasledovné[1]

$$\begin{aligned} Z_R &= 1 \\ T_I &= 2 \end{aligned} \quad (90)$$

Riadenie pomocou jednoduchého uzavretého regulačného obvodu

Podľa blokovej schémy jednoduchého uzavretého regulačného obvodu (JURO) na obr. 1 som realizovala simulačnú schému v prostredí MATLAB-Simulink[®], ktorá je na obr. 8. Po nastavení vypočítaných parametrov PI regulátora (90) som uskutočnila simuláciu riadenia zadaného systému navrhnutým regulátorom pre jednotlivé dopravné oneskorenia.



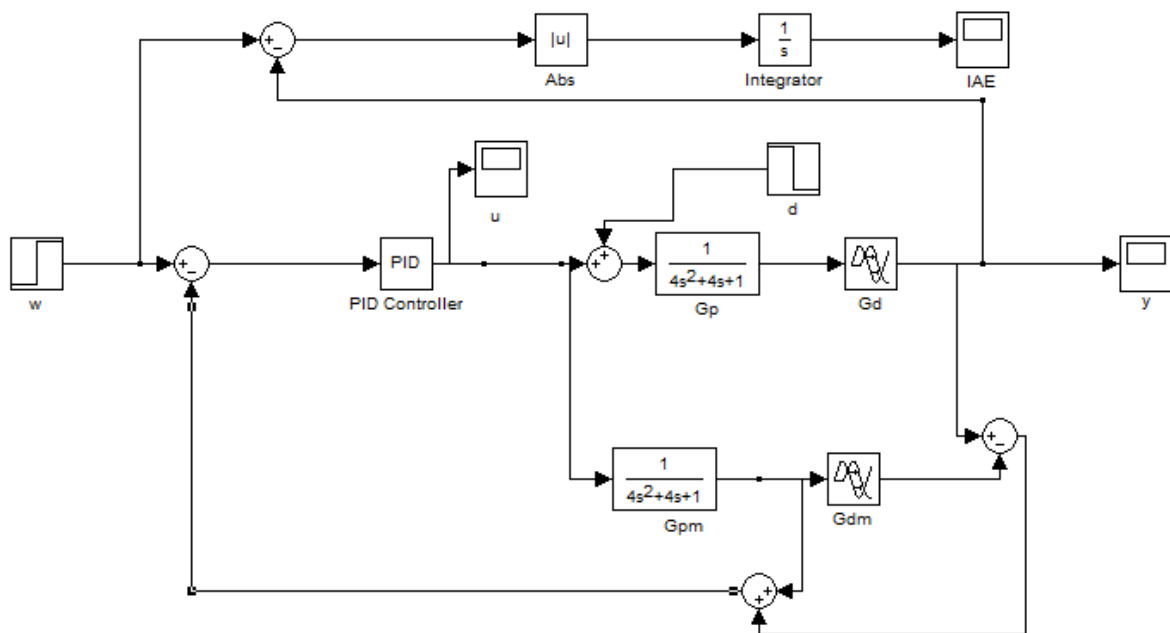
Obr. 8 Schéma riadenia pomocou JURO

Riadenie pomocou Smithovho prediktora

Podľa blokovej schémy Smithovho prediktora na obr. 2 som realizovala simulačnú schému v prostredí MATLAB-Simulink®. Táto schéma je na obr. 9.

Pri splnení týchto podmienok kedy $G_{pm} = G_p$ a $G_{dm} = G_d$, kde G_p je prenos procesu bez dopravného oneskorenia, G_d je prenos dopravného oneskorenia, G_{pm} je prenos modelu procesu bez dopravného oneskorenia, G_{dm} je prenos modelu dopravného oneskorenia, sa dá pozerať na Smithov prediktor ako na jednoduchý regulačný obvod, to znamená, že pre návrh parametrov regulátora sa dajú použiť všetky metódy ako pri jednoduchom uzavretom regulačnom obvode bez dopravného oneskorenia [7].

Po nastavení vypočítaných parametrov PI regulátora Naslinovou metódou (90) som uskutočnila simuláciu riadenia zadaného systému navrhnutým regulátorom pre jednotlivé dopravné oneskorenia.



Obr. 9 Schéma riadenia pomocou SP

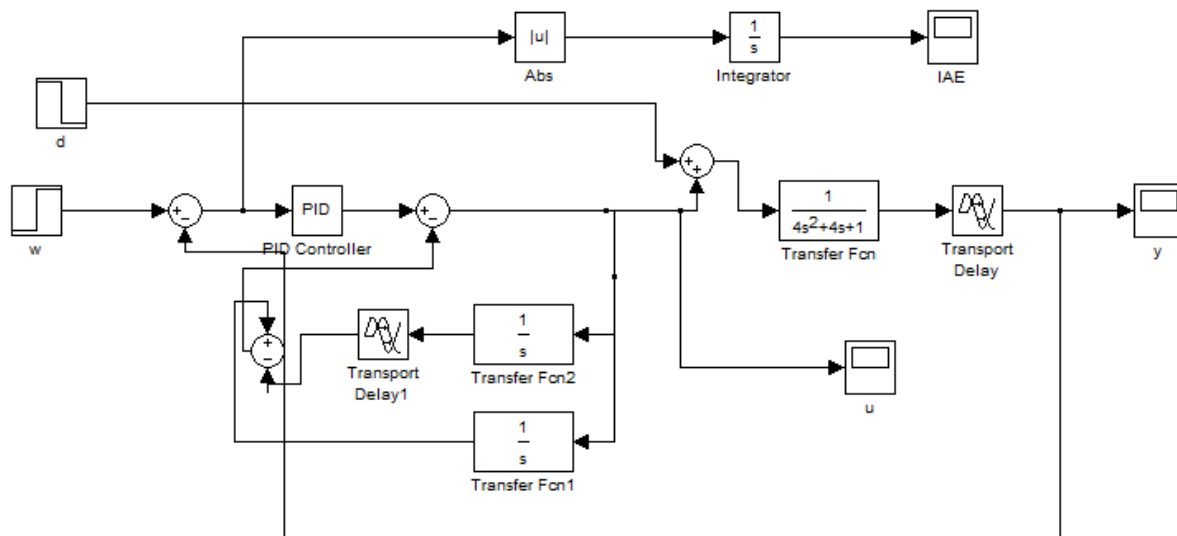
Riadenie pomocou modifikovaného Smithovho prediktora podľa Vítečkovej

Podľa blokovej schémy rozvetveného regulačného obvodu na obr. 5 som realizovala simulačnú schému v prostredí MATLAB-Simulink[®], ktorá je na obr. 10.

Po nastavení parametrov doporučených typov regulátorov (Tabuľka 1) som uskutočnila simuláciu riadenia zadaného systému navrhnutým regulátorom pre jednotlivé dopravné oneskorenia.

Konkrétne parametre regulátora pre stabilný proces (88), pričom som volila $T_w=1$ sú nasledovné:

$$\begin{aligned}
 Z_R &= 4 \\
 T_I &= 4 \\
 T_D &= 1
 \end{aligned}
 \tag{91}$$



Obr. 10 Schéma riadenia pomocou MSP

Riadenie pomocou Majhiho modifikácie

Podľa blokovej schémy modifikovaného Smithovho prediktora podľa Majhiho na obr. 6 som realizovala simulačnú schému v prostredí MATLAB-Simulink®. Táto schéma sa nachádza na obr. 11.

Podrobný opis, ktorým sa získajú parametre jednotlivých regulátorov je opísaný v

2. 2. 4. 1. 2 preto ďalej uvádzam iba ich konečné tvary pre $D=1$:

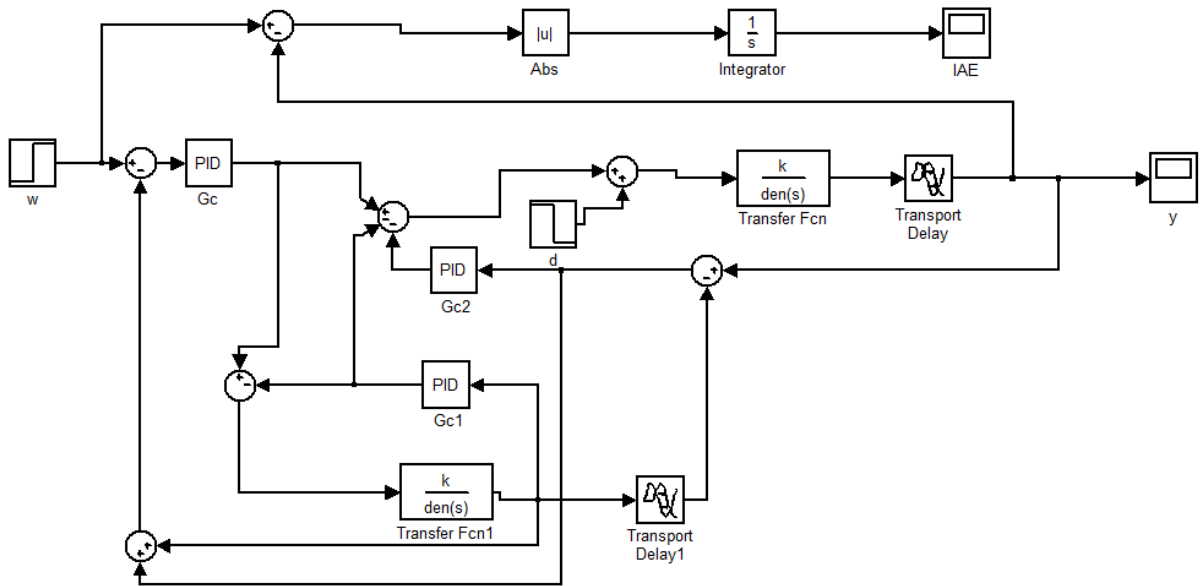
$$G_C = \frac{0.1s + 1}{0.1s}$$

$$G_{C1} = 4.0727s + 13.0751 \quad (92)$$

$$G_{C2} = 2.8284s + 1.4142$$

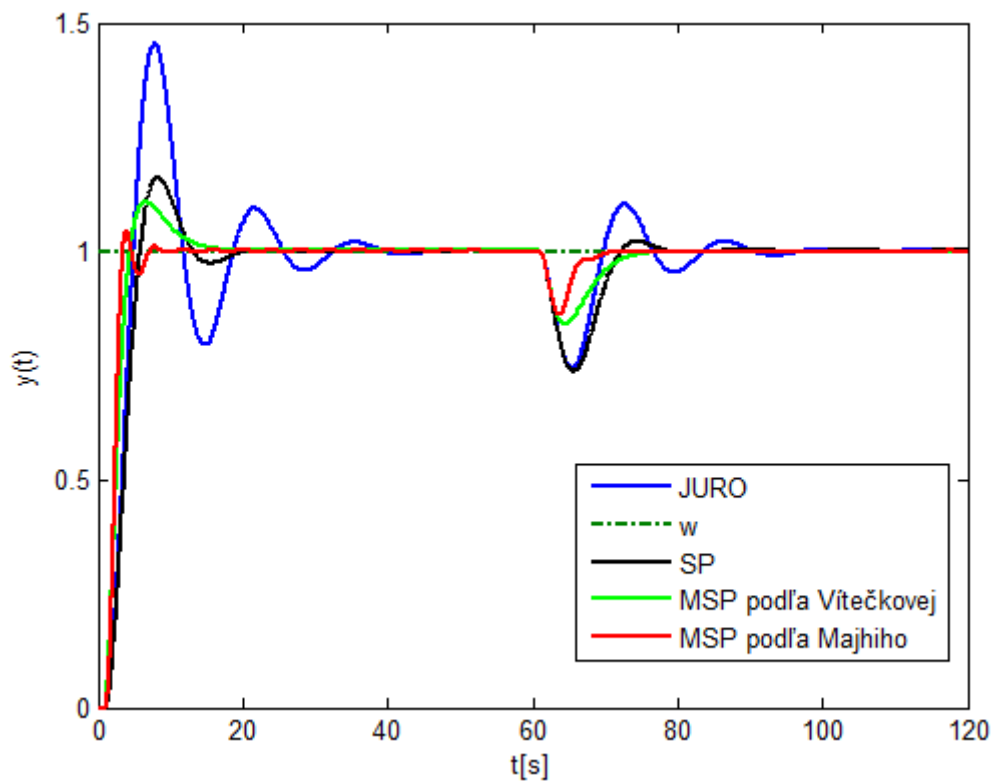
Pre $D=10$ sa zmení iba tvar regulátora G_{C2} na nasledovný:

$$G_{C2} = 0.8944s + 0.4472 \quad (93)$$



Obr. 11 Schéma riadenie pomocou Majhiho modifikácie

Na nasledujúcom obrázku sú znázornené priebehy výstupných veličín stabilného systému 2. rádu s dopravným oneskorením $D=1$ pri riadení na žiadanú hodnotu a pri výskyte poruchy v čase 60.



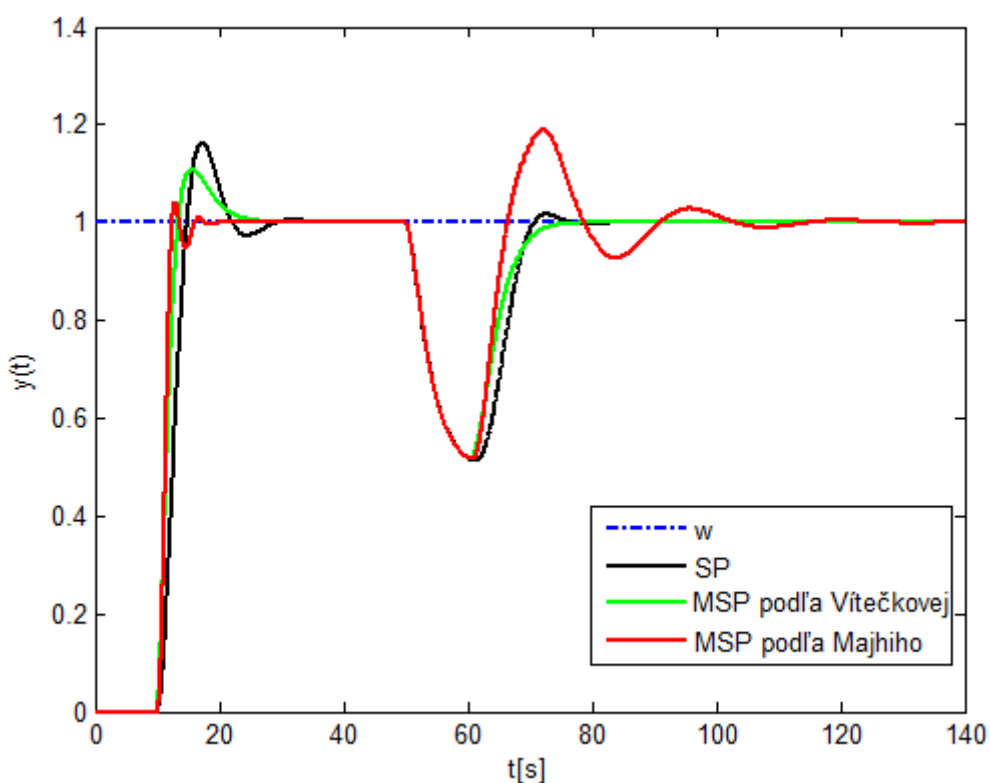
Obr. 12 Priebehy výstupných veličín stabilného systému 2. rádu s $D=1$ pri riadení na žiadanú hodnotu a pri výskyte poruchy v čase 60

Nasledujúca tabuľka ukazuje číselné hodnoty ukazovateľov kvality. Vo všeobecnosti platí, že čím menšie IAE, tým je lepší regulačný pochod.

Tabuľka 2 Ukazovatele kvality pre stabilný systém s poruchou a $D=1$

	JURO	SP	MSP podľa Vitečkovej	MSP podľa Majhiho
IAE_w	6.94	4.43	3.22	2.50
IAE_d	2.10	1.67	1.00	0.50

Na obr. 13 sú znázornené priebehy výstupných veličín pre stabilný systém 2. rádu s $D=10$ pri riadení na žiadanú hodnotu a pri výskyte poruchy v čase 40. Systém (88) s $D=10$ pri výskyte poruchy JUR0 uradiť nedokáže, pretože sa regulačný obvod stáva nestabilný.



Obr. 13 Priebehy výstupných veličín stabilného systému 2. rádu s $D=10$ pri riadení na žiadanú hodnotu a pri výskyte poruchy v čase 40

Na základe ukazovateľa kvality IAE (tabuľka 3) sa dá skonštatovať, že MSP podľa Majhiho má najlepší priebeh riadenia pri riadení na žiadanú hodnotu, ale najhorší priebeh po výskyte poruchy.

Tabuľka 3 Ukazovatele kvality pre stabilný systém s poruchou a D=10

	SP	MSP podľa Vitéčkovej	MSP podľa Majhiho
IAE _w	13.42	12.22	11.50
IAE _d	6.12	5.50	7.20

Diskusia k výsledkom riadenia

Z obr. 12 a na základe ukazovateľa kvality IAE (tabuľka 2) vidíme, že modifikovaný Smithov prediktor podľa Majhiho dáva najlepšiu odozvu systému (88) s D=1. Pri dopravnom oneskorení D=10 JURO systém (88) uradiť nedokáže, pretože sa systém (88) zapojení do JURO stane nestabilným Z obr. 13 je očividné, že pri väčšom dopravnom oneskorení systém (88) najlepšie uradi modifikovaný Smithov prediktor podľa Vitéčkovej. Vo všeobecnosti sa dá povedať, že na modifikovaný Smithov prediktor podľa Majhiho má veľké dopravné oneskorenie nepriaznivý vplyv.

3. 2 Riadenie nestabilného systému druhého rádu s dopravným oneskorením

Je daný prenos systému 2. rádu s dopravným oneskorením v tvare [1]

$$G_s(s) = \frac{1}{4s^2 - 4s + 1} e^{-Ds} \quad (94)$$

pričom D=(1; 10).

Prenos PID regulátora je v tvare

$$G_R = \frac{Z_R s + \frac{Z_R}{T_I} + Z_R T_D s^2}{s} \quad (95)$$

Vypočítané parametre PID regulátora pre systém (94) bez dopravného oneskorenia Naslinovou metódou, pričom povolené maximálne preregulovanie je 5% [1] sú nasledovné

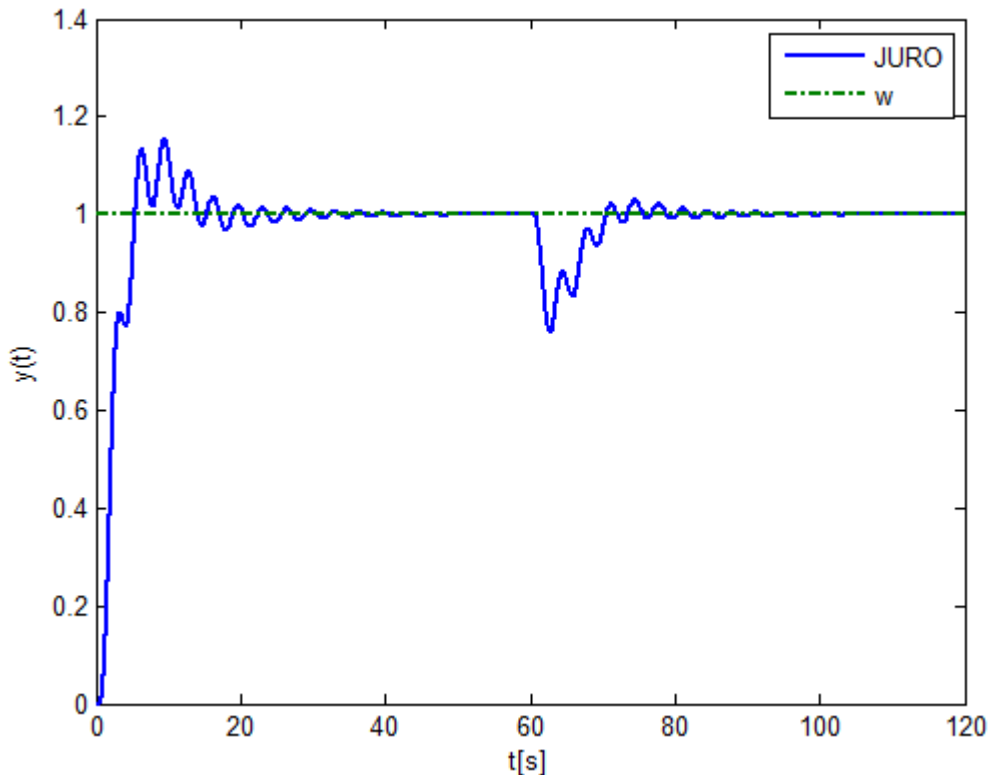
$$\begin{aligned}Z_R &= 1 \\T_I &= 2 \\T_D &= 8\end{aligned}\tag{96}$$

Riadenie pomocou jednoduchého uzavretého regulačného obvodu

Postup riadenia pomocou JURO je opísaný v 3. 1 Riadenie stabilného systému 2. rádu s dopravným oneskorením.

Ďalej uvádzam už len výsledky riadenia.

Keďže pomocou JURO som nedokázala uradiť nestabilný systém 2. rádu s $D=1$, pretože systém sa pri takomto dopravnom oneskorení stane nestabilným, na nasledujúcom obrázku je znázornený priebeh riadenia výstupnej veličiny nestabilného systému 2. rádu s $D=0.5$ a pri výskyte poruchy v čase 60.



Obr. 14 Priebek výstupnej veličiny nestabilného systému 2. rádu s $D=0.5$ pri riadení na žiadanú hodnotu a pri výskyte poruchy v čase 60

Výsledok riadenia pomocou JURO ukazuje tabuľka 4.

Tabuľka 4 Ukazovatele kvality pre nestabilný systém s poruchou a $D=0.5$

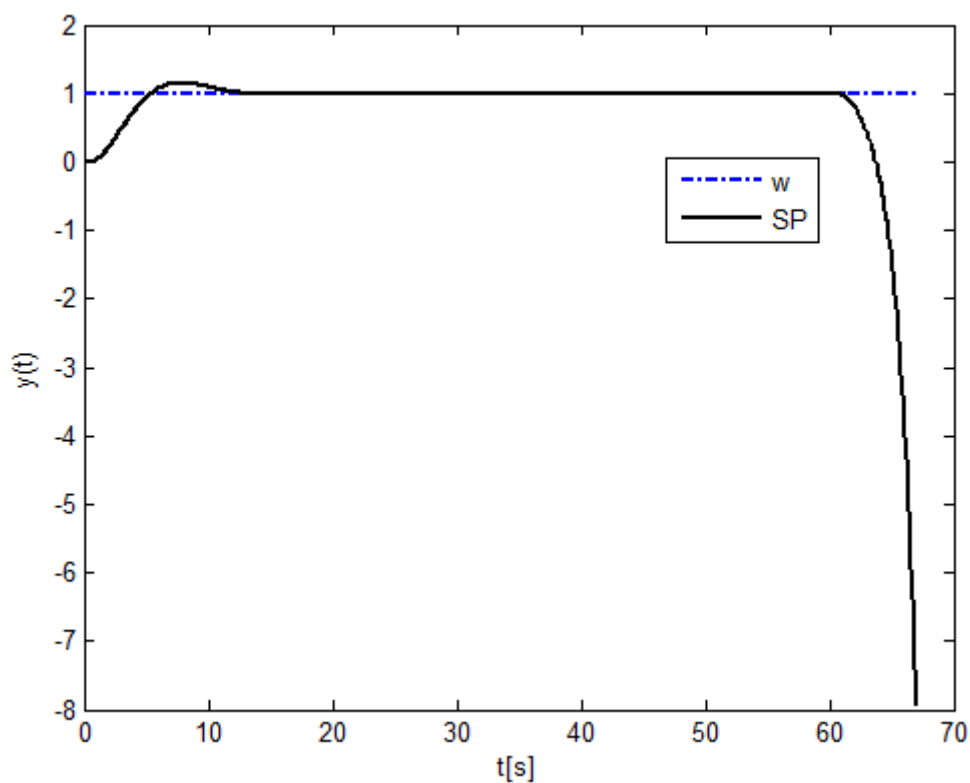
	JURO
IAE_w	3.48
IAE_d	1.26

Riadenie pomocou Smithovho prediktora

Postup riadenia pomocou SP je opísaný v 3. 1 Riadenie stabilného systému 2. rádu s dopravným oneskorením.

Ďalej uvádzam už len výsledky riadenia.

Na obr. 15 je vidieť, že SP uriadí nestabilný systém (94) s $D= 0.5$ len do času kým nenastane porucha, potom sa systém pri riadení so SP stane nestabilným.

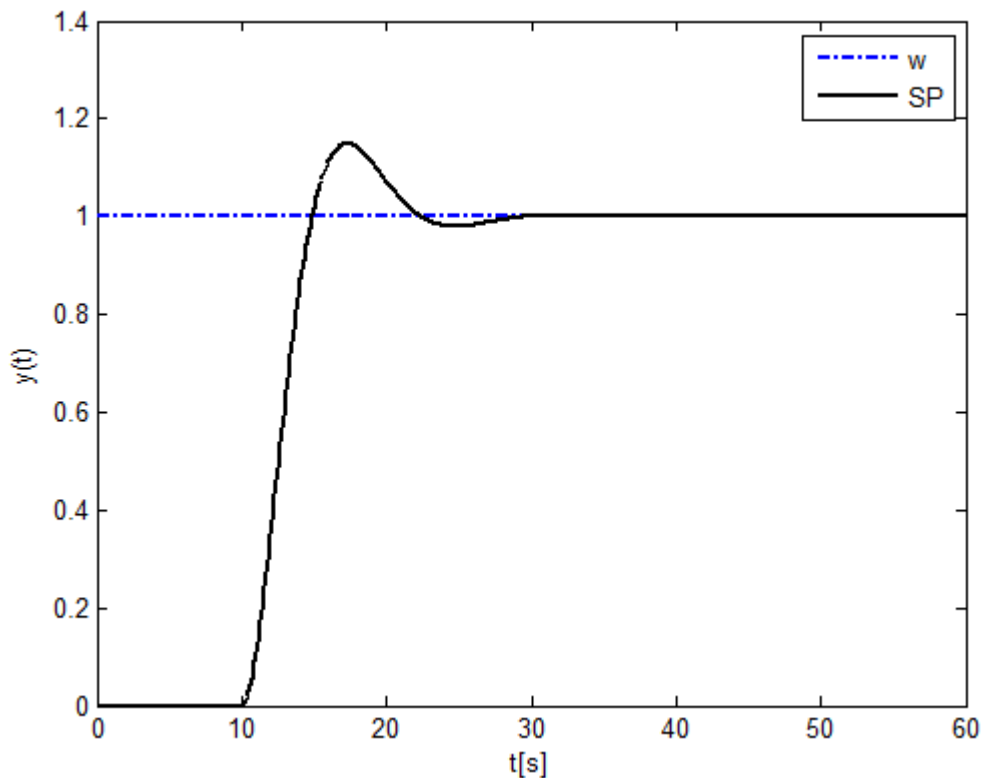


Obr. 15 Priebeh výstupnej veličiny nestabilného systému 2. rádu s $D=0.5$ pri riadení na žiadanú hodnotu a pri výskyte poruchy v čase 60

Tabuľka 5 Ukazovateľ kvality pre nestabilný systém s $D=0.5$ pri výskyte poruchy

	SP
IAE_w	3.92

Keďže SP nestabilný systém v tvare (94) pri výskyte poruchy neuriadil ani pri malom dopravnom oneskorení, bola som zvedavá či uriadí nestabilný systém (94) bez výskytu poruchy s dopravným oneskorením $D=10$.



Obr. 16 Priebek výstupnej veličiny nestabilného systému 2. rádu s $D=10$ bez výskytu poruchy

Priebek výstupnej veličiny je vyhodnotený na základe ukazovateľa kvality (tabuľka 6)

Tabuľka 6 Ukazovateľ kvality pre nestabilný systém 2. rádu s $D=10$ bez výskytu poruchy

	SP
IAE_w	13.42

Riadenie pomocou modifikovaného Smithovho prediktora podľa Vítečkovej

Keďže Vítečková vo svojej teórii neuvádza parametre regulátora pre nestabilný systém, odvodila som regulátor pre nestabilný systém druhého rádu v tvare (102).

Pre odvodenie vzťahov potrebných na výpočet parametrov regulátora je uvažované, že prenos otvoreného regulačného obvodu G_o má tvar

$$G_o(s) = \frac{1}{T_w^2 s^2 + 2\xi_w T_w s} \tag{97}$$

Požadovaný prenos uzavretého regulačného obvodu $G_{W/Y}$ je v tvare:

$$G_{W/Y}(s) = \frac{1}{T_w^2 s^2 + 2\xi_w T_w s + 1} e^{-Ds} \quad (98)$$

Regulovaná sústava je popísaná prenosom:

$$G_s(s) = \frac{Z}{T^2 s^2 - 2\xi T s + 1} \quad (99)$$

Prenos regulátora bude získaný z rovnice:

$$G_o = G_R G_S \Rightarrow G_R = \frac{G_o}{G_S} \quad (100)$$

$$G_R = \frac{G_o}{G_S} = \frac{\frac{1}{T_w^2 s^2 + 2\xi_w T_w s}}{\frac{Z}{T^2 s^2 - 2\xi T s + 1}} = \frac{T^2 s^2 - 2\xi T s + 1}{Z T_w^2 s^2 + Z 2\xi_w T_w s} \quad (101)$$

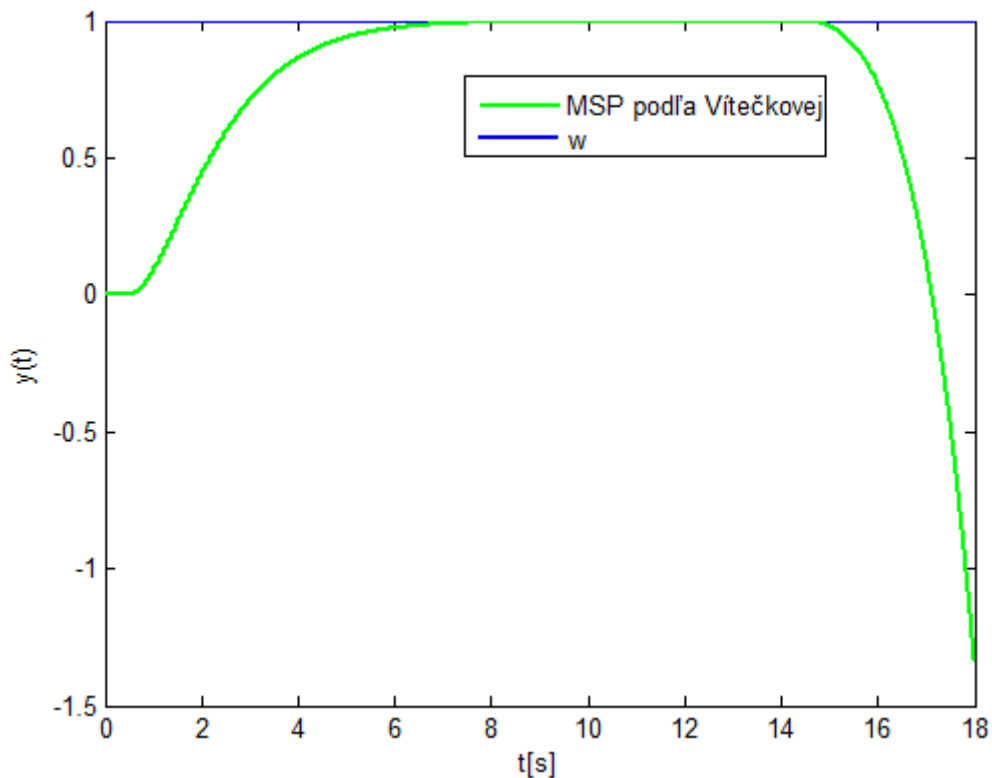
T_w je časová konštanta uzavretého regulačného obvodu, volí sa menšia ako časová konštanta regulovanej sústavy. Volila som $T_w=1$ a ξ_w je koeficient tlmenia, ktorý som tiež volila $\xi_w=1$.

Výsledný prenos regulátora je v tvare

$$G_R = \frac{4s^2 - 4s + 1}{s^2 + 2s} \quad (102)$$

Po nastavení regulátora v tvare (102) som uskutočnila riadenie nestabilného systému druhého rádu s $D=0.5$ a pri výskyte poruchy v čase 14.

Na obr. 17 je vidieť, že MSP podľa Vítečkovej uradi nestabilný systém (94) s $D= 0.5$ len do času kým nenastane porucha, potom sa systém pri riadení s MSP stane nestabilným.



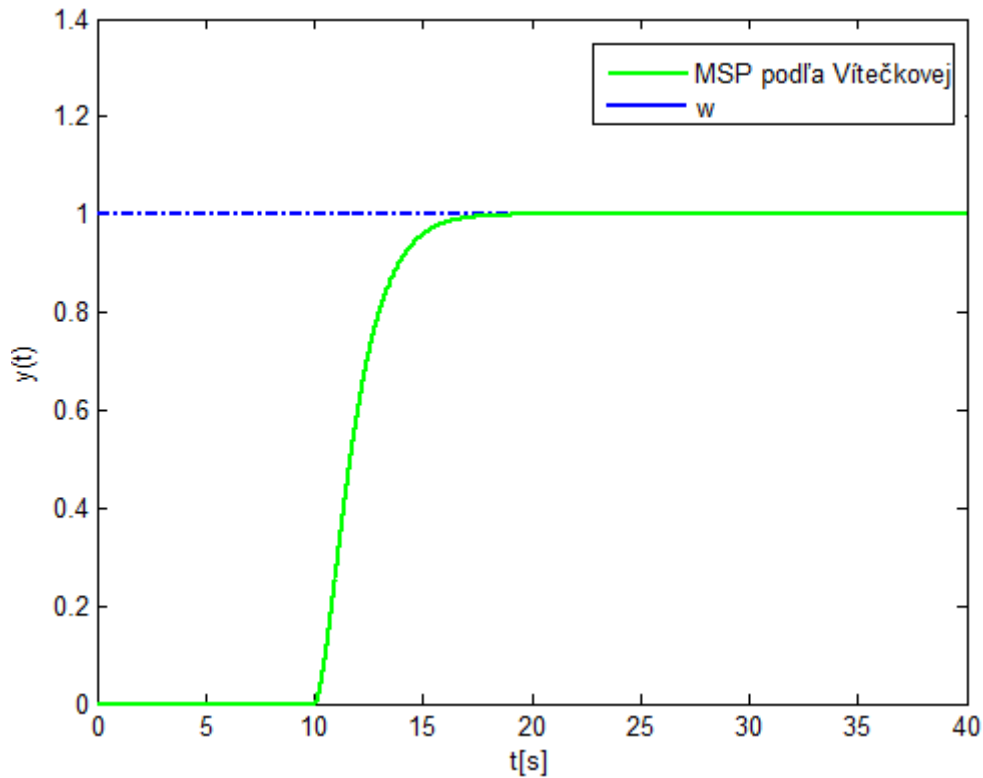
Obr 17 Priebek výstupnej veličiny nestabilného systému 2. rádu s $D=0.5$ pri výskyte poruchy v čase 14

Tabuľka 7 Ukazovateľ kvality pre nestabilný systém 2. rádu s $D=0.5$ pri výskyte poruchy

	MSP podľa Vitečkovej
IAE_w	2.50

Keďže MSP nestabilný systém v tvare (94) pri výskyte poruchy neuriadil ani pri malom dopravnom oneskorení, bola som zvedavá či uriadí nestabilný systém (94) bez výskytu poruchy s dopravným oneskorením $D=10$.

Priebek výstupnej veličiny je znázornený na obr. 18.



Obr. 18 Pribeh výstupnej veličiny nestabilného systému 2. rádu s $D=10$ bez výskytu poruchy

Tabuľka 8 Ukazovateľ kvality pre nestabilný systém 2. rádu s $D=10$ bez poruchy

	MSP podľa Vitečkovej
IAE_w	12.00

Riadenie pomocou Majhiho modifikácie

Postup je opísaný v 3. 1 Riadenie stabilného systému 2. rádu s dopravným oneskorením.

Ďalej uvádzam už len výsledky riadenia.

Výsledný tvar regulátorov pre systém (94) s $D=0.5$:

$$G_C = \frac{0.01s + 1}{0.01s}$$

$$G_{C1} = 21.2166s + 67.8354 \quad (103)$$

$$G_{C2} = 4s + 2$$

Z obr. 19 vidíme, že MSP podľa Majhiho systém (94) s $D=0.5$ pri výskyte poruchy uradiť nedokáže. Keďže MSP podľa Majhiho neuriadil zvolený nestabilný systém 2. rádu pri výskyte poruchy, zaujímalo ma či sa pri riadení nestabilných systémov s dopravným oneskorením nedá vôbec použiť, alebo či uradi aspoň niektoré. Podarilo sa mi nájsť nestabilný systém s dopravným oneskorením $D=0.5$ v nasledujúcom tvare:

$$G_s(s) = \frac{1}{10s^2 - 7s + 1} e^{-Ds} \quad (104)$$

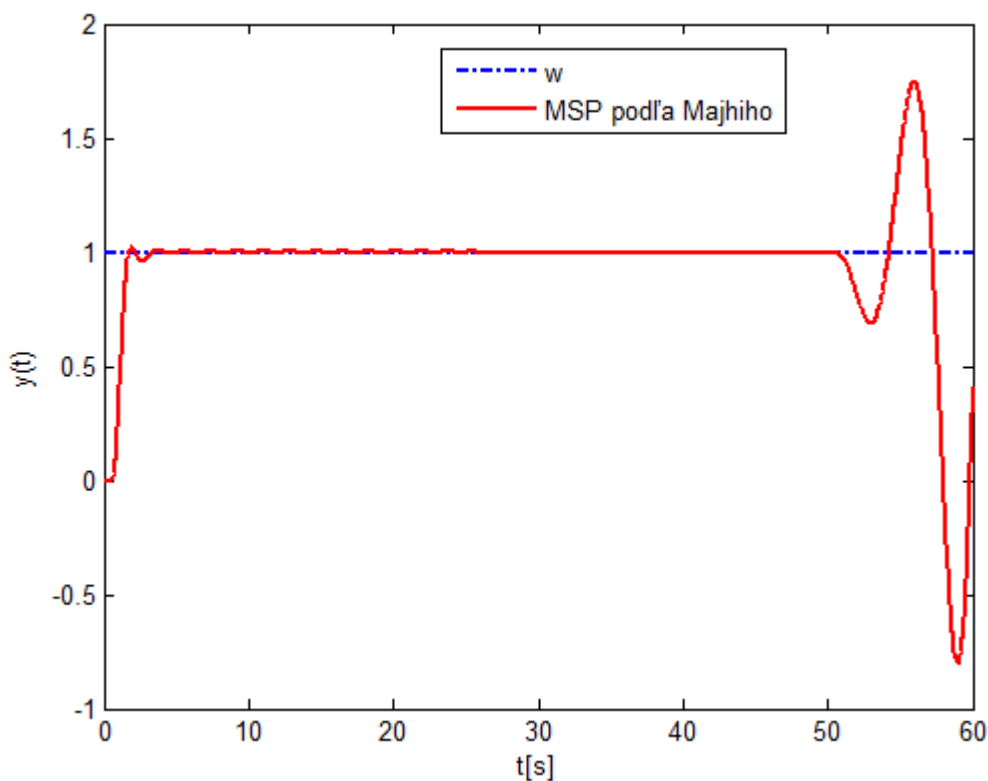
, ktorý uradi s nasledovnými tvarmi regulátorov:

$$G_c = \frac{0.01s + 1}{0.01s}$$

$$G_{c1} = 38.7133s + 92.7812 \quad (105)$$

$$G_{c2} = 10s + 2$$

Na nasledujúcom obrázku je vidieť, že MSP podľa Majhiho uradi nestabilný systém (94) s $D = 0.5$ len do času kým nenastane porucha, potom sa systém pri riadení s MSP stane nestabilným.



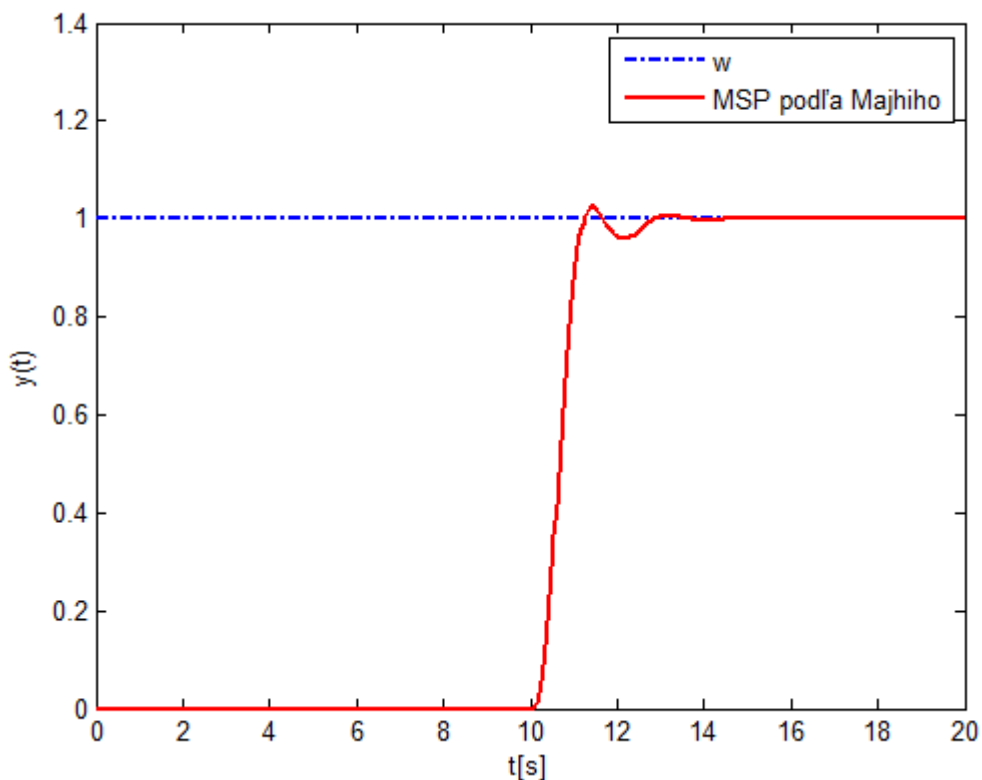
Obr. 19 Priebek výstupnej veličiny nestabilného systému druhého rádu v tvare (92) s $D=0.5$ pri výskyte poruchy v čase 50

Tabuľka 9 Ukazovateľ kvality pre nestabilný systém 2. rádu (94) s $D=0.5$ pri výskyte poruchy

	MSP podľa Majhiho
IAE_w	1.20

Keďže MSP podľa Majhiho nestabilný systém v tvare (94) pri výskyte poruchy neuriadil ani pri malom dopravnom oneskorení, bola som zvedavá či uriadí nestabilný systém (94) bez výskytu poruchy s dopravným oneskorením $D=10$.

Priebeh výstupnej veličiny je na obr. 20.

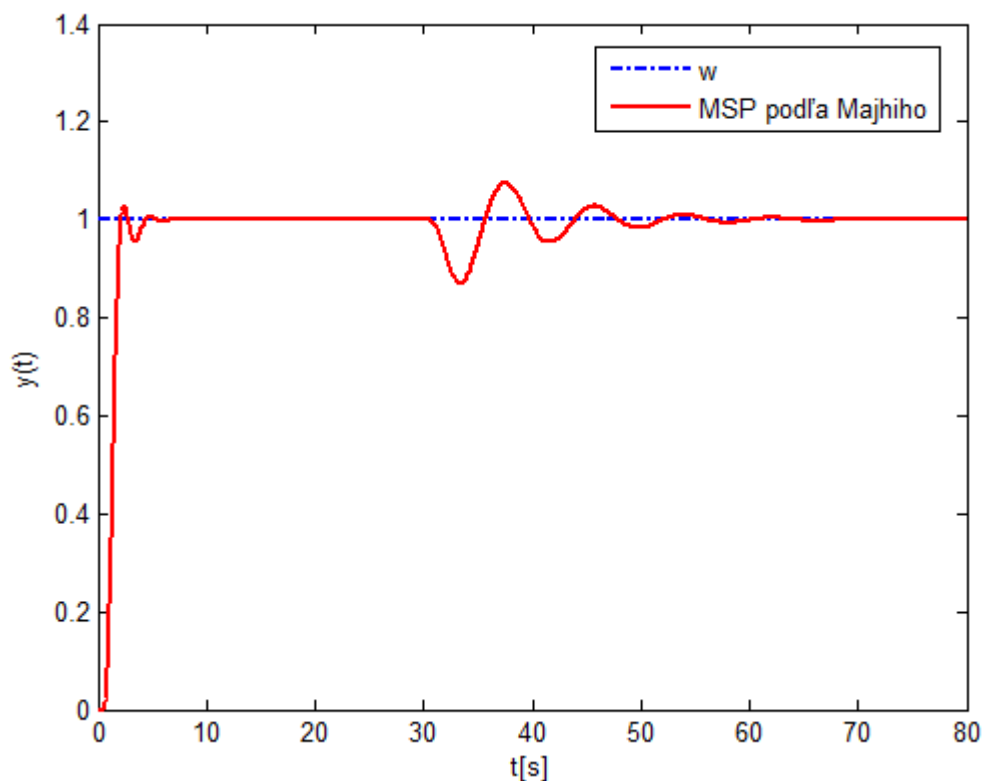


Obr. 20 Priebeh výstupnej veličiny nestabilného systému druhého rádu v tvare (94) s $D=10$ bez výskytu poruchy

Tabuľka 10 Ukazovateľ kvality pre nestabilný systém druhého rádu (94) s $D=10$ bez výskytu poruchy

	MSP podľa Majhiho
IAE_w	10.70

Na obr. 21 je znázornení priebeh výstupnej veličiny nestabilného systému 2. rádu v tvare (104) s $D=0.5$ pri výskyte poruchy



Obr. 21 Priebeh výstupnej veličiny pre nestabilný systém (104) s $D=0.5$ pri výskyte poruchy v čase 30

MSP podľa Majhiho nestabilný systém (104) uradil s nasledovnými ukazovateľmi kvality.

Tabuľka 11 Ukazovatele kvality pre nestabilný systém 2. rádu v tvare (104) s $D=0.5$ pri výskyte poruchy

	MSP podľa Majhiho
IAE_w	1.47
IAE_d	0.86

Diskusia k výsledkom riadenia

Nestabilný systém (94) pri výskyte poruchy som dokázala uradiť len s jednoduchým obvodom a to pri malom dopravnom oneskorení $D=0.5$, väčšie dopravné oneskorenie JURO nezvládne, preto neuvádzam priebehy riadenia. Z obrázku 15 je očividné, že Smithov prediktor riadi len do času, kým nenastane porucha a podobne riadi aj modifikovaný Smithov prediktor. Po výskyte poruchy v čase 60 pre SP a po výskyte poruchy v čase 14 pre MSP systém (94) uradiť nedokážu, regulačný obvod sa v danej situácii stáva nestabilný. Modifikovaný Smithov prediktor podľa Majhiho nestabilný systém (94) pri výskyte poruchy tiež neuriadi, ale uradi nestabilný systém v tvare (104) s poruchou, ale tiež neuriadi systém (104) s väčším dopravným oneskorením ako 0.5. Všetky tri rozvetvené obvody výborne zvládnu aj veľké dopravné oneskorenia bez poruchy systému (94).

3. 3 Riadenie nestabilného systému prvého rádu s dopravným oneskorením

Je daný prenos systému 1. rádu s dopravným oneskorením v tvare

$$G_s(s) = \frac{1}{(10s - 1)} e^{-Ds} \quad (106)$$

pričom $D=(1; 10)$.

Prenos PI regulátora je v tvare

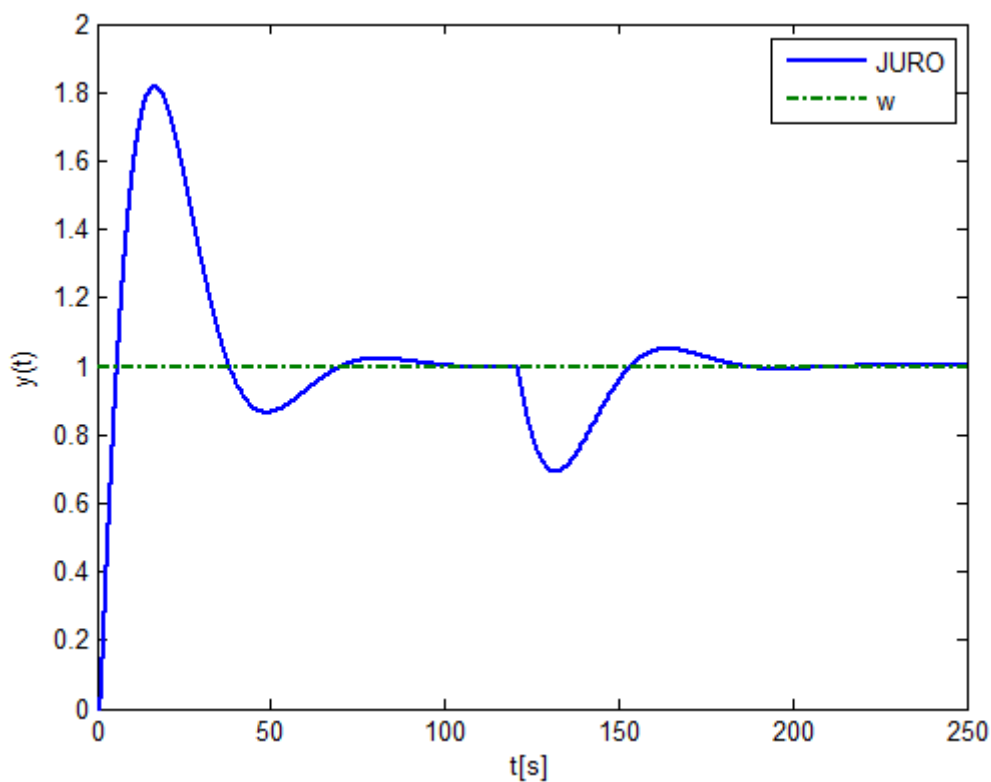
$$G_R(s) = \frac{Z_R s + \frac{Z_R}{T_I}}{s} \quad (107)$$

Vypočítané parametre PI regulátora pre systém (106) bez dopravného oneskorenia Naslinovou metódou, pričom povolené maximálne preregulovanie je 5% sú nasledovné

$$\begin{aligned} Z_R &= 2 \\ T_I &= 20 \end{aligned} \quad (108)$$

Riadenie pomocou jednoduchého uzavretého regulačného obvodu

Na nasledujúcom obrázku je znázornení priebeh výstupnej veličiny nestabilného systému prvého rádu s dopravným oneskorením $D=1$ pri výskyte poruchy v čase 120.



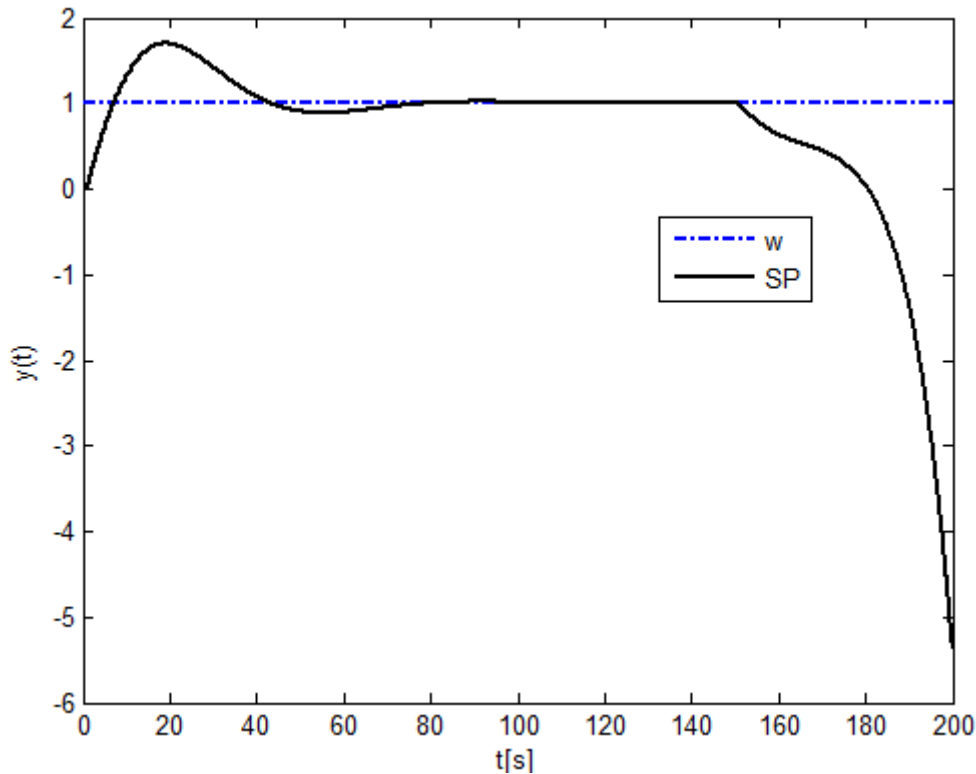
Obr. 22 Priebeh výstupnej veličiny nestabilného systému 1. rádu s $D=1$ pri riadení na žiadajú hodnotu a pri výskyte poruchy v čase 120

Tabuľka 12 Ukazovatele kvality pre nestabilný systém 1.rádu s poruchou a $D=1$

	JIRO
IAE_w	27.40
IAE_d	1.45

Riadenie pomocou Smithovho prediktora

Na obr. 23 je vidieť, že SP uriadí nestabilný systém (106) s $D=1$ len do času kým nenastane porucha, potom sa systém pri riadení s SP stane nestabilným. Podobne riadil aj nestabilný systém 2. rádu (94).



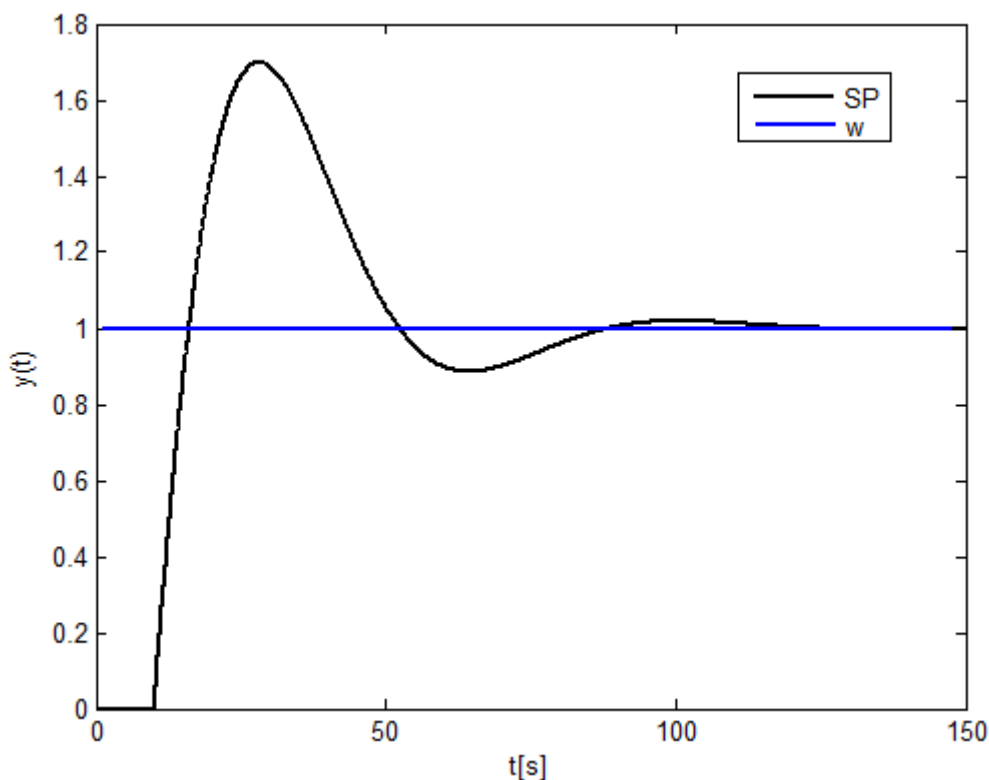
Obr. 23 Priebek výstupnej veličiny nestabilného systému 1. rádu s $D=1$ pri výskyte poruchy v čase 150

Tabuľka 13 Ukazovateľ kvality pre nestabilný systém 1. rádu s $D=1$ pri výskyte poruchy

	SP
IAE_w	21.50

Keďže SP nestabilný systém v tvare (106) pri výskyte poruchy neuriadil ani pri malom dopravnom oneskorení, bola som zvedavá či uriadí nestabilný systém (106) bez výskytu poruchy s dopravným oneskorením $D=10$.

Priebek výstupnej veličiny nestabilného systému 1. rádu s $D=10$ bez výskytu poruchy je na obr. 24.



Obr. 24 Priebek výstupnej veličiny nestabilného systému 1. rádu s $D=10$ bez výskytu poruchy

Tabuľka 14 Ukazovateľ kvality pre nestabilný systém 1. rádu s $D=10$ bez výskytu poruchy

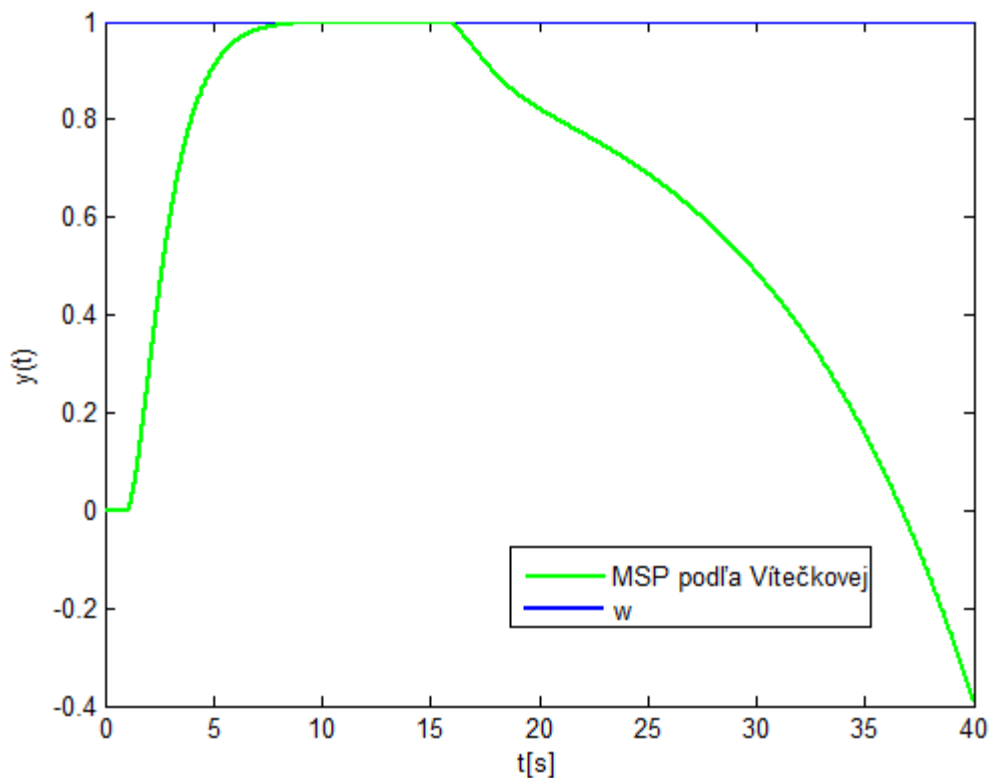
	SP
IAE_w	31.50

Riadenie pomocou modifikovaného Smithovho prediktora podľa Vítečkovej

Výsledný prenos regulátora je v tvare

$$G_R(s) = \frac{10s - 1}{s^2 + 2s} \quad (109)$$

Na obr. 25 je vidieť, že MSP podľa Vítečkovej uriadí nestabilný systém (106) s $D=1$ len do času kým nenastane porucha, potom sa systém pri riadení s MSP stane nestabilným. Podobne riadil MSP aj nestabilný systém 2. rádu (94).



Obr. 25 Priebeh výstupnej veličiny nestabilného systému 1. rádu s $D=1$ pri výskyte poruchy v čase 15

Tabuľka 15 Ukazovateľ kvality pre nestabilný systém 1. rádu s $D=1$ pri výskyte poruchy

	MSP podľa Vitečkovej
IAE_w	3.00

Riadenie pomocou Majhiho modifikácie

Keďže MSP podľa Majhiho uradi nestabilný systém 1. rádu pri výskyte poruchy maximálne pre dopravné oneskorenie $D=5$ uvádzam výsledný tvar regulátorov pre toto dopravné oneskorenie.

Výsledný tvar regulátorov pre systém (106) s $D=5$

$$G_C = \frac{0.1s + 1}{0.1s}$$

$$G_{C1} = 13.3500 \tag{110}$$

$$G_{C2} = 1.4142$$

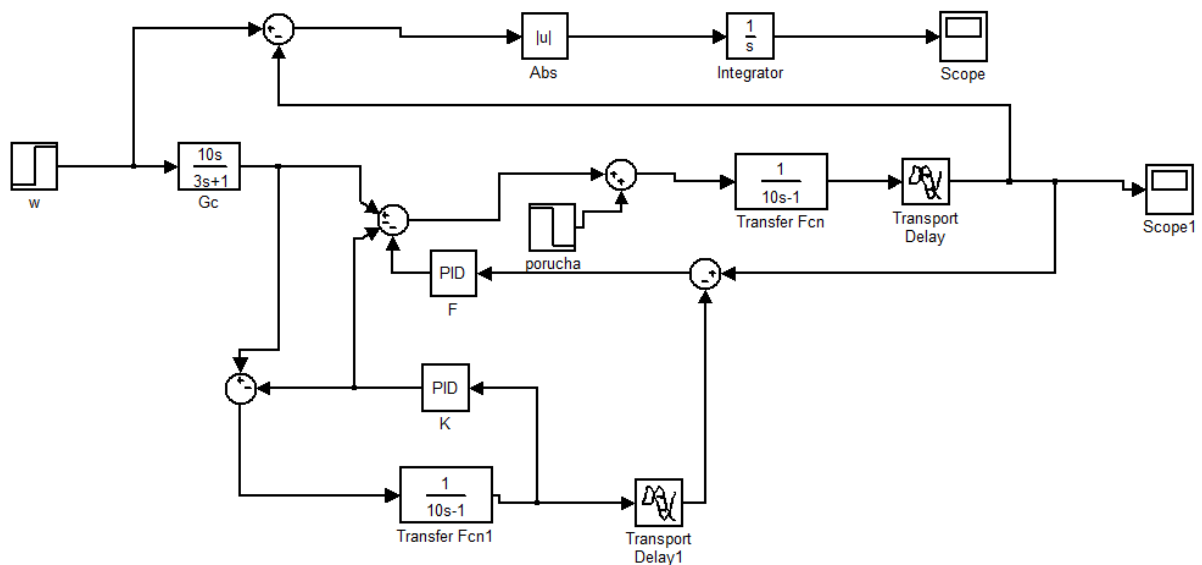
Riadenie pomocou Liuho modifikácie

Podľa blokovej schémy modifikovaného Smithovho prediktora podľa Liu na obr. 7 som realizovala simulačnú schému v prostredí MATLAB-Simulink®, ktorá je na obr. 26. Podrobný opis, ktorým sa získajú parametre jednotlivých regulátorov je opísaný v 2. 2. 5. 1. Na porovnanie tejto modifikácie s modifikáciou podľa Majhiho uvádzam konečné tvary regulátorov pre $D=5$

$$G_c = \frac{10s}{3s+1}$$

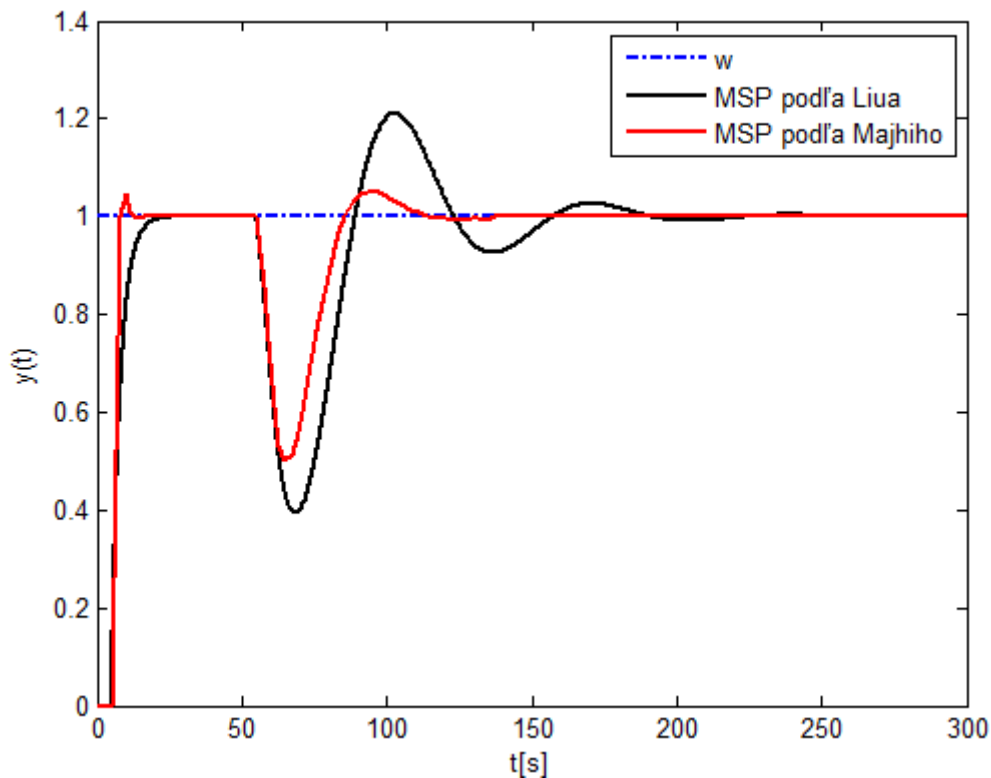
$$F = 1.6410 + \frac{1}{18.3149s} + 3.4936s \quad (111)$$

$$K = 1$$



Obr. 26 Schéma riadenia pomocou Liuho modifikácie

Keďže JURO, SP ani MSP podľa Vítečkovej nedokážu uradiť nestabilný systém 1. rádu v tvare (106) s $D=5$ pri výskyte poruchy nasledujúci obrázok znázorňuje priebeh výstupných veličín nestabilného systému 1. rádu ,ktoré boli získané pomocou modifikácií podľa Majhiho a Liu.



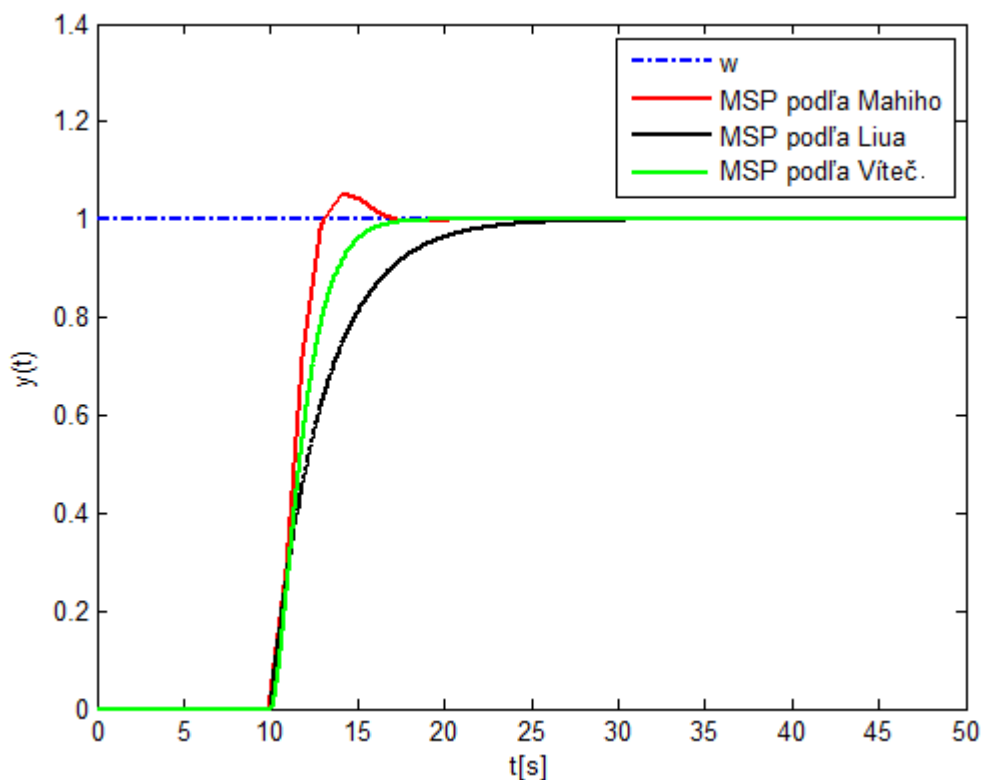
Obr. 27 Priebehy výstupných veličín nestabilného systému 1. rádu s $D=5$ pri výskyte poruchy v čase 50

Tabuľka 16 Ukazovatele kvality pre nestabilný systém 1. rádu s $D=5$ pri výskyte poruchy

	MSP podľa Liua	MSP podľa Majhiho
IAE_w	8.00	6.50
IAE_d	19.25	9.50

Na základe ukazovateľa kvality IAE sa dá konštatovať, že MSP podľa Majhiho uradi nestabilný systém 1. rádu (106) s $D=5$ pri výskyte poruchy lepšie ako MSP podľa Liua. Pri väčšom dopravnom oneskorení a pri výskyte poruchy zároveň sa obidva regulačné obvody stávajú nestabilnými.

Na nasledujúcom obrázku je ukázané, ako všetky tri modifikácie Smithovho prediktora uradia nestabilný systém prvého rádu s $D=10$ bez výskytu poruchy.



Obr. 28 Priebehy výstupných veličín nestabilného systému 1. rádu s $D=10$ bez výskytu poruchy

Tabuľka 17 Ukazovatele kvality pre nestabilný systém s $D=10$ bez poruchy

	MSP podľa Majhiho	MSP podľa Liua	MSP podľa Vítečkovej
IAE	11.5	13.0	12.0

Diskusia k výsledkom riadenia

Nestabilný systém prvého rádu (106) pri výskyte poruchy som dokázala uradiť s jednoduchým obvodom pri dopravnom oneskorení $D=1$, väčšie dopravné oneskorenie JURO nezvládne. Z obrázku 23 je očividné, že SP riadi len do času, kým nenastane porucha a podobne riadi aj MSP podľa Vítečkovej. Po výskyte poruchy v čase 150 pre SP a po výskyte poruchy v čase 15 pre MSP podľa Vítečkovej systém (106) uradiť nedokáže. Nestabilný systém (106) pri výskyte poruchy som uradila s modifikáciami podľa Majhiho a Liua pri dopravnom oneskorení $D=5$, väčšie dopravné oneskorenie tieto modifikácie nezvládnu, ale všetky tri modifikácie Smithovho prediktora výborne zvládnu aj veľké dopravné oneskorenia bez poruchy systému (106).

3. 4 Riadenie systému s integračnými vlastnosťami druhého rádu s dopravným oneskorením

Je daný prenos systému 2. rádu s dopravným oneskorením v tvare [1]

$$G_s(s) = \frac{1}{4s^2 + 4s} e^{-Ds} \quad (111)$$

pričom $D=(1; 10)$.

Prenos PI regulátora je v tvare

$$G_R(s) = \frac{Z_R s + \frac{Z_R}{T_I}}{s} \quad (112)$$

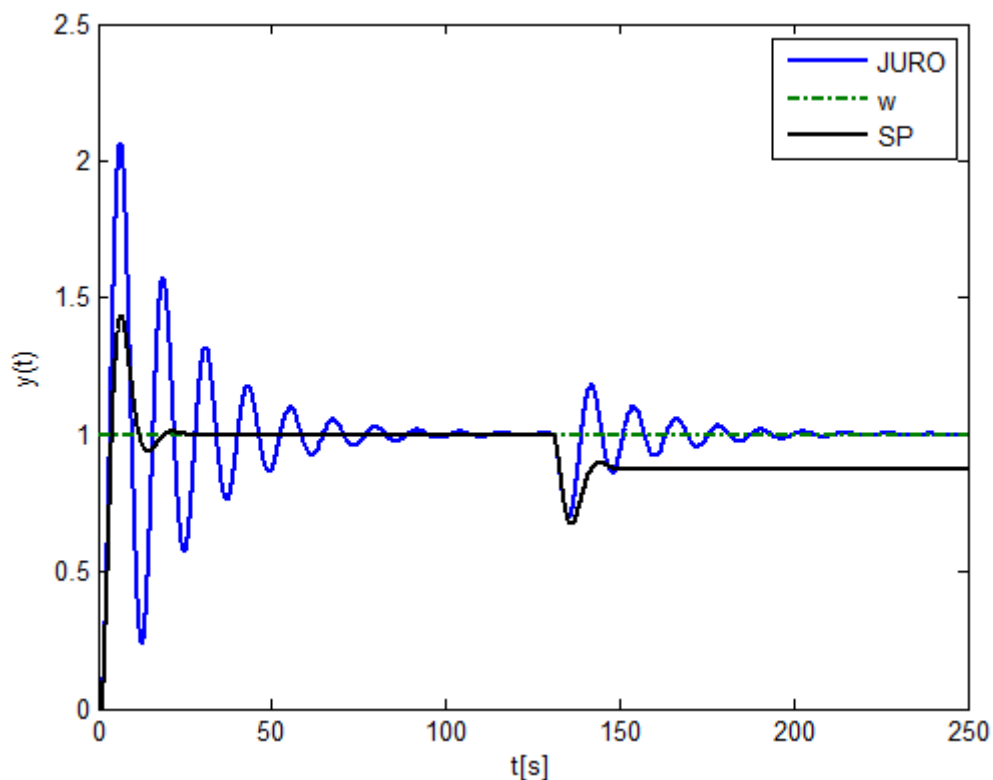
Vypočítané parametre PI regulátora pre systém (111) bez dopravného oneskorenia Naslinovou metódou, pričom povolené maximálne preregulovanie je 5% [1] sú nasledovné

$$\begin{aligned} Z_R &= 2 \\ T_I &= 4 \end{aligned} \quad (113)$$

Riadenie pomocou jednoduchého uzavretého regulačného obvodu a Smithovho prediktora

Na obr.29 sú znázornené priebehy výstupných veličín integračného systému 2. rádu s $D=1$ a pri výskyte poruchy.

Z obr. 29 je zrejmé, že Smithov prediktor neuriadi integračný systém v tvare (111) s $D=1$ pri výskyte poruchy na žiadanú veličinu.



Obr. 29 Priebehy výstupných veličín integračného systému druhého rádu s $D=1$ pri výskyte poruchy v čase 130

Tabuľka 18 Ukazovatele kvality pre integračný systém druhého rádu s $D=1$ pri výskyte poruchy

	JURO	SP
IAE_w	18.43	5.07
IAE_d	4.10	-

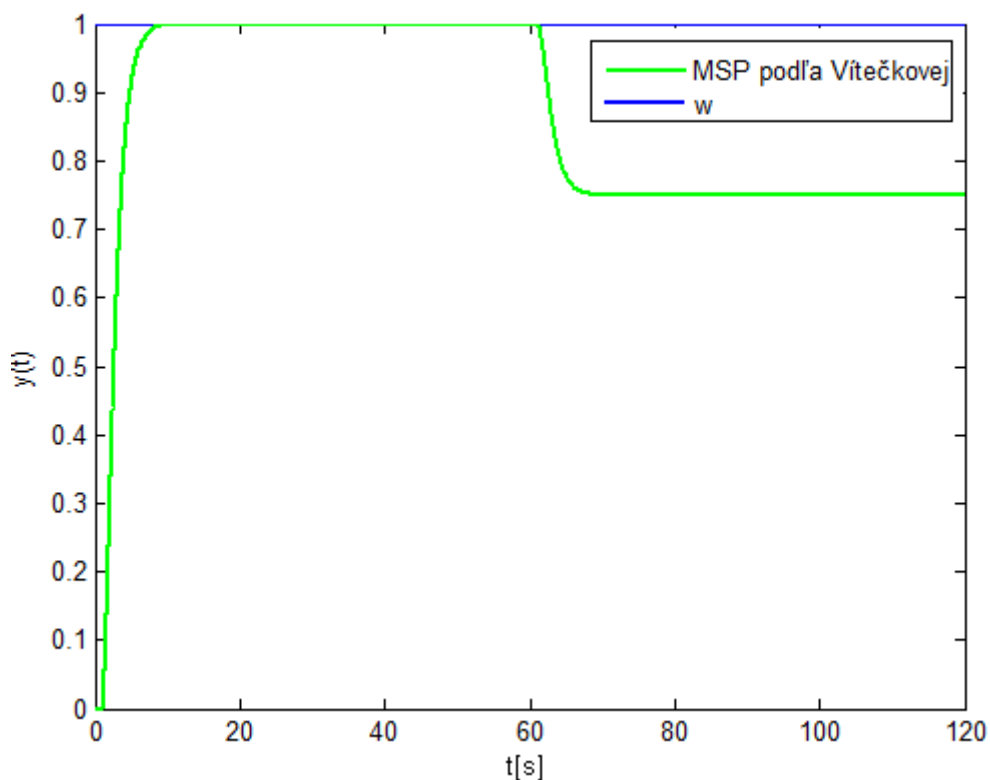
Riadenie pomocou modifikovaného Smithovho prediktora podľa Vitéčkovej

Po nastavení parametrov odporučených typov regulátorov (Tabuľka 1) som uskutočnila simuláciu riadenia zadaného systému navrhnutým regulátorom pre jednotlivé dopravné oneskorenia.

Konkrétne parametre PD regulátora sú nasledovné

$$\begin{aligned} Z_R &= 4 \\ T_D &= 1 \end{aligned} \tag{114}$$

Z obr 30 je očividné, že MSP podľa Vítečkovej s PD regulátorom neuriadi systém (111) s $D=1$ pri výskyte poruchy na žiadajú veličinu.



Obr. 30 Pribeh výstupnej veličiny integračného systému druhého rádu s $D=1$ pri výskyte poruchy v čase 60

Tabuľka 19 Ukazovateľ kvality pre integračný systém 2. rádu s $D=1$ pri výskyte poruchy

	MSP podľa Vítečkovej
IAE_w	3.50

Pri riadení systému (111) pričom sa vyskytne aj porucha nestačí navrhnúť iba PD regulátor. PD regulátor stačí pri riadení na žiadajú hodnotu, pričom sa porucha nevyskytne.

Dôkaz:

Prenos vzhľadom na poruchu je

$$G_{yd} = \frac{\frac{1}{4s^2 + 4s}}{1 + \frac{Z_R s + Z_R T_D s^2}{s} \frac{1}{4s^2 + 4s}} = \frac{\frac{1}{4s^2 + 4s}}{\frac{4s^2 + 4s + Z_R + Z_R T_D s}{4s^2 + 4s}} \quad (115)$$

$$G_{yd} = \frac{1}{4s^2 + 4s + Z_R + Z_R T_D s} \quad (116)$$

$$y(\infty) = \lim_{s \rightarrow 0} s \frac{1}{4s^2 + 4s + Z_R + Z_R T_D s} \frac{-0.5}{s} \quad (117)$$

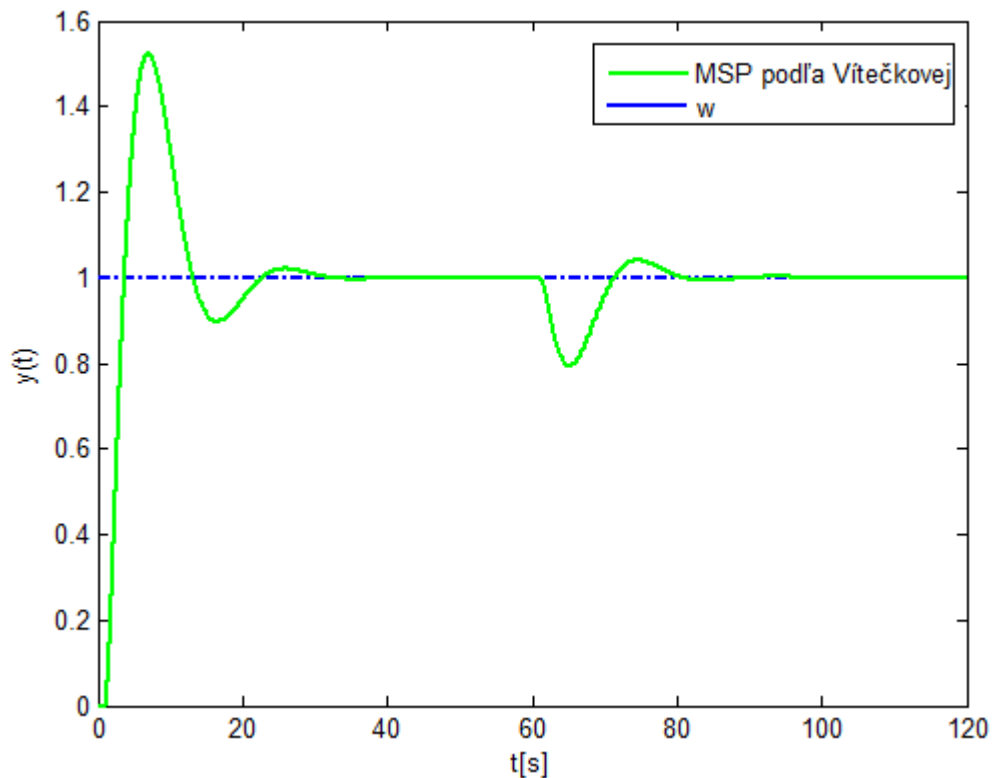
$$y(\infty) = -0.125 \quad (118)$$

Po navrhnutí PID regulátora Naslinovou metódou s nasledovnými parametrami:

$$\begin{aligned} Z_R &= 4 \\ T_I &= 4 \\ T_D &= 1 \end{aligned} \quad (119)$$

sa problém riadenia na žiadanú hodnotu vyrieši.

Priebeh riadenia s PID regulátorom



Obr. 31 Priebeh výstupnej veličiny integračného systému 2. rádu s D=1 pri výskyte poruchy v čase 60

Tabuľka 20 Ukazovatele kvality pre integračný systém 2. rádu s D=1 pri výskyte poruchy

	MSP podľa Vítěčkovej
IAE _w	6.10
IAE _d	1.50

Riadenie pomocou modifikovaného Smithovho prediktora podľa Majhiho a Liua

Postupy sú opísané vyššie ďalej uvádzam iba výsledné tvary regulátorov.

Výsledný tvar regulátorov pre systém (111) s D=1:

$$G_C = \frac{0.1s + 1}{0.1s}$$

$$G_{C1} = 4.0727s + 14.0751 \quad (120)$$

$$G_{C2} = 4s + 4$$

Konečné tvary regulátorov, ktoré sú potrebné pre modifikáciu podľa Liua pre D=1.

$$G_C = \frac{s^2 + s + 0.25}{0.25(3s + 1)^2}$$

$$F = 1.1389 + \frac{1}{9.1250s} + 0.3993s \quad (121)$$

$$K = 1$$

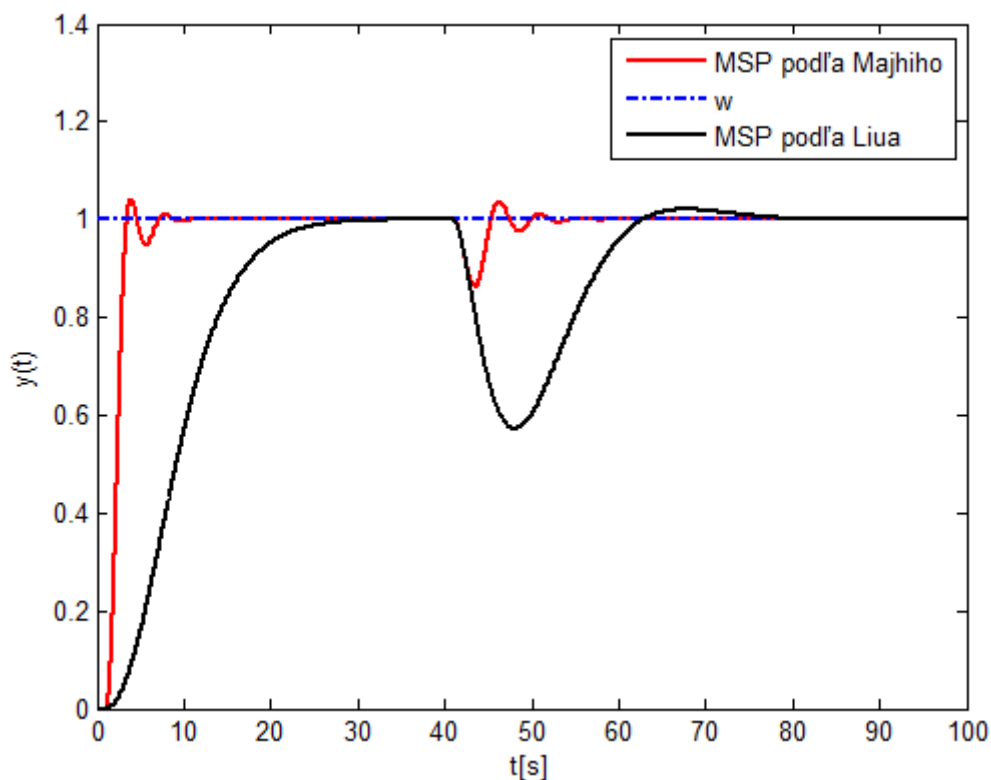
Pre dopravné oneskorenie D=10 sa tvary regulátorov zmenili na nasledovne

$$G_C = \frac{s^2 + s + 0.25}{0.25(5s + 1)^2}$$

$$F = 0.4289 + \frac{1}{68.7500s} + 1.6598s \quad (122)$$

$$K = 1$$

Na nasledujúcom obrázku sú znázornené priebehy výstupných veličín integračného systému druhého rádu s D=1 pri výskyte poruchy.

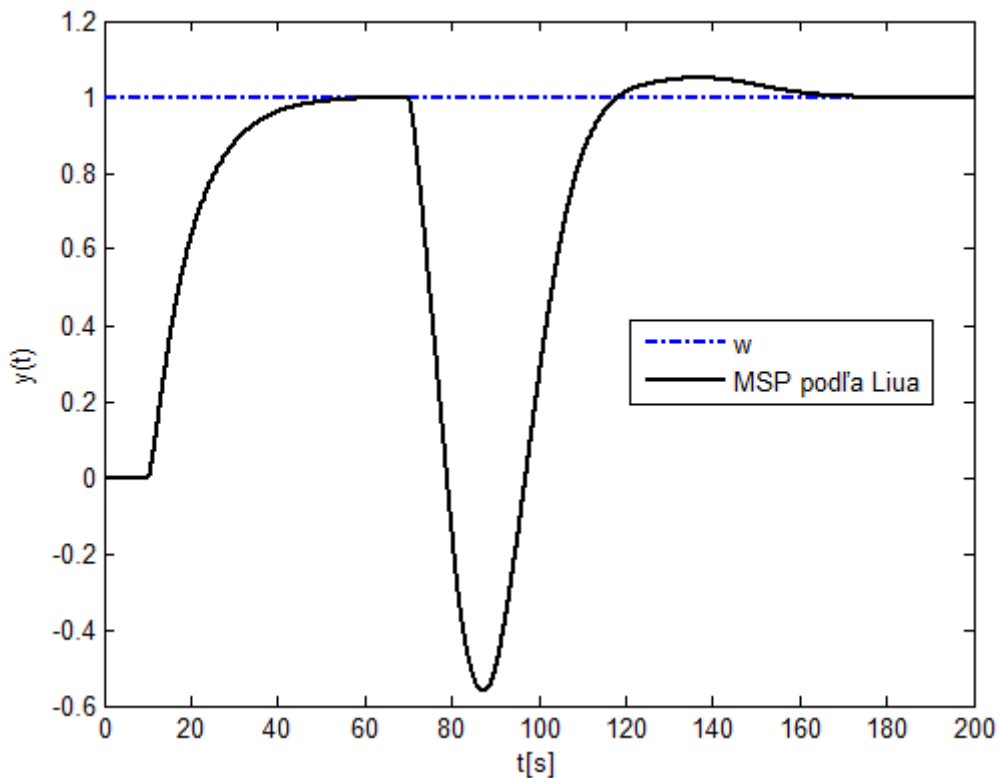


Obr. 32 Priebehy výstupných veličín integračného systému 2. rádu s $D=1$ pri výskyte poruchy v čase 40

Tabuľka 21 Ukazovatele kvality pre systém s integračnými vlastnosťami 2. rádu s poruchou a $D=1$

	MSP podľa Liua	MSP podľa Majhiho
IAE_w	7.50	2.50
IAE_d	5.00	0.44

JURO, MSP podľa Majhiho a Vítečkovej integračný systém druhého rádu s $D=10$ pri výskyte poruchy neuriadili, pretože v danej situácii sa regulačné obvody stávajú nestabilnými. Na nasledujúcom obrázku je znázornený priebeh výstupnej veličiny integračného systému v tvare (111) s $D=10$ pri výskyte poruchy pomocou MSP podľa Liua.



Obr. 33 Priebek výstupnej veličiny integračného systému 2. rádu s $D=10$ pri výskyte poruchy v čase 60

Tabuľka 22 Ukazovatele kvality pre integračný systém 2. rádu s $D=10$ pri výskyte poruchy

	MSP podľa Liua
IAE_w	20.00
IAE_d	35.00

Diskusia k výsledkom riadenia

System s integračnými vlastnosťami druhého rádu pri výskyte poruchy som dokázala uradiť s jednoduchým obvodom pri dopravnom oneskorení $D=1$, pri väčšom dopravnom oneskorení tento obvod systém (111) s poruchou neuriadi. Smithov prediktor systém (111) s poruchou neuriadi na žiadanú veličinu a podobne riadil aj modifikovaný Smithov prediktor po nastavení parametrov odporúčaného typu regulátora, ktorý mal štruktúru PD regulátora. Po navrhnutí PID regulátora modifikovaný Smithov prediktor systém (111) s poruchou dokázal uradiť pri dopravnom oneskorení $D=1$. System s väčším dopravným oneskorením tento obvod

nedokáže uradiť. Z obr. 32 je očividné, že systém (111) pri výskyte poruchy najlepšie uradi modifikovaný Smithov prediktor podľa Majhiho. Táto modifikácia si ale neporadí s väčším dopravným oneskorením, s čím si poradí modifikácia podľa Liua, ktorý uradi systém (111) pri výskyte poruchy s dopravným oneskorením $D=10$.

3. 5 Riadenie systému s integračnými vlastnosťami prvého rádu s dopravným oneskorením

Je daný prenos systému s dopravným oneskorením v tvare [1]

$$G_s(s) = \frac{1}{s} e^{-Ds} \quad (123)$$

pričom $D=(1; 10)$.

Prenos P regulátora je v tvare

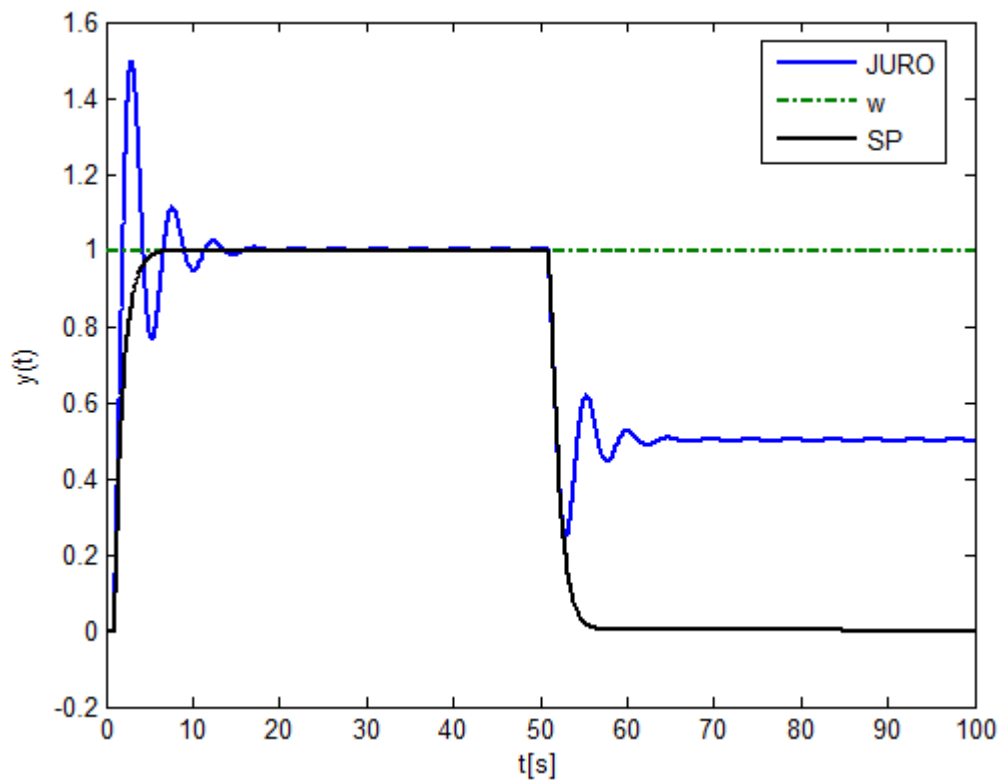
$$G_R = Z_R \quad (124)$$

Vypočítaný parameter P regulátora pre systém (123) bez dopravného oneskorenia umiestnením pólov je nasledovný [1]

$$Z_R = 1 \quad (125)$$

Riadenie pomocou jednoduchého obvodu, Smithovho prediktora a modifikovaného Smithovho prediktora podľa Vitečkovej

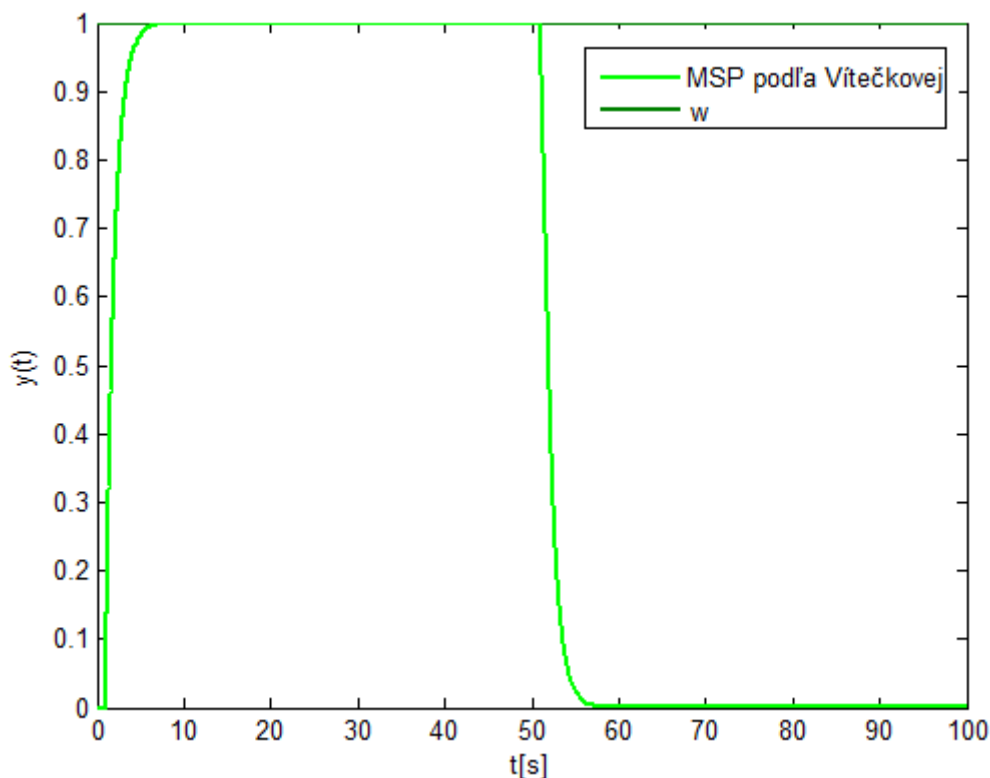
Na obr. 34 a 35 sú znázornené priebehy výstupných veličín systému s integračnými vlastnosťami 1. rádu s $D=1$ pri výskyte poruchy. Z týchto obrázkov je očividné, že pri výskyte poruchy nestačí navrhnuť P regulátor, pretože sa výstupná veličina nedostane na žiadanú veličinu.



Obr. 34 Priebehy výstupných veličín systému s integračnými vlastnosťami 1. rádu P regulátorom pri $D=1a$ pri výskyte poruchy v čase 50

Tabuľka 23 Ukazovatele kvality pre systém s integračnými vlastnosťami 1. rádu s $D=1$ pri výskyte poruchy

	JURO	SP
IAE_w	2.90	2.00



Obr. 35 Priebeh výstupnej veličiny systému s integračnými vlastnosťami 1. rádu s P regulátorom pri $D=1$ a pri výskyte poruchy v čase 50

Tabuľka 24 Ukazovateľ kvality pre systém s integračnými vlastnosťami 1. rádu s $D=1$ pri výskyte poruchy

	MSP podľa Vítečkovej
IAE_w	2.00

Pri riadení systému (123) pričom sa vyskytne aj porucha nestačí navrhnuť iba P regulátor. P regulátor stačí pri riadení na žiadanú hodnotu, pričom sa nevyskytne porucha.

Dôkaz:

Prenos vzhľadom na poruchu je

$$G_{yd} = \frac{\frac{1}{s}}{1 + Z_R \frac{1}{s}} = \frac{\frac{1}{s}}{\frac{s + Z_R}{s}} = \frac{1}{s + Z_R} \quad (126)$$

$$y(\infty) = \lim_{s \rightarrow 0} s \frac{1}{s + Z_R} \frac{-0.5}{s} \quad (127)$$

$$y(\infty) = -0.5 \quad (128)$$

Keďže P regulátorom som systém (123) pri výskyte poruchy nedokázala uradiť pristúpila som na výpočet PI regulátora Naslinovou metódou.

Prenos PI regulátora je v tvare

$$G_R(s) = \frac{Z_R s + \frac{Z_R}{T_I}}{s} \quad (129)$$

Vypočítané parametre PI regulátora pre systém (117) bez dopravného oneskorenia Naslinovou metódou, pričom povolené maximálne preregulovanie je 5% [1] sú nasledovné

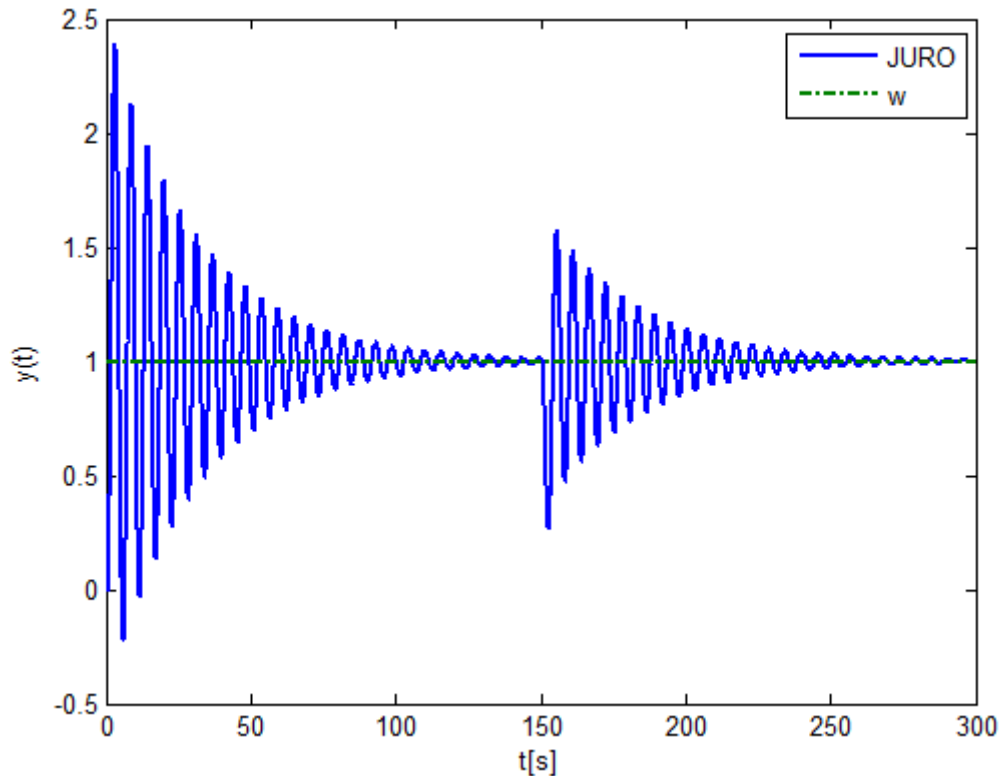
$$\begin{aligned} Z_R &= 1 \\ T_I &= 2 \end{aligned} \quad (130)$$

Riadenie pomocou jednoduchého uzavretého regulačného obvodu

Postup riadenia je uvedený vyššie ďalej uvádzam výsledky riadenia s PI regulátorom.

Na nasledujúcom obrázku je znázornený priebeh výstupnej veličiny systému (123) s $D=1$ pri výskyte poruchy pomocou PI regulátora.

Z obr. 36 je zrejmé, že PI regulátor riadenie na žiadanú veličinu vyriešil aj keď regulačný pochod je veľmi kmitavý a pri väčšom dopravnom oneskorení sa regulačný obvod stane nestabilným.



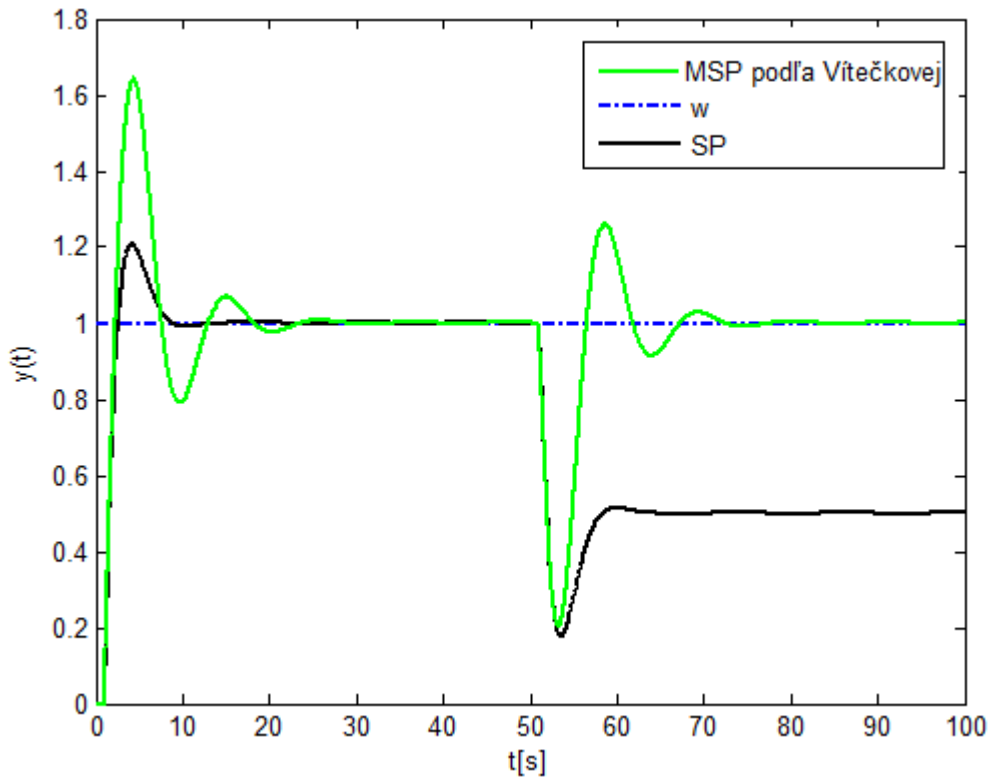
Obr. 36 Pribeh výstupnej veličiny systému s integračnými vlastnosťami 1. rádu s PI regulátorom pri $D=1$ a pri výskyte poruchy v čase 150

Tabuľka 25 Ukazovatele kvality pre systém s integračnými vlastnosťami 1. rádu s $D=1$ pri výskyte poruchy

	JURO
IAE_w	29.55
IAE_d	13.95

Riadenie pomocou Smithovho prediktora a modifikovaného Smithovho prediktora podľa Vítečkovej

MSP podľa Vítečkovej s navrhnutým PI regulátorom uriadil systém (123) s $D=1$ pri výskyte poruchy na žiadanú veličinu. Problém riadenia na žiadanú veličinu sa nevyriešil pre SP, ktorý systém (123) s $D=1$ pri výskyte poruchy s navrhnutím PI regulátorom stále neuriadi na žiadanú veličinu.



Obr. 37 Priebehy výstupných veličín systému s integračnými vlastnosťami 1. rádu s PI regulátorom. pri $D=1$ a pri výskyte poruchy v čase 50

Tabuľka 26 Ukazovatele kvality pre systém s integračnými vlastnosťami 1. rádu s $D=1$ pri výskyte poruchy

	MSP podľa Vitečkovej	SP
IAE_w	4.55	2.40
IAE_d	3.95	-

Riedenie pomocou modifikácií podľa Majhiho a Liua

Výsledné tvary regulátorov pre systém (123) a $D=1$

$$G_C = \frac{0.1s + 1}{0.1s}$$

$$G_{C1} = 3.2216 \quad (131)$$

$$G_{C2} = 0.5235$$

Pri dopravnom oneskorení $D=10$ sa zmenil parameter regulátora G_{C2} nasledovne

$$G_{C2} = 0.0523 \quad (132)$$

Konečné tvary regulátorov, ktoré sú potrebné pre modifikáciu podľa Liua pre $D=1$.

$$G_c = \frac{s+1}{s+1}$$

$$F = 0.9660 + \frac{1}{3.500s} + 0.3209s \quad (133)$$

$$K = 1$$

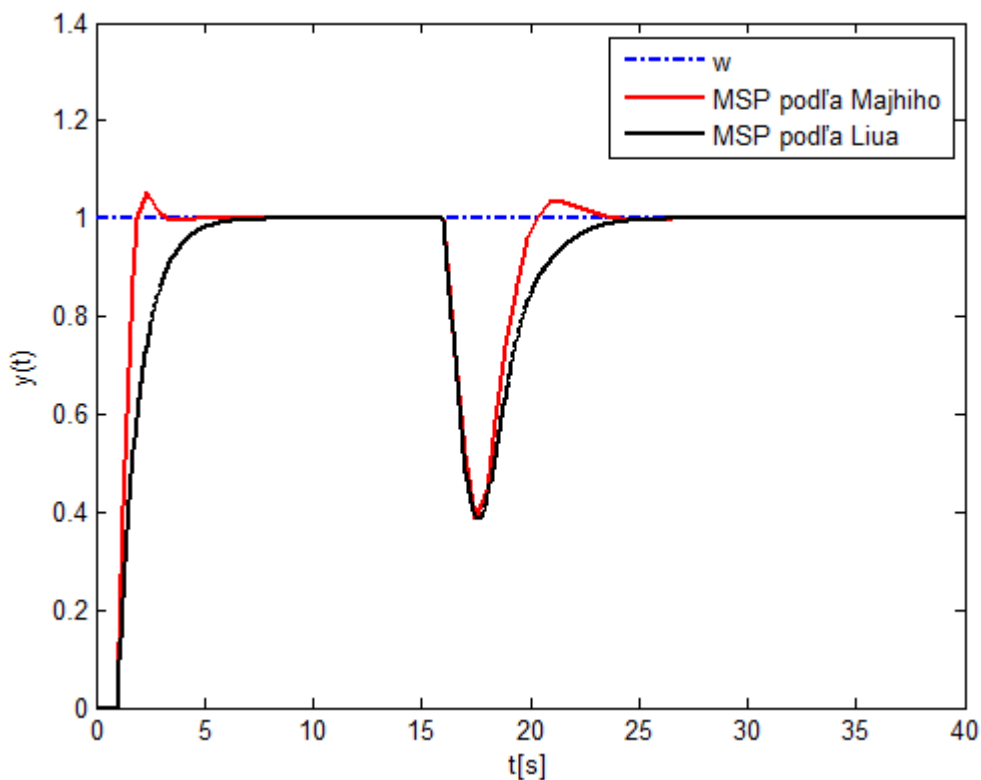
Pre dopravné oneskorenie $D=10$ sa tvary regulátorov zmenili na nasledovne

$$G_c = \frac{s+1}{10s+1}$$

$$F = 0.0966 + \frac{1}{350s} + 0.3209s \quad (134)$$

$$K = 1$$

Nasledujúci obrázok ukazuje priebehy výstupných veličín systému (123) s $D=1$ pri výskyte poruchy.



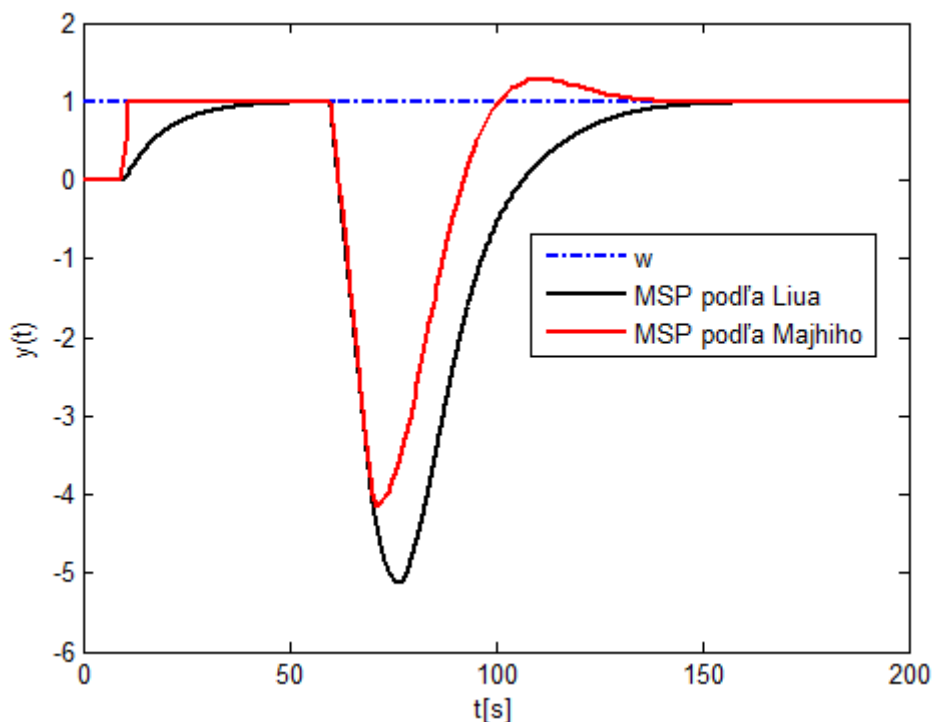
Obr. 38 Priebehy výstupných veličín systému s integračnými vlastnosťami 1. rádu s $D=1$ pri výskyte poruchy v čase 15

Tabuľka 27 Ukazovatele kvality pre systém s integračnými vlastnosťami 1. rádu s poruchou a $D=1$

	MSP podľa Liua	MSP podľa Majhiho
IAE_w	2.00	1.40
IAE_d	1.75	1.40

MSP podľa Vítečkovej ani JURO nedokážu uradiť systém (123) s $D=10$ pri výskyte poruchy, pretože regulačný obvod sa stane nestabilný.

Preto ďalej uvádzam priebehy výstupných veličín systému s integračnými vlastnosťami 1. rádu s $D=10$ pri výskyte poruchy, ktoré boli získané pomocou modifikácií podľa Majhiho a Liua.



Obr. 39 Priebehy výstupných veličín systému s integračnými vlastnosťami 1. rádu s $D=10$ pri výskyte poruchy v čase 50

Tabuľka 28 Ukazovatele kvality pre systém s integračnými vlastnosťami 1. rádu s poruchou a $D=10$

	MSP podľa Liua	MSP podľa Majhiho
IAE_w	20	10
IAE_d	175	110

Diskusia k výsledkom riadenia

Systém s integračnými vlastnosťami 1. rádu pri výskyte poruchy som dokázala uradiť s jednoduchým obvodom pri dopravnom oneskorení $D=1$ a to len pri návrhu PI regulátora, pri väčšom dopravnom oneskorení tento obvod systém (123) s poruchou neuriadi. Smithov prediktor systém (123) s $D=1$ pri výskyte poruchy neuriadi na žiadanú veličinu a podobne riadil aj modifikovaný Smithov prediktor po nastavení parametrov doporučeného typu regulátora, ktorý mal štruktúru P regulátora. Po navrhnutí PI regulátora modifikovaný Smithov prediktor systém (123) s poruchou dokázal uradiť pri dopravnom oneskorení $D=1$. Systém (123) s väčším dopravným oneskorením pri výskyte poruchy tento obvod nedokáže uradiť. Z obr. 38 a na základe ukazovateľa kvality je očividné, že systém (123) pri výskyte najlepšie uradi modifikovaný Smithov prediktor podľa Majhiho. Táto modifikácia si poradí aj s väčším dopravným oneskorením, s čím si poradí aj modifikácia podľa Liua, ktorý uradi systém (123) pri výskyte poruchy s dopravným oneskorením $D=10$.

Závěrečné vyhodnotenie výsledkov riadenia jednotlivých systémov s dopravným oneskorením pri výskyte poruchy

V nasledujúcej tabuľke som zhrnula výsledky riadenia uvedených systémov na základe ukazovateľov kvality IAE_w a IAE_d.

Tabuľka 29 Vyhodnotenie výsledkov riadenia jednotlivých systémov s dopravným oneskorením pri výskyte poruchy

Riadené systémy	Doprav. oneskor.	JURO		SP		MSP podľa Vítečkovej (MSPV)		MSP podľa Majhiho (MSPM)		MSP podľa Liua (MSPL)	
		IAE _w	IAE _d	IAE _w	IAE _d	IAE _w	IAE _d	IAE _w	IAE _d	IAE _w	IAE _d
Stabilný sys. 2. rádu	D=1	6.8	2.1	4.4	1.6	3.2	1.0	2.5	0.5	Neriadila som	
	D=10	neuriadi		13.4	6.1	12.2	5.5	11.5	7.2		
Nestabilný sys. 2. rádu	D=0.5	3.4	1.2	neuriadi		neuriadi		1.47	0.86	Neriadila som	
	D=10	neuriadi		neuriadi		neuriadi		neuriadi			
Nestabilný sys. 1. rádu	D=1/D=5 pre MSPM a MSPL	27.4	1.5	neuriadi		neuriadi		6.5	9.5	8.0	19.2
	D=10	neuriadi		neuriadi		neuriadi		neuriadi		neuriadi	
Systém s integrač. vlast. 2. rádu	D=1	18.4	4.1	neuriadi		6.1	1.5	2.5	0.44	7.5	5.0
	D=10	neuriadi		neuriadi		neuriadi		neuriadi		20.0	35.0
Systém s integrač. vlast. 1. rádu	D=1	29.5	14.0	neuriadi		4.5	3.9	1.4	1.4	2.0	1.7
	D=10	neuriadi		neuriadi		neuriadi		10.0	110.0	20.0	175.0

4 Záver

Na záver sa dá konštatovať, že dopravné oneskorenie má nepriaznivý vplyv na správnu funkciu regulačného obvodu a ohrozuje jeho stabilitu systému. Na odstránenie vplyvu dopravného oneskorenia sa dajú použiť Smithov prediktor a jeho modifikácie. Bolo však ukázané, že Smithov prediktor má hlavnú nevýhodu v riadení nestabilných a integračných systémov, preto viacerí autori urobili modifikácie Smithovho prediktora. Ja som sa zaoberala modifikáciami podľa Liua a Majhiho.

Smithov prediktor a modifikovaný Smithov prediktor podľa Liua a Majhiho však obsahujú vo svojej štruktúre matematický model regulovanej sústavy a preto nie sú univerzálne. Miera ich účinnosti závisí na tom ako najlepšie dokážeme vytvoriť model riadeného systému. V mojej práci som predpokladala ideálnu zhodu modelu systému s riadeným systémom.

Modifikovaný Smithov prediktor podľa Vítečkovej neobsahuje vo svojej štruktúre matematický model regulovanej sústavy, preto je univerzálny, ale ako bolo ukázané má tiež hlavnú nevýhodu v riadení nestabilných systémov.

Na základe tabuľky 29 sa mi javí zo všetkých regulačných obvodov ako najlepší MSP podľa Liua, ktorý uriadil najviac systémov s poruchou a to aj pri dopravnom oneskorení $D=10$.

JURO bol schopný uradiť všetky typy skúmaných systémov aj pri výskyte poruchy, ale len pri malých hodnotách dopravného oneskorenia do $D=1$.

Za najhoršie pokladám SP a MSP podľa Vítečkovej, ktorý nedokázali odstrániť vplyv poruchy na nestabilné systémy.

5 Zoznam použitej literatúry

- [1] Švardová, R.: Rozvetvené regulačné obvody v riadení procesov (diplomový projekt). Bratislava : FCHPT STU, 2009.
- [2] Bakošová, M.: Riadenie procesov. Rozvetvené regulačné obvody. Prednáška. Bratislava, 2007. Dostupné na <http://www.kirp.chtf.stuba.sk/lcza/>
- [3] Bakošová, M.-Fikar, M-Čirka, L.: Základy automatizácie. Laboratórne cvičenia zo základov automatizácie. Bratislava: Vydavateľstvo STU, 2003. ISBN 80-227-1831-9
- [4] Normey-Rico, J. E. – Camacho, E. F.: Control of Dead-time processes. London: Springer-Verlag, 2007.
- [5] Švardová, R.: Rozvetvené regulačné obvody v riadení procesov (semestrálna práca). Bratislava : FCHPT STU, 2009.
- [6] Qing-Chang Zhong: Robust Control of Time-delay Systems. London: Springer-Verlag, 2006.
- [7] Šulc, B. – Vítěčková, M.: Teorie a praxe návrhu regulačních obvodů. Praha: Vydavatelství ČVUT, 2004. ISBN 80-01-03007-5
- [8] Majhi, S., Atherton, D.P.: Modified Smith predictor and controller for processes with time delay. IEE Proceedings Control Theory & Applications., 146, 1999, 359-366.
- [9] Husák, F.: Riadenie systémov s dopravným oneskorením s využitím modifikovaných Smithových prediktorov (diplomová práca). Zlín : FAI UTB, 2006.

[10] De Paor, A.M., O'Malley, M.: Controllers of Ziegler Nichols type for unstable processes. *Int. J. Control*, Vol.49, pp. 1273-1284, 1989.

[11] Liu, T., Cai, Y.Z., GU, D.Y., Zhang, WD.: New modified Smith predictor scheme for integrating and unstable processes with time delay. *IEE Proceedings Control Theory & Applications*, 152, No.2, 2005, 238-246.

[12] Mikleš, J.-Fikar, M.: *Modelovanie, identifikácia a riadenie procesov 2*. Bratislava: Vydavateľstvo STU, 2004. ISBN 80-227-2134-4

6 Zoznam príloh

Príloha: CD s programami + elektronická verzia diplomovej práce