

UNIVERZITA PARDUBICE
Fakulta elektrotechniky a informatiky

**NÁVRH PID REGULÁTORU PRO ŘÍZENÍ SYSTÉMŮ S DOPRAVNÍM
ZPOŽDĚNÍM METODOU MOMI**

Bc. Jiří Pilgr

Diplomová práce
2017

Univerzita Pardubice
Fakulta elektrotechniky a informatiky
Akademický rok: 2016/2017

ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

(PROJEKTU, UMĚLECKÉHO DÍLA, UMĚLECKÉHO VÝKONU)

Jméno a příjmení: **Bc. Jiří Pilgr**
Osobní číslo: **I15186**
Studijní program: **N2612 Elektrotechnika a informatika**
Studijní obor: **Řízení procesů**
Název tématu: **Návrh PID regulátoru pro řízení systémů s dopravním
zpožděním metodou MOMI**
Zadávající katedra: **Katedra řízení procesů**

Z á s a d y p r o v y p r a c o v á n í :

Práce je zaměřena na praktické ověření vlastností metody MOMI nastavení PID regulátoru pro jednorozměrové lineární systémy s dopravním zpožděním. Parametry regulátoru budou určeny na základě kritéria optimálního modulu s využitím charakteristických ploch získaných násobnou integrací přechodové charakteristiky. Vlastnosti metody budou dle možností ověřeny na reálné soustavě a budou srovnány s vlastnostmi alespoň jedné alternativní metody. Teoretická část bude obsahovat uvedení do problematiky a popis využitých metod. Praktická část bude obsahovat naměřené odezvy v podobě grafů a výpočetní skripty.

Rozsah grafických prací:

Rozsah pracovní zprávy:

Forma zpracování diplomové práce: **tištěná/elektronická**

Seznam odborné literatury:

KUBÍK, S.; KOTEK, Z.; STREJC, V.; ŠTECHA, J. Teorie automatického řízení I. Praha: SNTL, 1982.

VRANČIĆ, D. Magnitude Optimum Techniques for PID Controllers. In Introduction to PID Controllers - Theory, Tuning and Applications to Frontier Areas. Rijeka: Intech, 2012.

VRANČIĆ, D., PENG, Y., STRMČNIK, S. A new PID controller tuning method based on multiple integrations. Control Engineering Practice, Vol. 4 , 623-633.

Vedoucí diplomové práce:

doc. Ing. Jan Cvejn, Ph.D.

Katedra řízení procesů

Datum zadání diplomové práce:

25. října 2016

Termín odevzdání diplomové práce:

17. května 2017



Ing. Zdeněk Němec, Ph.D.
děkan



L.S.



Ing. Daniel Honc, Ph.D.
vedoucí katedry

V Pardubicích dne 15. listopadu 2016

Prohlášení

Prohlašuji:

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

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

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

V Pardubicích dne 17. 5. 2017

Bc. Jiří Pilgr

Poděkování

Touto cestou bych chtěl poděkovat doc. Ing. Janu Cvejnovi, Ph.D. za odborné vedení a konzultace, které mě pomohly tuto práci zkompletovat. Dále bych chtěl poděkovat celé mé rodině a přátelům za jejich podporu po celou dobu mého studia.

V Pardubicích dne 17. 5. 2017

Bc. Jíří Pilgr

ANOTACE

Práce je zaměřena na praktické ověření vlastností metody MOMI nastavení PID regulátoru pro jednorozměrové lineární systémy s dopravním zpožděním. Parametry regulátoru budou určeny na základě kritéria optimálního modulu s využitím charakteristických ploch získaných násobnou integrací přechodové charakteristiky. Vlastnosti metody budou dle možností ověřeny na reálné soustavě a budou srovnány s vlastnostmi alespoň jedné alternativní metody.

KLÍČOVÁ SLOVA

PID regulátor, řízení, metoda MOMI, lineární systémy, dopravní zpoždění.

TITLE

TUNING OF PID CONTROLLER FOR CONTROL OF SYSTEMS WITH DEAD TIME BY USING THE MOMI METHOD

ANNOTATION

The work is focused on practical verification of the properties of the MOMI PID controller tuning method for one-dimensional linear systems with dead time. Parameters of controller will be determined on the basis of the magnitude optimum criterion using characteristic areas obtained by multiple integration of the step response. The method properties will be verified on a real system and will be compared with properties of at least one alternative controller tuning method.

KEYWORDS

PID controller, Control, MOMI method, Linear systems, Dead time.

OBSAH

Seznam zkratk a značek	9
Seznam symbolů proměnných veličin a funkcí	10
Seznam ilustrací	12
Seznam tabulek	14
ÚVOD	15
1 ZÁKLADNÍ POJMY	16
1.1 Řízení dynamických systémů.....	16
1.2 Zpětnovazební regulační obvod	17
1.3 Regulovaná soustava.....	17
1.4 Dopravní zpoždění	20
2 PID REGULÁTOR	22
3 METODY NASTAVENÍ PID REGULÁTORU	24
3.1 Metoda MOMI	24
3.1.1 Výpočet ploch pro skokový vstupní signál	25
3.1.2 Výpočet ploch pro libovolný vstupní signál	27
3.1.3 Určení parametrů regulátoru z ploch	28
3.2 Pravidla Zieglera a Nicholse	28
3.3 Pravidla Chiena, Hronese a Reswicka	30
3.4 Kuhnova metoda	30
4 VYUŽITÉ NUMERICKÉ METODY	33
4.1 Numerická integrace	33
4.2 Aproximace dat polynomem	35
5 CÍLE PRAKTICKÉ ČÁSTI PRÁCE A POSTUP ŘEŠENÍ.....	36
6 REALIZACE PROGRAMU V PROSTŘEDÍ MATLAB A SIMULINK.....	37
6.1 Vývojové prostředí MATLAB a SIMULINK	37
6.1.1 MATLAB	37
6.1.2 SIMULINK	38
6.2 Vytvoření modelů	41
6.2.1 Skoková změna žádané hodnoty	42
6.2.2 Rampový vstupní signál (pouze metoda MOMI)	45
6.3 Výpočet parametrů regulátoru pro systémy F_1 až F_4	46
6.3.1 Výpočet na základě reakce na skokový vstupní signál	46

6.3.2	Výpočet na základě reakce na rampový vstupní signál	47
7	SIMULOVANÉ VÝSLEDKY PRO SYSTÉMY F_1 AŽ F_4	48
7.1	Odezvy na skokový vstupní signál.....	48
7.2	Odezva na rampový vstupní signál	50
8	OVĚŘENÍ NA REÁLNÉ SOUSTAVĚ.....	52
8.1	Reálná soustava.....	52
8.2	Identifikace soustavy a výpočet parametrů regulátoru	53
8.2.1	Určení parametrů regulátoru metodou MOMI.....	54
8.2.2	Určení parametrů regulátoru metodou ZN a CHR.....	55
8.2.3	Určení parametrů regulátoru metodou Kuhna	57
8.2.4	Nalezené parametry PID regulátoru.....	58
8.3	Výsledné regulační pochody	58
	ZÁVĚR	60
	POUŽITÁ LITERATURA	61
	PŘÍLOHY	62

SEZNAM ZKRATEK A ZNAČEK

CHR	Chien-Hrones-Reswick
MOMI	Magnitude optimum multiple integration
PCh	přechodová charakteristika
PID	proporcionálně-integračně-derivační
RVS	rampový vstupní signál
SVS	skokový vstupní signál
URO	uzavřený regulační obvod
ZN	Ziegler-Nichols

SEZNAM SYMBOLŮ PROMĚNNÝCH VELIČIN A FUNKCÍ

A	obdélníková matice dat pro získání koeficientů polynomu
a, b	reálné meze intervalu integrálu
A_1, \dots, A_5	integrační plochy získané metodou MOMI
a_i, b_i	koeficienty přenosu $F(s)$
e	regulační odchylka
$F(s)$	obrazový přenos
$f(x)$	funkce daná tabulkou
G_{RS}	přenos URO s regulátorem
$g(t)$	impulsní charakteristika
h	perioda vzorkování
$h(t)$	přechodová charakteristika
I	hodnota integrálu
K	statické zesílení soustavy
K_{PR}	statické zesílení soustavy
$p_n(x)$	polynom n-tého stupně
r	zesílení regulátoru
r_0	proporcionální složka regulátoru
r_1	integrační složka regulátoru
r_2	derivační složka regulátoru
r_k	kritické zesílení
T	časová konstanta v sekundách
T_d	derivační časová konstanta
T_i	integrační časová konstanta
T_k	kritická perioda
T_n	doba náběhu
T_u	doba průtahu
T_Σ	souhrnná časová konstanta
u	akční veličina
w	žádaná hodnota
x	vektor koeficientů polynomu
y	regulovaná veličina

$y(t_i)$	inflexní bod
y_p	vektor funkčních hodnot dat
ΔU	zesílení vstupního signálu
ΔY	zesílení výstupního signálu
α	hodnota v doporučeném rozsahu 0,05-0,2
$\eta(t)$	jednotkový skok
Θ	normalizované dopravní zpoždění
ω	úhlová frekvence

SEZNAM ILUSTRACÍ

Obrázek 1.1 - Schéma přímovazebního řízení.....	16
Obrázek 1.2 - Schéma zpětnovazebního řízení.....	16
Obrázek 1.3 - Zpětnovazební regulační obvod.....	17
Obrázek 1.4 - Jednotkový skok (vlevo), odezva na jednotkový skok (vpravo).....	18
Obrázek 1.5 - Přejchodová charakteristika soustavy 1. řádu.....	19
Obrázek 1.6 - Přejchodová charakteristika soustavy n-tého řádu.....	20
Obrázek 1.7 - Regulační obvod se systémem s dopravním zpožděním.....	21
Obrázek 1.8 - Přejchodová charakteristika soustavy 1. řádu s dopravním zpožděním.....	21
Obrázek 3.1 - Magnitude optimum criterion (Vrančić, 2012).....	24
Obrázek 3.2 - Grafická ilustrace charakteristické plochy A_1 (skokový vstupní signál).....	26
Obrázek 3.3 - Grafická ilustrace charakteristické plochy A_2 (skokový vstupní signál).....	26
Obrázek 3.4 - Grafická ilustrace plochy A_1 při uvažovaném libovolném vstupním signálu ...	28
Obrázek 3.5 - Ilustrace plochy $A = K \cdot T_\Sigma$	31
Obrázek 3.6 - Znázornění získání souhrnné časové konstanty pomocí ploch P1 a P2.....	32
Obrázek 4.1 - Grafická ilustrace obdélníkové, lichoběžníkové a Simpsonovy metody.....	33
Obrázek 4.2 - Rozdělení intervalu $\langle a, b \rangle$ (složené Simpsonovo pravidlo).....	34
Obrázek 6.1 - Úvodní okno prostředí MATLAB.....	38
Obrázek 6.2 - Knihovna stavebních bloků a okno pro kreslení modelu v SIMULINKu.....	39
Obrázek 6.3 - Blok pro zadávání přenosové funkce.....	39
Obrázek 6.4 - Bloky vstupních signálů.....	39
Obrázek 6.5 - Okno nastavení vstupního signálu pomocí Signal Builderu.....	40
Obrázek 6.6 - Blok dopravního zpoždění.....	40
Obrázek 6.7 - Blok výstupu Scope.....	41
Obrázek 6.8 - Blok PID regulátoru (vlevo), PID regulátor z dílčích bloků (vpravo).....	41
Obrázek 6.9 - Schéma zapojení pro získání PCH (SVS).....	42
Obrázek 6.10 - Přejchodové charakteristiky soustavy $F_1(s)$ s dopravními zpožděními.....	43
Obrázek 6.11 - Přejchodové charakteristiky soustavy $F_2(s)$ s dopravními zpožděními.....	43
Obrázek 6.12 - Přejchodové charakteristiky soustavy $F_3(s)$ s dopravními zpožděními.....	44
Obrázek 6.13 - Přejchodové charakteristiky soustavy $F_4(s)$ s dopravními zpožděními.....	44
Obrázek 6.14 - Schéma zapojení pro získání odezvy soustavy (RVS).....	45

Obrázek 6.15 - Odezva soustavy $F_3(s)$ s dopravním zpožděním 1,5 s na RVS	45
Obrázek 6.16 - URO (SVS)	46
Obrázek 6.17 - URO (RVS).....	47
Obrázek 7.1 - Simulovaný regulační pochod, soustava (7.1), $\tau = 0,1$ s	48
Obrázek 7.2 - Simulovaný regulační pochod, soustava (7.2), $\tau = 0,5$ s	49
Obrázek 7.3 - Simulovaný regulační pochod, soustava (7.3), $\tau = 0,5$ s	49
Obrázek 7.4 - Simulovaný regulační pochod, soustava (7.4), $\tau = 7$ s	50
Obrázek 7.5 - Simulovaný regulační pochod, soustava (7.3), $\tau = 1,5$ s, RVS	51
Obrázek 8.1 - Hlavní okno simulačního prostředí LabCtrl 2.0	52
Obrázek 8.2 - Blokové schéma zapojení reálné soustavy.....	53
Obrázek 8.3 - Reálné foto zařízení	53
Obrázek 8.4 - Odezva reálné soustavy na skokový vstupní signál	54
Obrázek 8.5 - Část kódu programu pro výpočet charakteristických ploch A_1 až A_5	54
Obrázek 8.6 - Charakteristické plochy A_1 až A_5 reálné soustavy	55
Obrázek 8.7 - Část kódu pro hledání inflexního bodu a význačných dob T_u a T_n	56
Obrázek 8.8 - Znázornění inflexního bodu a tečny v něm.....	56
Obrázek 8.9 - Algoritmus pro nalezení souhrnné časové konstanty T_Σ	57
Obrázek 8.10 - Grafické zobrazení polohy souhrnné časové konstanty T_Σ	57
Obrázek 8.11 - Porovnání metody MOMI a ZN při eliminaci poruchy na vstupu.....	59
Obrázek 8.12 - Porovnání metod při sledování žádané hodnoty	59

SEZNAM TABULEK

Tabulka 3.1 - Nastavení dle ZN, metoda ustálených kmitů	29
Tabulka 3.2 - Nastavení dle ZN, metoda přechodové odezvy	29
Tabulka 3.3 - Nastavení regulátoru podle Chiena, Hronese a Reswicka	30
Tabulka 3.4 - Nastavení regulátoru podle souhrnné časové konstanty Kuhna	32
Tabulka 6.1 – Parametry vybraných metod nastavení PID regulátoru, soustava (7.1), SVS ...	46
Tabulka 6.2 – Parametry vybraných metod nastavení PID regulátoru, soustava (7.2), SVS ...	46
Tabulka 6.3 – Parametry vybraných metod nastavení PID regulátoru, soustava (7.3), SVS ...	46
Tabulka 6.4 – Parametry vybraných metod nastavení PID regulátoru, soustava (7.4), SVS ...	47
Tabulka 6.5 - Stanovené parametry PID regulátoru metodou MOMI, soustava (7.3), RVS....	47
Tabulka 8.1 - Parametry PID regulátoru reálné soustavy	58

ÚVOD

Cílem této práce je ověření metody MOMI nastavení PID regulátoru pro jednorozměrové lineární systémy s dopravním zpožděním.

V teoretické části práce je obsažen úvod do problematiky v podobě základních pojmů, kde je popsán regulační obvod, lineární systémy a pojem dopravní zpoždění. Dále je rozebrán samotný PID regulátor. Následně jsou popsány vybrané metody nastavení regulátoru, mezi nimiž je stěžejní metoda této práce, metoda MOMI. Použité metody pro nastavení PID regulátoru vychází z naměřených dat odezvy na vstupní signál.

Na základě naměřených dat a využitých matematických aparátů jsou realizovány regulační pochody v prostředí SIMULINK a výpočetní skripty v prostředí MATLAB. Výsledky porovnání metody MOMI s ostatními metodami na simulačních soustavách (1. až 4. řádu) pro různě velká dopravní zpoždění jsou popsány v kapitole 7. Následně jsou navržené algoritmy pro nalezení parametrů PID regulátoru ověřeny na reálné soustavě. Popis soustavy, dílčí postupy pro hledání parametrů jednotlivých metod a výsledný regulační pochod jsou prezentovány v poslední kapitole. Za ní následuje pouze závěr, kde je práce zhodnocena.

1 ZÁKLADNÍ POJMY

Tato část diplomové práce je věnována úvodem do problematiky. Jsou zde objasněny základní pojmy, potřebné pro zbytek této práce.

1.1 ŘÍZENÍ DYNAMICKÝCH SYSTÉMŮ

Na fyzikálních objektech je možné sledovat veličiny. Volbou souboru veličin, které jsou předmětem sledování, je definován tzv. systém. Pakliže hodnoty výstupních veličin závisí nejenom na aktuálních hodnotách vstupů, ale i na předchozí historii vstupů a výstupů, hovoří se o systému dynamickém. Řízením je myšleno účelové působení na fyzikální objekt nebo soustavu objektů tak, aby se chovaly požadovaným způsobem. Rozlišujeme dva druhy řízení. V případě, že je řízení prováděno samočinně pomocí nějakého umělého řídicího systému, jedná se o řízení automatické (Cvejn, 2007). Obecně pak dělíme řízení takto:

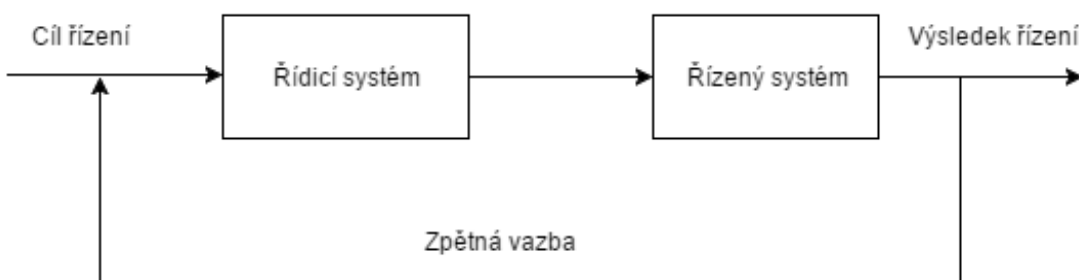
- přímovazební řízení,
- zpětnovazební řízení.

Na obrázku 1.1 lze vidět přímovazební typ řízení, který je taktéž často označován jako ovládání.



Obrázek 1.1 - Schéma přímovazebního řízení

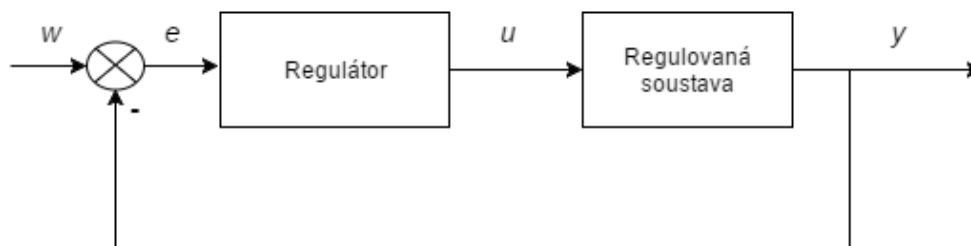
Zpětnovazební systém řízení, zobrazený na obrázku 1.2, se od přímovazebního liší pouze zpětnou vazbou. Zpětná vazba zajišťuje dosažení požadovaných výsledků i bez přesné znalosti parametrů soustavy.



Obrázek 1.2 - Schéma zpětnovazebního řízení

1.2 ZPĚTNOVAZEBNÍ REGULAČNÍ OBVOD

Regulací je myšlen proces, kterým se zajišťuje udržení parametrů na příslušných požadovaných hodnotách. Na obrázku 1.3 je zobrazeno schéma zapojení regulačního obvodu se zápornou zpětnou vazbou. Záporná zpětná vazba má své opodstatnění, protože odstraňuje regulační odchylku.



Obrázek 1.3 - Zpětnovazební regulační obvod

Z obrázku 1.3 je patrné, že vstupem do uzavřeného regulačního obvodu (dále jen URO) je žádaná hodnota w . Další veličinou je akční veličina u , pomocí které řídí regulátor soustavu. Velikost akčního zásahu závisí na velikosti regulační odchylky e . Její vypočet je znázorněn ve vztahu 1.1.

$$e = w - y. \quad (1.1)$$

Do výpočtu regulační odchylky ještě vstupuje výstupní veličina y , u které požadujeme, aby se rovnala žádané hodnotě.

1.3 REGULOVANÁ SOUSTAVA

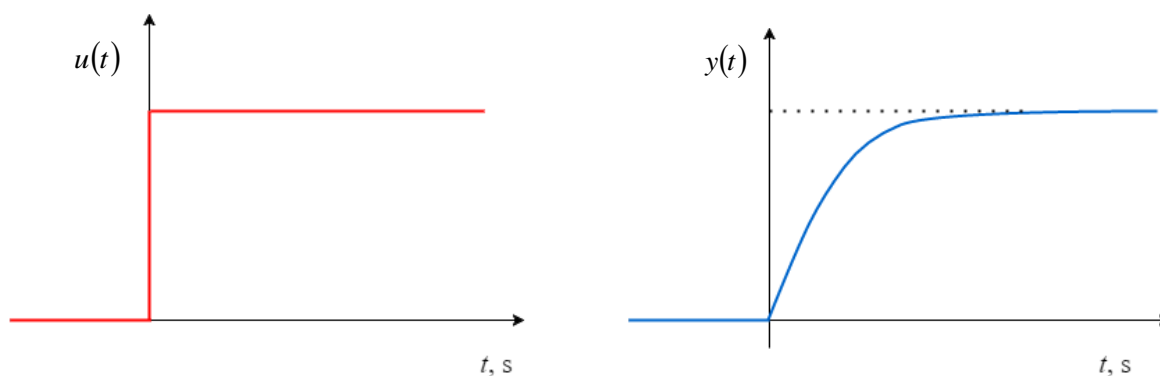
Vlastní technologický proces, který řídí regulátor, probíhá v regulované soustavě, která je součástí URO, jak je patrné z obrázku 1.3. Z obecného hlediska je regulovaná soustava dynamickým systémem. Jedním z typů regulovaných soustav jsou proporcionální regulované systémy (statické regulované systémy), které mají tu vlastnost, že po vychýlení z rovnovážného stavu jsou téměř vždy schopny dosáhnout na nový rovnovážný stav bez jakékoli pomoci regulátoru. Kromě soustav proporcionálních existují ještě soustavy integrační, které však nemají samoregulační schopnosti. To znamená, že po vyvedení soustavy z rovnovážného stavu se výstupní signál mění konstantní rychlostí (Balátě, 2003).

Integrační regulované soustavy však nejsou předmětem této práce, dále jsou uvažovány regulované soustavy statické. Pro návrh řízení je nutné získat informace o chování dané soustavy. K tomu lze využít několika vzájemně ekvivalentních způsobů:

- lineární diferenciální rovnice,
- přenosovou funkcí systému,
- přechodovou charakteristikou,
- impulsní charakteristikou,
- rozložením nul a pólů přenosu v komplexní rovině,
- frekvenčním přenosem systému,
- amplitudovou a fázovou frekvenční charakteristikou.

Nejjednodušším a technicky nejvýhodnějším způsobem identifikace soustavy je identifikace z přechodové charakteristiky (dále jen PCh). PCh, značena $h(t)$, je odezva na jednotkový skok při nulových počátečních podmínkách systému. Jednotkový skok je definován vztahem

$$u(t) = \eta(t) = \begin{cases} 1 & \text{pro } t \geq 0, \\ 0 & \text{pro } t < 0. \end{cases} \quad (1.2)$$



Obrázek 1.4 - Jednotkový skok (vlevo), odezva na jednotkový skok (vpravo)

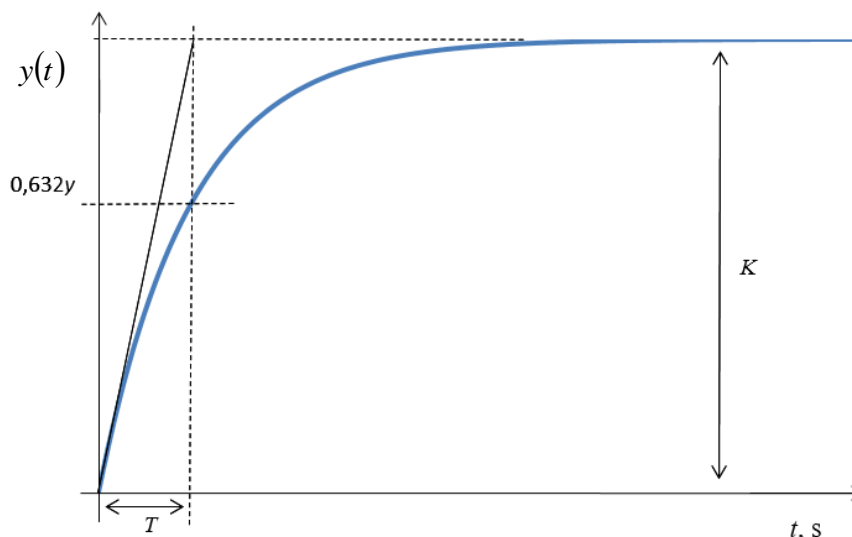
Jednotkový skok a příklad přechodové charakteristiky jsou znázorněny na obrázku 1.4.

V praxi jsou získané informace o soustavě používány pro nastavení regulátoru určitého typu. Pro soustavu prvního řádu, s přenosem ve vztahu 1.3, se hodnoty získávají snadněji z přechodové charakteristiky pomocí přímky k danému průběhu soustavy, která představuje tečnu. Tečna se pro přesnější aproximaci volí v bodě, kde čas T dosáhne 63,2 % ustálené hodnoty. Zjištění hodnot z časové osy nám určí důležité parametry dané soustavy, které jsou

potřebné pro další práci se soustavou. Obrázek 1.5 zobrazuje přechodovou charakteristiku soustavy prvního řádu a určení časové konstanty T a statického zesílení K .

$$F(s) = \frac{K}{Ts + 1}, \quad (1.3)$$

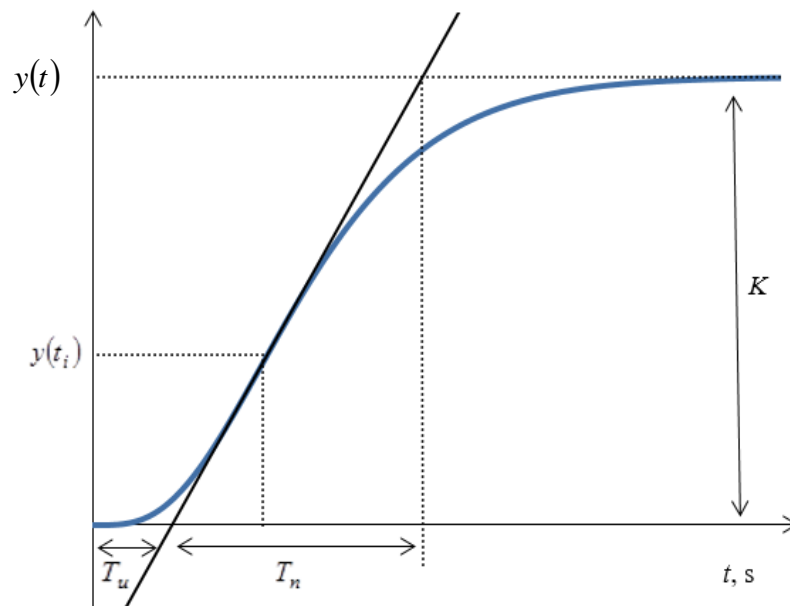
kde K je statické zesílení soustavy,
 T je časová konstanta.



Obrázek 1.5 - Přechodová charakteristika soustavy 1. řádu

Pro soustavy vyššího řádu, s přenosem ve vztahu 1.4, je k identifikaci třeba tečny v inflexním bodě charakteristiky. Inflexní bod je znázorněn na obrázku 1.6 a je značen $y(t_i)$. Je získán pomocí druhé derivace z naměřených dat soustavy. Dále je třeba ze soustavy vyššího řádu získat dobu průtahu T_u a dobu náběhu T_n . Na obrázku níže je zobrazena přechodová charakteristika soustavy vyššího řádu včetně znázornění již zmíněných význačných parametrů.

$$F(s) = \frac{K}{(Ts + 1)^n}. \quad (1.4)$$



Obrázek 1.6 - Přechodová charakteristika soustavy n-tého řádu

1.4 DOPRAVNÍ ZPOŽDĚNÍ

Pojmem dopravní zpoždění se rozumí časové posunutí mezi příčinou a následkem. Řízení technologického procesu vede na systém s dopravním zpožděním, jestliže přenos informace či hmotného media mezi funkčními částmi procesu, potřebuje ke svému uskutečnění dobu, která se výrazně podepisuje v dynamice řízení soustavy. V případě, že je uvažován systém s dopravním zpožděním, je nutné dbát zvýšené pozornosti stability řízení pomocí zpětné vazby. Zpoždění také obecně snižuje přípustné hodnoty parametrů regulace a dovoluje pomalejší zásahy v řízení.

Chování systému s dopravním zpožděním, lze popsat například následující diferenciální rovnicí

$$y^{(n)}(t) + a_{n-1}y^{(n-1)}(t) + \dots + a_0y(t) = b_0u(t - \tau), \quad (1.5)$$

kde a_i, b_i jsou konstantní koeficienty,

τ je dopravní zpoždění,

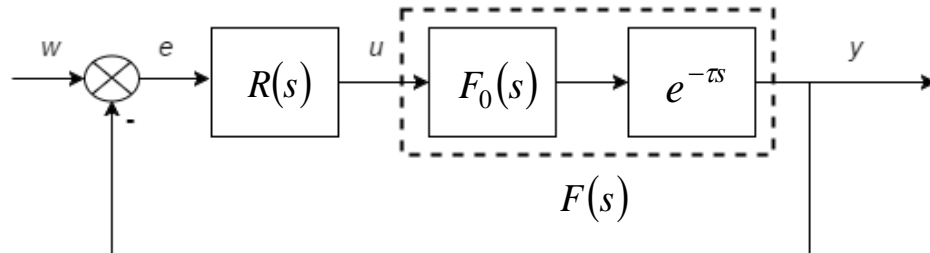
$y(t)$ je výstupní veličina systému,

$u(t - \tau)$ je vstupní veličina systému.

Přenos systému s dopravním zpožděním je dán takto

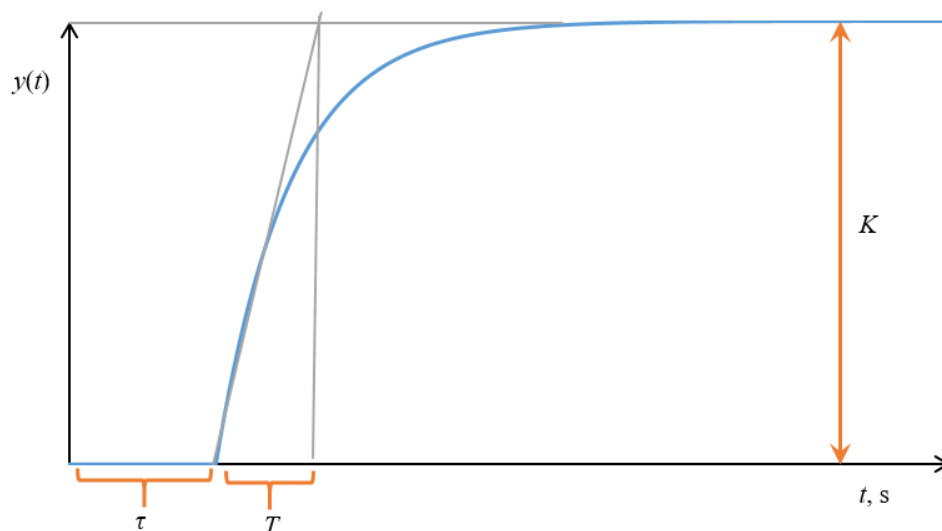
$$F(s) = \frac{b(s)}{a(s)} e^{-\tau s}. \quad (1.6)$$

Již od 40. let 20. století se ustálilo zjednodušení v takové podobě, že účinek různých zpoždění lze shrnout do jednoho bloku dopravního zpoždění, který je sériově připojen k modelu soustavy. Takový uzavřený regulační obvod lze znázornit podle obrázku 1.7.



Obrázek 1.7 - Regulační obvod se systémem s dopravním zpožděním

Příkladem systémů s dopravním zpožděním mohou být hydraulické a tepelné systémy, kde dochází k vedení média potrubím. Samotné dopravní zpoždění nemění průběh soustavy, pouze ho posouvá v čase. Pro dosažení dobrých výsledků regulace je vhodné co nejkratší dopravní zpoždění. Regulovatelnost soustavy závisí také na poměru doby náběhu a doby průtahu, T_u / T_n , která by měla být menší než hodnota 0,4. Na obrázku 1.8 lze vidět ilustrativní příklad přechodové charakteristiky soustavy 1. řádu s dopravním zpožděním.



Obrázek 1.8 - Přechodová charakteristika soustavy 1. řádu s dopravním zpožděním

2 PID REGULÁTOR

Regulátor je v podstatě hlavním prvkem regulačního obvodu, který slouží k řízení regulovaného systému. Jeho cílem je minimalizovat regulační odchylku, jež do něj vstupuje. PID regulátor, neboli proporcionálně-integračně-derivační regulátor, je jedním z nejpoužívanějších typů průmyslových regulátorů. Hlavní výhodou je jeho jednoduchost, univerzálnost a snadná realizovatelnost.

Obecný tvar PID regulátor je dán vztahem

$$u(t) = r_0 \cdot e(t) + r_1 \int_0^t e(\tau) \cdot d\tau + r_2 \frac{de(t)}{dt}, \quad (2.1)$$

kde r_0 je parametr označující proporcionální složku,

r_1 je parametr označující integrační složku,

r_2 je parametr označující derivační složku,

e je regulační odchylka.

V praxi se častěji vyskytuje zápis tvaru, který místo parametrů r_i pracuje s časovými konstantami. Tvar takového PID regulátoru je zapsán následujícím vztahem

$$u(t) = r \left[e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(\tau) \cdot d\tau + T_d \frac{de(t)}{dt} \right], \quad (2.2)$$

kde r je zesílení,

T_i je integrační časová konstanta,

T_d je derivační časová konstanta.

PID regulátor tedy obsahuje tři složky, pomocí kterých lze vytvořit několik modifikací klasického PID. Dále jsou vysvětleny jednotlivé složky.

Proporcionální složka (P) je prostým zesilovačem zpětné vazby. Regulační odchylka je přímo úměrná akční veličině. Odchylka je tím menší, čím je větší zesílení. Avšak existuje zde riziko, že se regulovaná soustava stane nestabilní. Je třeba si dát pozor na to, že zesílení může narážet na omezení maximálního akčního zásahu.

Integrační složka (I) umožňuje dosáhnout nulové regulační odchylky i pro statické soustavy. Svým zařazením do regulátoru se zvyšuje řád což má za důsledek prodloužení regulačního děje.

Derivační složka (D) používá pro zrychlení regulačního pochodu, zejména pak u soustav vyšších řádů a soustav s dopravním zpožděním. Nevýhodou je, že zesiluje šum v podobě vyšších frekvencí, a proto se derivační složka používá s filtrem, který tento šum do určité míry omezí. Nejběžnější praktická implementace derivační složky je založena na členu se setrvačností prvního řádu v následujícím tvaru (Cvejn, 2007)

$$\frac{T_d s}{\alpha \cdot T_d s + 1}, \quad (2.3)$$

kde α je hodnota v doporučeném rozsahu 0,05 až 0,2.

Setrvačný člen je výhodou, protože potlačuje vysoké frekvence, které často reprezentují rušivé složky v signálu.

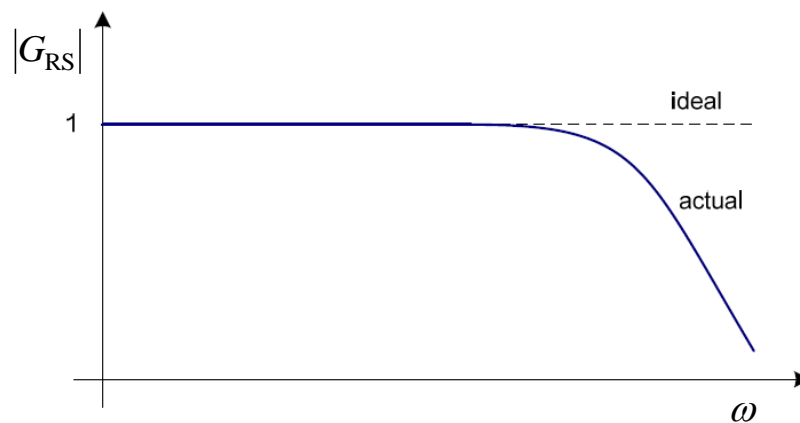
3 METODY NASTAVENÍ PID REGULÁTORŮ

Nastavení parametrů PID regulátoru lze provést různými způsoby. Slouží k tomu empirické metody a analytické metody nastavení. Při empirickém nastavení parametrů se zpravidla hledá optimální hodnota proporcionální složky a to tím, že je nejprve vyřazena z činnosti integrační a derivační člen. Existují také analytické metody nastavení, které využívají především znalost přenosu soustavy. Tyto metody jsou však většinou komplikovanější, a proto se v praxi moc nepoužívají (Cvejn, 2007).

Cílem práce je ověření funkčnosti nastavení PID regulátoru metodou MOMI, která vychází ze znalosti naměřených dat odezvy na skokový vstupní signál. Proto je pro porovnání využito metod, které využívají znalosti přechodové charakteristiky.

3.1 METODA MOMI

Magnitude-Optimum-Multiple-Integration (MOMI) metoda nastavení regulátoru je založena na kritériu optimálního modulu definovaném ve frekvenční oblasti. Tato metoda dosahuje rychlých a nekmitavých odezev pro velké množství procesů (Vrančić, 1999).



Obrázek 3.1 - Magnitude optimum criterion (Vrančić, 2012)

Metoda na základě kritéria optimálního modulu vyžaduje, aby se amplituda frekvenčního přenosu uzavřené smyčky blížila jedné pro nízké frekvence ω , zapsáno takto

$$G_{RS}(0) = 1, \quad (3.1)$$

a zároveň

$$\left. \frac{d^{2k} |G_{RS}(j\omega)|^2}{d\omega^{2k}} \right|_{\omega=0} = 0; \quad k = 1, 2, \dots, k_{\max}, \quad (3.2)$$

platil pro co nejvyšší hodnotu k .

Je tedy žádoucí, aby derivace amplitudy frekvenčního přenosu G_{RS} byly rovny 0 pro co nejširší rozsah frekvence v závislosti na referenčním vstupu. Takové chování má přínos při sledování trajektorie, protože systém je schopen rychle reagovat na změny vstupního signálu. Přenos systému je dále uvažován ve tvaru

$$F(s) = K_{PR} \frac{1 + b_1 s + b_2 s^2 + \dots + b_m s^m}{1 + a_1 s + a_2 s^2 + \dots + a_n s^n} \cdot e^{-\tau s}, \quad (3.3)$$

kde K_{PR} je statické zesílení soustavy.

Za využití kritéria optimálního modulu lze přenos soustavy s dopravním zpožděním, uveden vztahem 3.3, rozvinout do Taylorovy řady následovně

$$F(s) = A_0 - A_1 s + A_2 s^2 - A_3 s^3 + \dots, \quad (3.4)$$

kde A_i jsou charakteristické plochy,

kteřé se dají vypočítat pomocí integrálu impulsní charakteristiky takto

$$A_i = \frac{1}{i!} \int_0^{\infty} t^i g(t) dt, \quad (3.5)$$

kde $g(t)$ je impulsní charakteristika.

Avšak impulsní charakteristika není přímo prakticky měřitelná, Charakteristické plochy lze ale rovněž vypočítat s využitím vícenásobné integrace vstupního a výstupního identifikovaného signálu, jak je popsáno v následujících kapitolách 3.1.1 a 3.1.2 (Vrančić, 2012).

MOMI metodu lze použít pro výpočet parametrů regulátoru i pro jiný než skokový vstupní signál.

3.1.1 Výpočet ploch pro skokový vstupní signál

Nejprve je třeba mít k dispozici naměřenou odezvu na skokový vstupní signál $y(t)$. Výpočet je založen na násobné integraci výstupních naměřených hodnot v podobě odezvy. Vztahy 3.6 a 3.7 reprezentují postup, při kterém je dosaženo význačných charakteristických ploch (Vrančić, 1999).

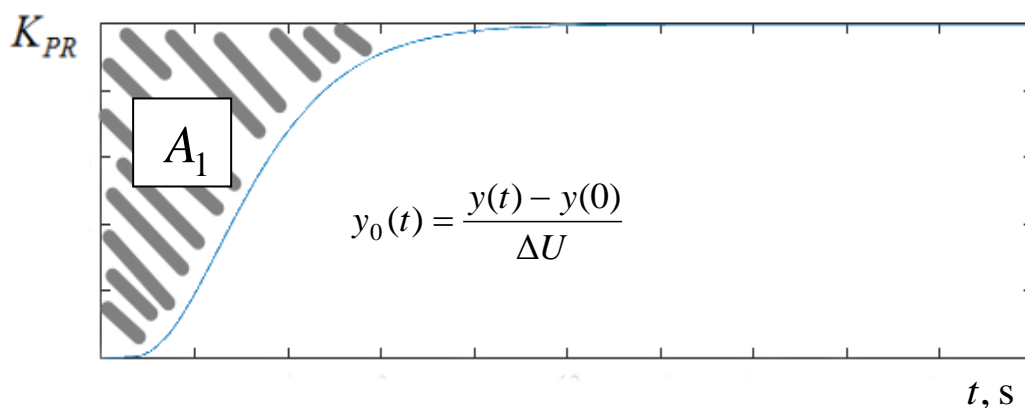
$$\begin{aligned}
 K_{PR} &= y_0(\infty), \\
 A_1 &= y_1(\infty), \\
 A_2 &= y_2(\infty), \\
 &\vdots \\
 A_k &= y_k(\infty),
 \end{aligned}
 \tag{3.6}$$

kde $y_0(t) = \frac{y(t) - y(0)}{\Delta U}$,

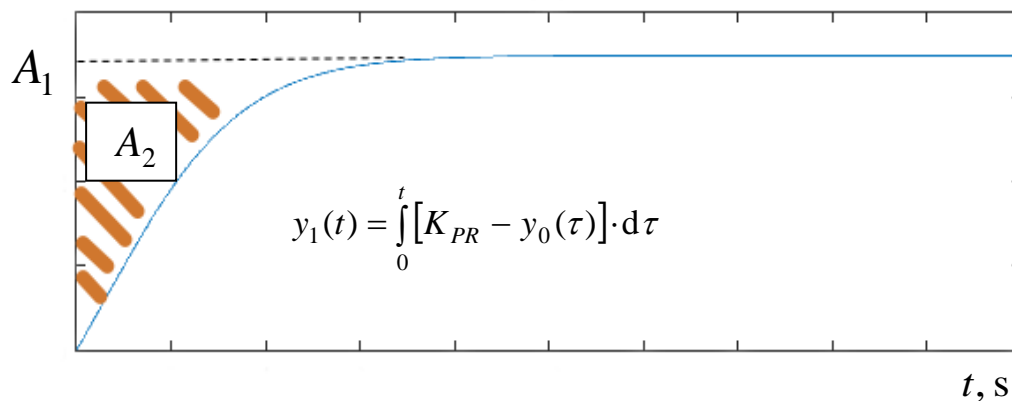
$$\begin{aligned}
 y_1(t) &= \int_0^t [K_{PR} - y_0(\tau)] \cdot d\tau, \\
 &\vdots \\
 y_k(t) &= \int_0^t [A_{k-1} - y_k(\tau)] \cdot d\tau,
 \end{aligned}
 \tag{3.7}$$

kde ΔU je zesílení vstupního signálu na vstupu.

Grafické ilustrativní zobrazení plochy A_1 a A_2 je na obrázku 3.2 a 3.3.



Obrázek 3.2 - Grafická ilustrace charakteristické plochy A_1 (skokový vstupní signál)



Obrázek 3.3 - Grafická ilustrace charakteristické plochy A_2 (skokový vstupní signál)

3.1.2 Výpočet ploch pro libovolný vstupní signál

V případě, že je dodrženo následujících podmínek ve vztahu 3.8, lze vypočítat plochy i pro jiný než skokový vstupní signál následovně (Vrančić, 2012)

$$\begin{aligned} \dot{y}(-0) &= \ddot{y}(-0) = \dots = 0, \\ \lim_{t \rightarrow \infty} y(t) &= \dot{y}(t) = \dots = 0, \\ \lim_{t \rightarrow \infty} y(t) &\neq y(0), \\ |u(t)| &< \infty. \end{aligned} \tag{3.8}$$

Vícenásobné integrace vstupního signálu a výstupního signálu jsou dány následujícími vztahy

$$\begin{aligned} u_1 &= \int_0^{\infty} u_0(\tau) d\tau, \\ &\vdots \end{aligned} \tag{3.9}$$

$$u_k = \int_0^{\infty} u_{k-1}(\tau) d\tau,$$

$$\begin{aligned} y_1 &= \int_0^{\infty} y_0(\tau) d\tau, \\ &\vdots \end{aligned} \tag{3.10}$$

$$y_k = \int_0^{\infty} y_{k-1}(\tau) d\tau,$$

kde

$$\begin{aligned} \Delta U &= u(\infty) - u(0), \\ \Delta Y &= y(\infty) - y(0), \end{aligned}$$

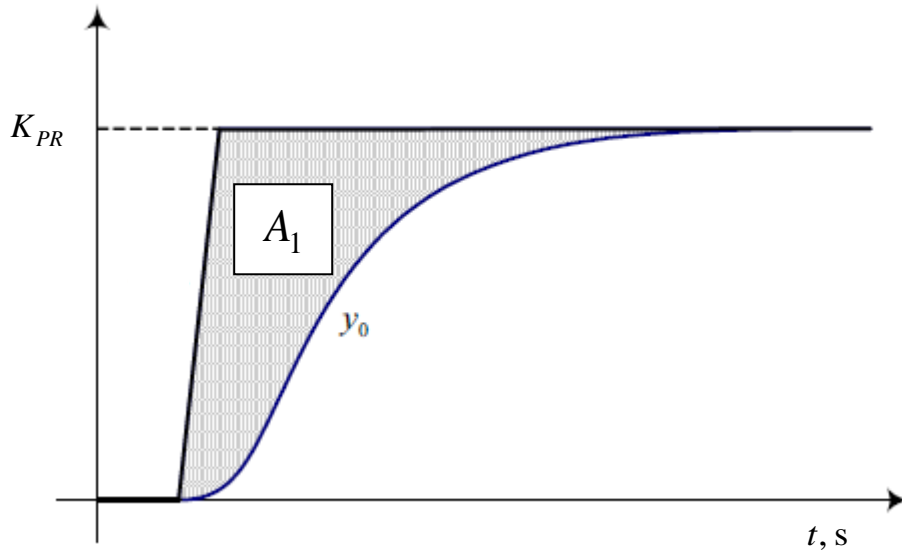
$$K_{PR} = \frac{\Delta Y}{\Delta U},$$

$$u_0(t) = \frac{u(t) - u(0)}{\Delta U},$$

$$y_0(t) = \frac{y(t) - y(0)}{\Delta U}.$$

Plochy potřebné k výpočtu parametrů, popsané ve vztahu 3.6, jsou v tomto případě ilustrovány obrázkem 3.4 a vypočteny takto

$$\begin{aligned}
A_1 &= K_{PR} \cdot u_1 - y_1, \\
A_2 &= A_1 \cdot u_1 - K_{PR} \cdot u_2 - y_1, \\
&\vdots \\
A_k &= A_{k-1} \cdot u_1 - A_{k-2} \cdot u_2 + \dots + (-1)^{k-1} \cdot K_{PR} \cdot u_k + (-1)^k \cdot y_k.
\end{aligned}
\tag{3.11}$$



Obrázek 3.4 - Grafická ilustrace plochy A_1 při uvažovaném libovolném vstupním signálu

3.1.3 Určení parametrů regulátoru z ploch

Parametry regulátoru jsou vypočteny velmi jednoduše na základě předem vypočtených hodnot charakteristických ploch A_1 až A_5 a také výchozí hodnotu zesílení ustáleného stavu K_{PR} následovně (Vrančić, 1999)

$$\begin{aligned}
T_d &= \frac{A_3 \cdot A_4 - A_2 \cdot A_5}{A_3^2 - A_1 \cdot A_5}, \\
K &= \frac{A_3}{2(A_1 \cdot A_2 - A_3 \cdot K_{PR} - T_d \cdot A_1^2)}, \\
T_i &= \frac{A_3}{A_2 - T_d \cdot A_1}.
\end{aligned}
\tag{3.12}$$

3.2 PRAVIDLA ZIEGLERA A NICHOLSE

Pravidla vytvořená dvěma inženýry firmy Taylor Instruments Company Johnem G. Zieglerem a Nathanielem B. Nicholsem (Ziegler, 1942) byly převratnou záležitostí v oblasti návrhu parametrů PID regulátoru. Jejich práce velmi přispěla k rozvoji automatického řízení

jako praktického oboru. Existují dvě varianty návrhu, přičemž obě vycházejí z velmi zjednodušeného popisu regulované soustavy. První z metod, metoda ustálených kmitů, je založena na jednoduchém experimentu v URO s P regulátorem. Při postupném zvyšování zesílení se dostane experiment do okamžiku, kdy je na mezi stability a kmitá netlumenými kmity se stálou amplitudou. Potom platí, že frekvence těchto kmitů odpovídá kritické frekvenci a zesílení P regulátoru tzv. kritickému zesílení soustavy. Jednotlivé parametry regulátoru jsou pak určeny v závislosti na zjištěných hodnotách a také podle pravidel uvedených v tabulce 3.1 (Hlava, 2000).

Tabulka 3.1 – Nastavení dle ZN, metoda ustálených kmitů

Regulátor	r	T_i	T_d
P	$0,5 \cdot r_k$	-	-
PI	$0,45 \cdot r_k$	$0,85 \cdot T_k$	-
PID	$0,6 \cdot r_k$	$0,5 \cdot T_k$	$0,125 \cdot T_k$

V této práci je využito druhé varianty návrhu parametrů PID regulátoru. Rozkmitání regulované soustavy nemusí být vždy z provozních důvodů přijatelné. Proto byl nalezen alternativní způsob pro nastavení PID regulátoru. Postup metody přechodové odezvy je následující (Prokop, 2006):

- 1) naměření PCH,
- 2) odečtení hodnot K , T_u a T_n podle obrázku 1.5,
- 3) výpočet normalizovaného dopravního zpoždění Θ (vztah 4.1),
- 4) použití tabulky 4.2 pro výpočet parametrů regulátoru.

Normalizované dopravní zpoždění je dáno vztahem

$$\Theta = \frac{T_u}{T_n}. \quad (3.13)$$

Tabulka 3.2 – Nastavení dle ZN, metoda přechodové odezvy

Regulátor	r	T_i	T_d
P	$1/(K \cdot \Theta)$	-	-
PI	$0,9/(K \cdot \Theta)$	$3 \cdot T_u$	-
PID	$1,2/(K \cdot \Theta)$	$2 \cdot T_u$	$0,5 \cdot T_u$

3.3 PRAVIDLA CHIENA, HRONESE A RESWICKA

Jedním z dalších starších nastavovacích pravidel, která bývají využívána, jsou pravidla Chiena, Hronese a Reswicka, dále jen CHR (Chien, 1952). Tato pravidla, zobrazena v tabulce 3.3, byla vytvořena za předpokladu, že regulovaný systém je popsán přenosem prvního řádu s dopravním zpožděním, který je popsán ve vztahu 1.3.

Metoda, jež vychází z pravidel ZN, umožňuje výběr ze dvou variant regulačního pochodu, aperiodického a s překmitem 20 %. Obě varianty také disponují volbou, zda je cílem regulace sledování žádané hodnoty či potlačení poruchy na vstupu soustavy. Míra kvality regulace závisí na míře dobré aproximovatelnosti regulované soustavy statickým systémem prvního řádu s dopravním zpožděním a také na samotné přesnosti aproximace.

Z tabulky níže je zřejmé, že při nejzákladnější volbě $\tau = T_u$ a $T = T_n$, jsou pravidla CHR pro potlačení poruchy s překmitem 20 % velmi blízká ZN nastavení.

Tabulka 3.3 – Nastavení regulátoru podle Chiena, Hronese a Reswicka

Regulátor	Aperiodický regulační pochod		Překmit 20 %	
	Žádaná hodnota	Porucha	Žádaná hodnota	Porucha
P	$r = \frac{0,3 \cdot T}{K \cdot \tau}$	$r = \frac{0,3 \cdot T}{K \cdot \tau}$	$r = \frac{0,7 \cdot T}{K \cdot \tau}$	$r = \frac{0,7 \cdot T}{K \cdot \tau}$
PI	$r = \frac{0,3 \cdot T}{K \cdot \tau}$ $T_i = 1,2 \cdot T$	$r = \frac{0,6 \cdot T}{K \cdot \tau}$ $T_i = 4 \cdot T$	$r = \frac{0,6 \cdot T}{K \cdot \tau}$ $T_i = T$	$r = \frac{0,3 \cdot T}{K \cdot \tau}$ $T_i = 2,3 \cdot T$
PID	$r = \frac{0,6 \cdot T}{K \cdot \tau}$ $T_i = T$ $T_d = 0,5 \cdot \tau$	$r = \frac{0,95 \cdot T}{K \cdot \tau}$ $T_i = 2,4 \cdot T$ $T_d = 0,42 \cdot \tau$	$r = \frac{0,95 \cdot T}{K \cdot \tau}$ $T_i = 1,35 \cdot T$ $T_d = 0,47 \cdot \tau$	$r = \frac{1,2 \cdot T}{K \cdot \tau}$ $T_i = 2 \cdot T$ $T_d = 0,42 \cdot \tau$

3.4 KUHNHOVA METODA

Poslední zvolenou metodou nastavování regulátoru je poměrně dobře fungující postup navržený v (Kuhn, 1995). Základní myšlenkou metody je souhrnná časová konstanta regulované soustavy. Je-li uvažován statický nekmitavý systém s přenosem

$$F(s) = K \frac{(T_{1N}s + 1)(T_{2N}s + 1) \cdots (T_{mN}s + 1)}{(T_1s + 1)(T_2s + 1) \cdots (T_ns + 1)} e^{-\tau s}, \quad (3.14)$$

pak souhrnná časová konstanta T_Σ je dána vztahem

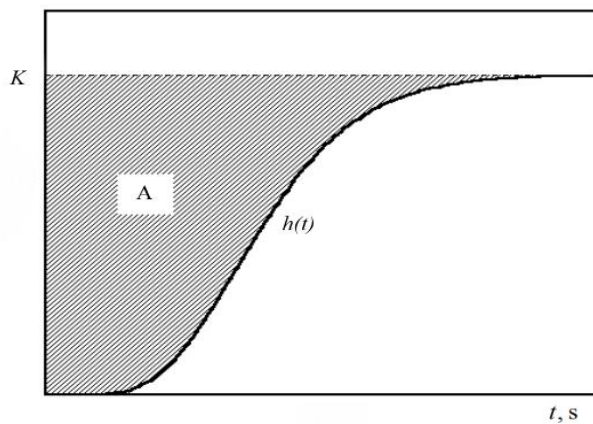
$$T_\Sigma = (T_1 + T_2 + \cdots + T_n - T_{1N} - T_{2N} - \cdots - T_{mN} + \tau), \quad (3.15)$$

a nese s sebou informaci o všech časových konstantách systému. Lze ji tedy zjistit z přenosu systému. V případě, že není přenos znám, nebo není uvažován, lze ji také identifikovat i z přechodové charakteristiky. PCH systému s přenosem (3.3) a tedy s aperiodickou přechodovou odezvou je znázorněna na obrázku 3.1. Pak mezi souhrnnou časovou konstantou a vyšrafovanou plochou A platí

$$A = K \cdot T_\Sigma. \quad (3.16)$$

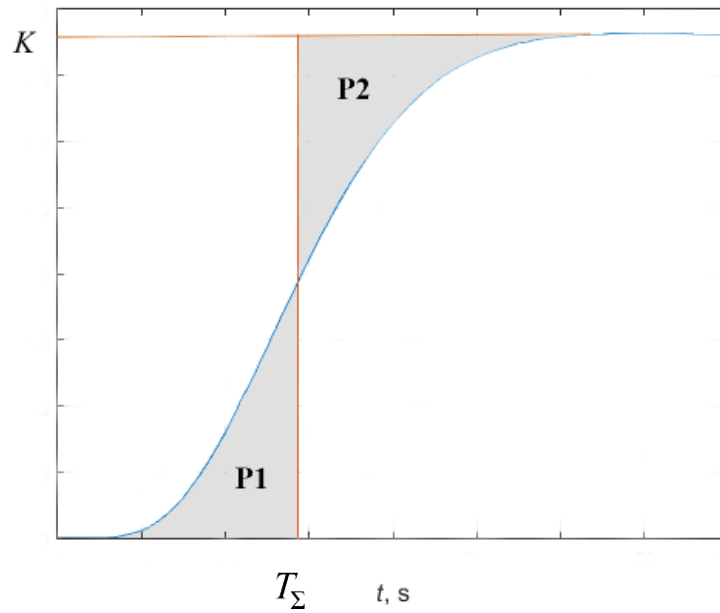
Samotnou vyšrafovanou plochu lze vyjádřit jednoduše jako oblast mezi statickým zesílením soustavy a její PCH takto

$$A = \int_0^t (K - h(\tau)) d\tau. \quad (3.17)$$



Obrázek 3.5 - Ilustrace plochy $A = K \cdot T_\Sigma$

Přibližnou hodnotu souhrnné časové konstanty lze určit i ručně z vykresleného průběhu. Platí pak, že hodnoty integrálních ploch P_1 a P_2 se musí rovnat, dělicí čára reprezentuje hodnotu souhrnné časové konstanty T_Σ . To je znázorněno na obrázku 3.6.



Obrázek 3.6 - Znázornění získání souhrnné časové konstanty pomocí ploch P1 a P2

Tabulka 3.4 - Nastavení regulátoru podle souhrnné časové konstanty Kuhn

Regulátor	r	T_i	T_d
P	$1/K$	-	-
PI	$0,5/K$ $1/K$	$0,5 \cdot T_\Sigma$ $0,7 \cdot T_\Sigma$	-
PID	$1/K$ $2/K$	$0,66 \cdot T_\Sigma$ $0,8 \cdot T_\Sigma$	$0,167 \cdot T_\Sigma$ $0,194 \cdot T_\Sigma$

4 VYUŽITÉ NUMERICKÉ METODY

4.1 NUMERICKÁ INTEGRACE

Některé z výše popsaných metod nastavení PID regulátoru využívají numerické integrace. V této kapitole jsou popsány numerické metody výpočtu určitého integrálu

$$I = \int_a^b f(x)dx, \quad (4.1)$$

kde a, b jsou reálné meze intervalu integrálu,

$f(x)$ je funkce daná tabulkou,

přičemž $a < b$.

Při využití způsobu integrace založeném na aproximování integrandu $f(x)$ vhodnou funkcí lze použít některou z následujících metod (Čermák, 2006; Kučera, 2016):

- obdélníkovou,
- lichoběžníkovou,
- Simpsonovu.



Obrázek 4.1 - Grafická ilustrace obdélníkové, lichoběžníkové a Simpsonovy metody

Z obrázku 4.1 je patrná grafická ilustrace plochy integrálu a také míra přesnosti metod. Obdélníková metoda spočívá v nahrazení podintervalů funkce $f(x)$ polynomem 0-tého stupně, tzn. zvolí se jeden uzel uprostřed intervalu $\langle a, b \rangle$. Potom lze výpočet integrálu ze vztahu 4.1 ekvivalentně zapsat následovně

$$\int_a^b f(x)dx \approx f\left(\frac{a+b}{2}\right)(b-a). \quad (4.2)$$

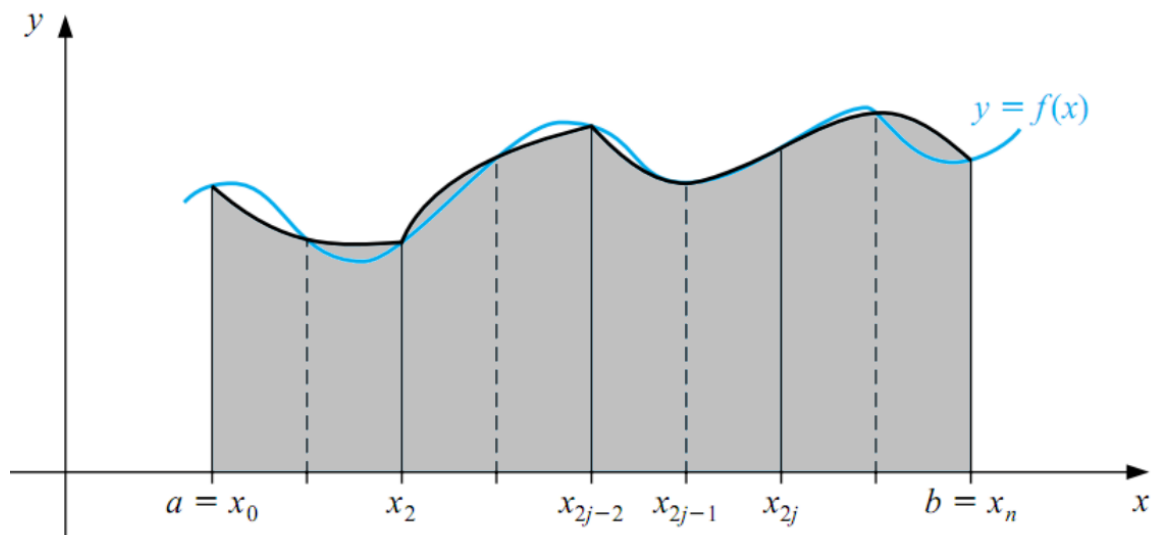
U lichoběžníkové metody je využito nahrazení $f(x)$ v daném intervalu lineárním polynomem. Zvolí se dva uzly, které jsou reprezentovány krajními body intervalu $\langle a, b \rangle$. Výpočet integrálu pro lichoběžníkové pravidlo je dán vztahem 4.3 takto

$$\int_a^b f(x)dx \approx (b-a)\frac{f(a)+f(b)}{2}. \quad (4.3)$$

Nejpřesnější z těchto vypsanych metod by měla bezesporu být Simpsonova metoda, někdy označována jako metoda parabol. Tato metoda spočívá v nahrazení integrandu $f(x)$ na každém podintervalu polynomem druhého stupně. Zde je využito tří uzlů, kde dva z nich jsou krajní body intervalu a poslední uvažovaný je střed daného intervalu $\langle a, b \rangle$. Potom lze Simpsonovo pravidlo vyjádřit jako

$$\int_a^b f(x)dx \approx \frac{(b-a)}{6}\left[f(a)+4f\left(\frac{a+b}{2}\right)+f(b)\right]. \quad (4.4)$$

Pro získání vyšší přesnosti numerické integrace lze rozdělit interval $\langle a, b \rangle$ na n podintervalů, jak je znázorněno na obrázku 4.2. Na každém podintervalu lze aplikovat Simpsonovo pravidlo. Tento postup je nazýván jako složené Simpsonovo pravidlo.



Obrázek 4.2 - Rozdělení intervalu $\langle a, b \rangle$ (složené Simpsonovo pravidlo)

Matematicky je složené Simpsonovo pravidlo zapsáno takto

$$\int_a^b f(x)dx \approx \frac{h}{3} \left[f(x_0) + 2 \sum_{j=1}^{(n/2)-1} f(x_{2j}) + 4 \sum_{j=1}^{(n/2)} f(x_{2j-1}) + f(x_n) \right], \quad (4.5)$$

kde h je perioda vzorkování vypočtena jako $h = \frac{b-a}{n}$.

4.2 APROXIMACE DAT POLYNOMEM

Pro případ použitých metod založených na parametrizování PCh či odezvy na skokový vstupní signál, konkrétně u metody ZN a CHR, je třeba data vhodně aproximovat. Hlavním smyslem je určení inflexního bodu PCh, který se nedá určit přímo z dat. Ovšem dalším důvodem, proč využít aproximace může být nežádoucí zašumění dat. V takovém případě je do jisté míry předpis funkce složitý a lze ho nahradit jednodušší náhradou.

V této kapitole se předpokládá, že jsou zadány body (uzly) $x_i \in \langle a, b \rangle$ a k nim odpovídající funkční hodnoty $f_i = f(x_i)$ pro $i = 0, \dots, n$. Dále je hledán aproximační polynom nejvýše n -tého stupně, který má následující předpis (Hladíková, 2011)

$$p_n(x) = a_n x^n + \dots + a_2 x^2 + a_1 x + a_0. \quad (4.6)$$

Dle tvaru PCH charakteristik bylo usouzeno, že pro nalezení vhodného proložení bude postačovat aproximační polynom 3. stupně ve tvaru

$$p_3(x) = a_3 x^3 + a_2 x^2 + a_1 x + a_0. \quad (4.7)$$

Pro určení koeficientů a_3, a_2, a_1, a_0 se vychází z předpokladu ve smyslu minima součtu čtverců takto

$$\|Ax - y_p\|^2 \rightarrow \min, \quad (4.8)$$

$$\underbrace{\begin{pmatrix} x_1^3 & x_1^2 & x_1 & 1 \\ x_2^3 & x_2^2 & x_2 & 1 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ x_n^3 & x_n^2 & x_n & 1 \end{pmatrix}}_{\mathbf{A}} \underbrace{\begin{pmatrix} a_3 \\ a_2 \\ a_1 \\ a_0 \end{pmatrix}}_x = \underbrace{\begin{pmatrix} f_0 \\ f_1 \\ \vdots \\ f_n \end{pmatrix}}_{y_p}. \quad (4.9)$$

Matice \mathbf{A} této soustavy je obdélníková, tudíž nelze stanovit řešení pomocí determinantu. Získání koeficientů je dáno řešením soustavy lineárních rovnic následovně

$$x = (\mathbf{A}^T \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^T y_p. \quad (4.10)$$

5 CÍLE PRAKTICKÉ ČÁSTI PRÁCE A POSTUP ŘEŠENÍ

Cílem práce je praktické ověření vlastností metody MOMI pro nastavení PID regulátoru. Regulace je provedena pro jednorozměrové lineární systémy s dopravním zpožděním. Pro samotnou metodu MOMI je třeba výpočet význačných integrálních ploch, které dále poslouží při nastavení parametrů pro PID regulátor. V první řadě jsou ale vytvořeny simulační soustavy, na kterých je metoda MOMI testována a také porovnávána s jinými zmíněnými metodami v kapitole 4. V práci je využito celkem čtyř metod, jejichž výpočty jsou založeny na datech z PCh. Mají však odlišný způsob, jak určí parametry pro PID regulátor. Metody byly rozděleny následovně:

- metody využívající numerické integrace dat,
- metody využívající odečtení hodnot K , T_u a T_n .

V předchozích kapitolách je popsán potřebný matematický aparát pro jednotlivé metody. Na základě teoretických znalostí jednotlivých metod a potřebných aparátů pro jejich výpočet již není žádný problém získat parametry PID regulátoru pro jednotlivé simulační soustavy. Na simulačních regulačních pochodech lze blíže specifikovat, která z metod je pro dané soustavy lépe či méně použitelná.

Po ověření metod simulačně již lze přistoupit ke kroku ověření metod na reálné soustavě, která je popsána spolu s naměřenými odezvami (v podobě grafů) a výpočetními skripty v kapitole 8.

6 REALIZACE PROGRAMU V PROSTŘEDÍ MATLAB A SIMULINK

6.1 VÝVOJOVÉ PROSTŘEDÍ MATLAB A SIMULINK

V dnešní době, kdy se výpočetní technika stává jednou z nejdůležitějších oblastí, mají nezastupitelné místo programy, které za nás provádí různé numerické výpočty. Zpočátku byly tyto výpočty zprostředkovány matematickými knihovnami pro obecné programovací jazyky. Poté však byly vyvinuty samostatné programy. Prostředí MATLAB a SIMULINK představuje profesionální univerzální matematický a simulační balík s velkým množstvím funkcí.

Na univerzitním poli jsou tyto nástroje používány velmi často při výuce matematiky či technických předmětů. V průmyslu slouží jako vysoce efektivní nástroje pro výzkum, vývoj a analýzu dat (Dušek, 2000).

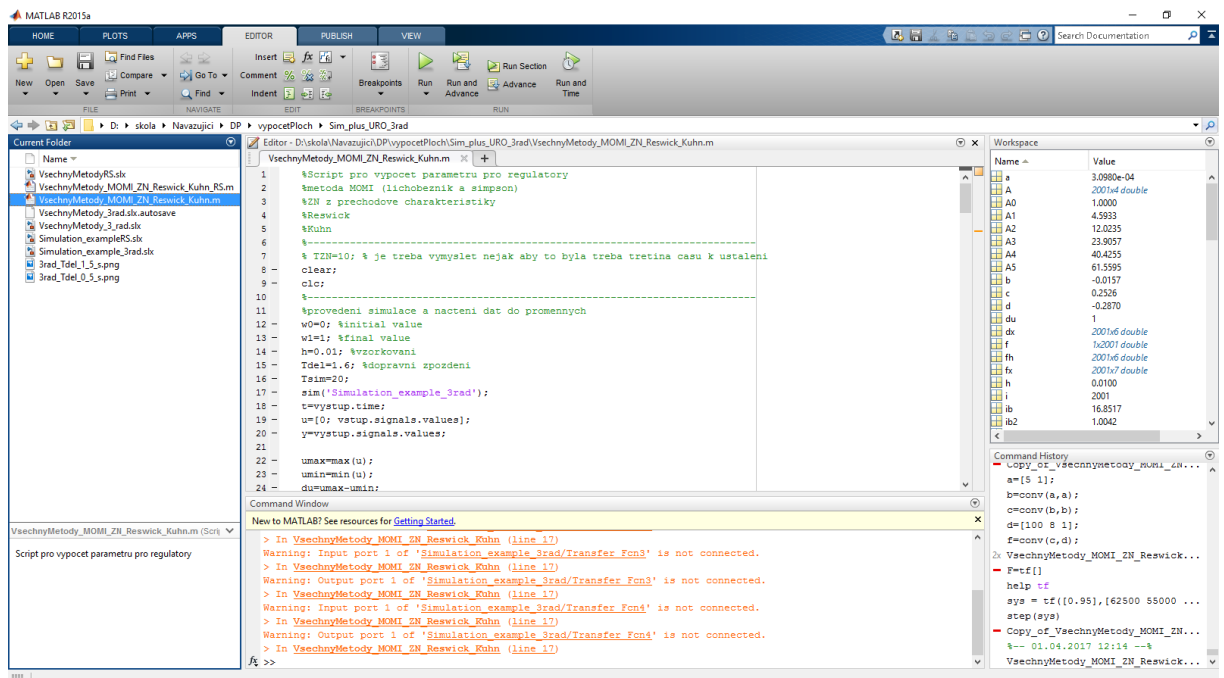
6.1.1 MATLAB

Název MATLAB pochází z anglického slovního spojení *matrix laboratory*. Byl vytvořen za účelem, aby poskytoval jednoduchý přístup k matematickým knihovnám. MATLAB je interaktivní systém, vyvíjený společností MathWorks, pro vědecké a technické výpočty založený na maticovém počtu. Umožňuje řešit velkou oblast numerických problémů, aniž byste museli programovat vlastní programovací jazyk (Sigmon, © 1989). Typicky lze použít MATLAB pro následující oblasti:

- inženýrské výpočty,
- vývoj algoritmů,
- modelování a simulace,
- analýza dat a její vizualizace,
- inženýrská grafika,
- vývoj aplikací včetně GUI.

Při spuštění programu MATLAB se zobrazí úvodní okno, které je rozděleno na několik důležitých částí. Úvodní okno je znázorněno na obrázku 6.1. V levé části se nachází okno Current Folder, kde se zobrazují soubory aktuálního adresáře. Uprostřed jsou dvě okna, nahoře se nachází okno Editor, dole Command Window. Editor slouží pro editaci programů a jejich následné spuštění. V příkazovém okně Command Window je možné zadávat příkazy a také se zde objevují výsledky programů spuštěných z editoru. V pravé horní části se nachází

Workspace, které zobrazuje aktuálně používané proměnné a jejich hodnoty. Poslední částí je Command History. V tomto okně lze nalézt historii příkazů či spuštěných skriptů.

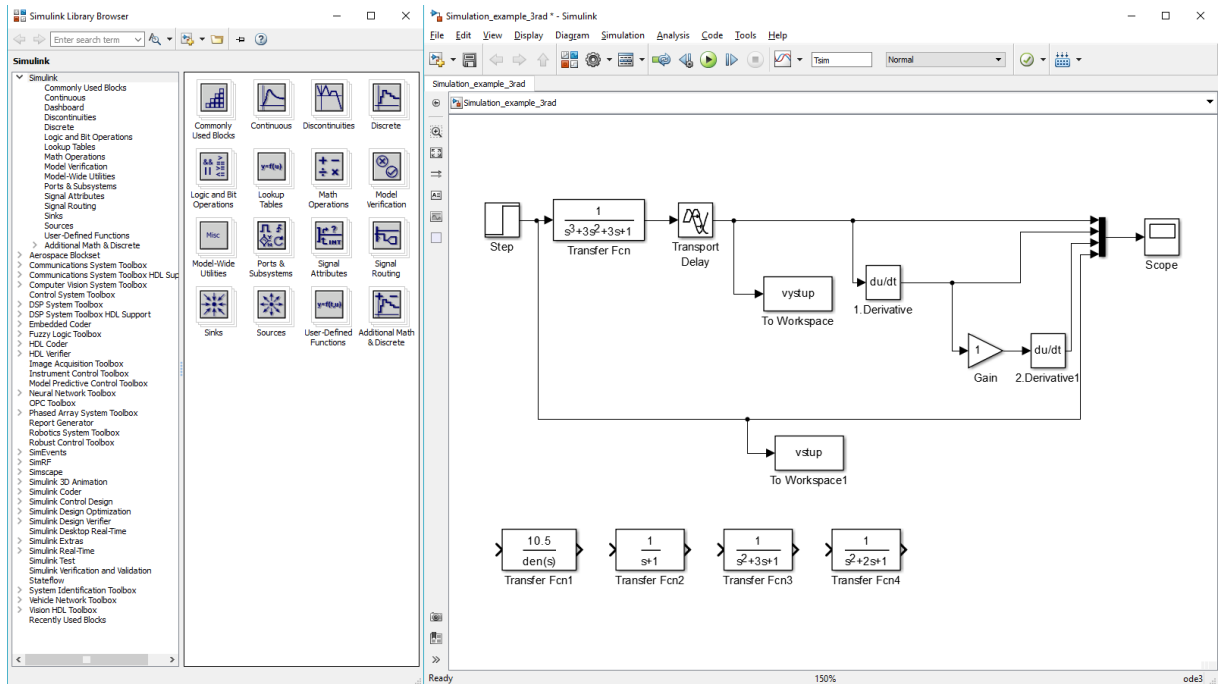


Obrázek 6.1 - Úvodní okno prostředí MATLAB

6.1.2 SIMULINK

SIMULINK je nadstavba MATLABu pro modelování dynamických systémů. Umožňuje vytvářet dynamické modely, které jsou zobrazeny ve formě blokových schémat nebo mohou být zapsány rovnicemi. Obsahuje množství knihoven, které obsahují jednotlivé bloky pro vytvoření modelu. Použité bloky vybrané z knihoven, které jsou použity v této práci, jsou následně popsány (Svítek, 2001).

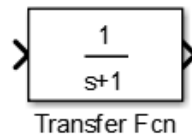
Po spuštění SIMULINKu jsou důležitá dvě okna zobrazena na obrázku 6.2. Prvním oknem je knihovna stavebních bloků (vlevo), druhým pak samotné okno pro vytváření modelů (vpravo).



Obrázek 6.2 - Knihovna stavebních bloků a okno pro kreslení modelu v SIMULINKu

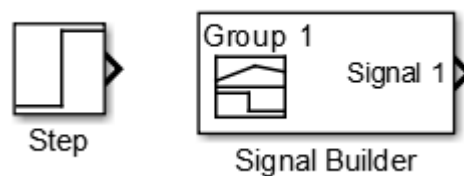
V praktické části práce jsou v první řadě využity simulované soustavy pro nastavení PID regulátoru. Následuje popsat použité bloky v simulačním prostředí SIMULINK.

Soustavy 1. až 4. řádu jsou reprezentovány blokem Transfer Fcn. Regulovaná soustava se do tohoto bloku, který je zobrazen na obrázku 6.3, zadává v podobě obrazového přenosu.



Obrázek 6.3 - Blok pro zadávání přenosové funkce

Na vstupu soustavy 1. až 4. řádu je přiveden buď jednotkový skok, realizován pomocí bloku Step (obrázek 6.4 vlevo), nebo rampový vstupní signál, který je zastoupen blokem Signal Builder (obrázek 6.4 vpravo).

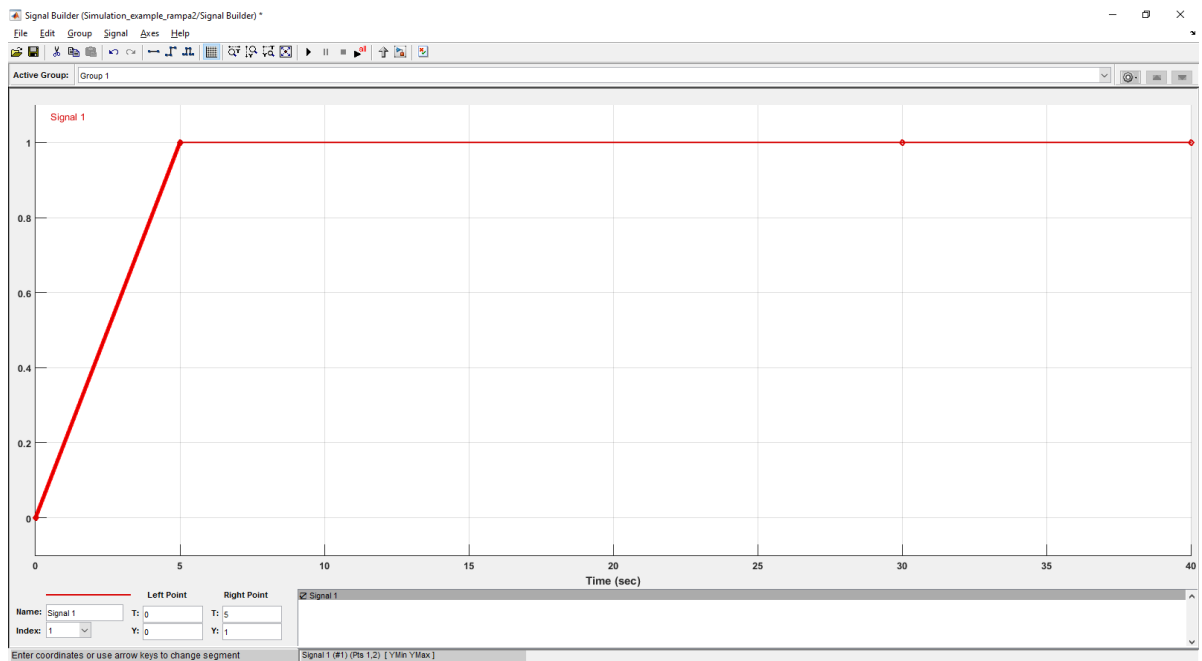


Obrázek 6.4 - Bloky vstupních signálů

V bloku Step se nachází tři důležité parametry k nastavení:

- Step time – určuje v jakém čase proběhne skoková změna žádané hodnoty,
- Initial value – počáteční hodnota žádané hodnoty,
- Final value – konečná hodnota žádané hodnoty.

Blok Signal Builder umožňuje vytvoření jakéhokoli druhu vstupního signálu pomocí jednoduchého grafického rozhraní, jako například konstantní, skokový, pulsní, sinusový a další. Na obrázku 6.5 lze vidět okno pro tvorbu signálu. Opět se zde nastavují počáteční žádané hodnoty v daném čase a také konečné žádané hodnoty.



Obrázek 6.5 - Okno nastavení vstupního signálu pomocí Signal Builderu

Jelikož je v zadání práce předepsáno využít soustavy s dopravním zpožděním, je nutné jej do simulačních schémat zahrnout. K tomu poslouží blok Transport Delay, který představuje samotnou hodnotu dopravního zpoždění.



Obrázek 6.6 - Blok dopravního zpoždění

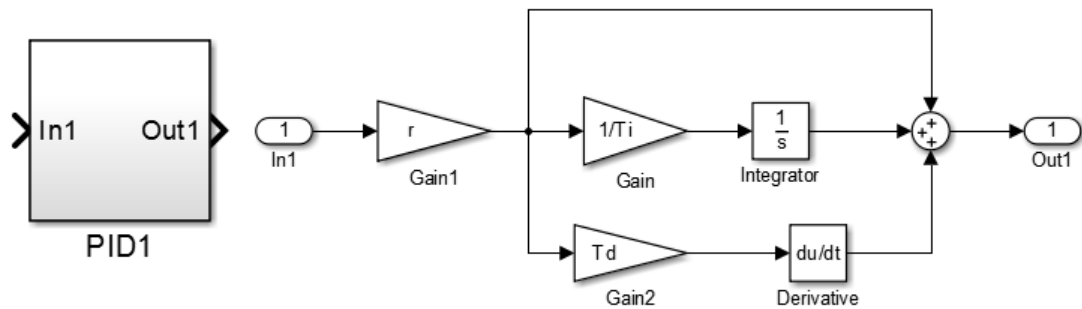
Pro výstup je použit blok Scope, který zobrazuje jak PCh soustav, ale i výsledné regulační pochody. Tento blok, ilustrován na obrázku 6.7, disponuje obecným nastavením čar

a dále také nastavení ohledně ukládání dat do prostředí MATLAB, což je pro další zpracování grafů poměrně šikovná věc.



Obrázek 6.7 - Blok výstupu Scope

Pro regulaci soustav je třeba použít PID regulátor. Knihovna SIMULINKu obsahuje již předpřipravený blok s názvem PID Controller, kde lze měnit typy regulátorů P, I, PI, PD či PID. V práci je však využito složení PID regulátoru z jednotlivých dílčích bloků, a to hlavně z důvodu získání přesnějších výsledků.



Obrázek 6.8 - Blok PID regulátoru (vlevo), PID regulátor z dílčích bloků (vpravo)

6.2 VYTVOŘENÍ MODELŮ

V této praktické části práce jsou nejprve vytvořeny statické soustavy 1. až 4. řádu s dopravním zpožděním. V prostředí SIMULINK je tedy pracováno s následujícími čtyřmi soustavami, které jsou reprezentovány obrazovými přenosy 6.1 až 6.4 následovně

$$F_1(s) = \frac{1}{s+1} \cdot e^{-\tau s}, \quad (6.1)$$

$$F_2(s) = \frac{1}{(s+1)^2} \cdot e^{-\tau s}, \quad (6.2)$$

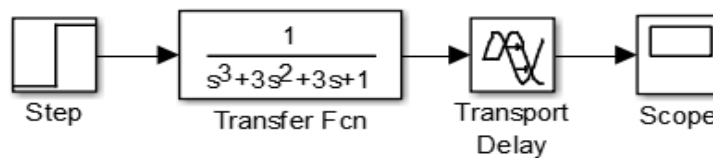
$$F_3(s) = \frac{1}{(s+1)^3} \cdot e^{-\tau s}, \quad (6.3)$$

$$F_4(s) = \frac{1}{(s+1)^4} \cdot e^{-\tau s}, \quad (6.4)$$

kde τ je hodnota dopravního zpoždění v sekundách a nabývá hodnot.

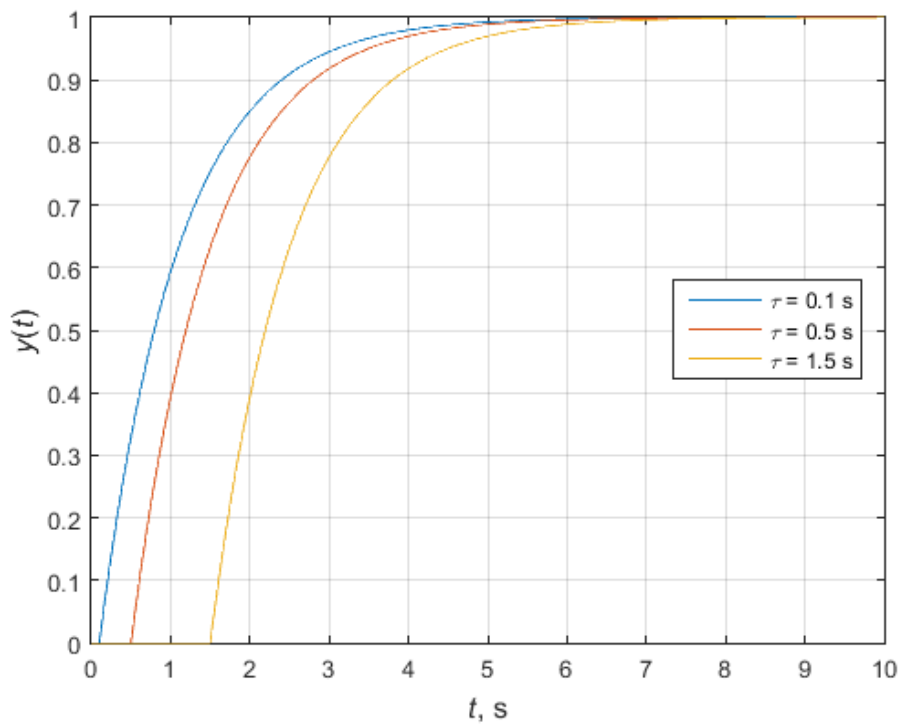
Pro první tři soustavy dopravní zpoždění nabývá hodnot {0,1; 0,5; 1,5}, u poslední uvažované soustavy 4. řádu nabývá dopravní zpoždění hodnot {0,1; 0,5; 1,5; 7}.

6.2.1 Skoková změna žádané hodnoty

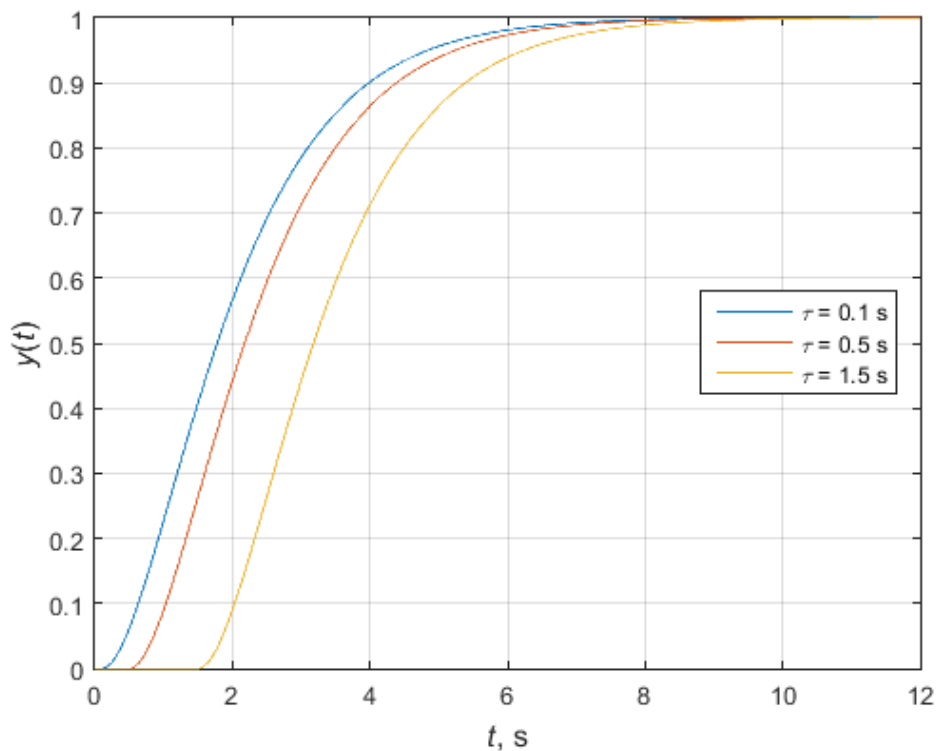


Obrázek 6.9 - Schéma zapojení pro získání PCH (SVS)

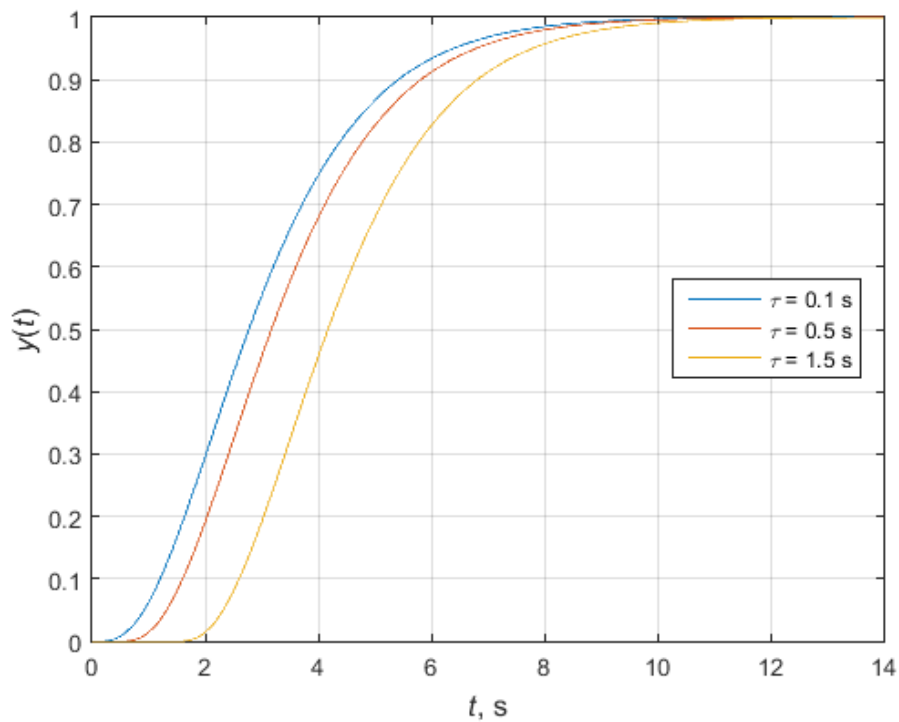
Grafické ilustrace přechodových charakteristik jednotlivých soustav s dopravním zpožděním, získaných simulací podle schématu na obrázku 6.9, jsou zobrazeny na obrázcích 6.10 až 6.13.



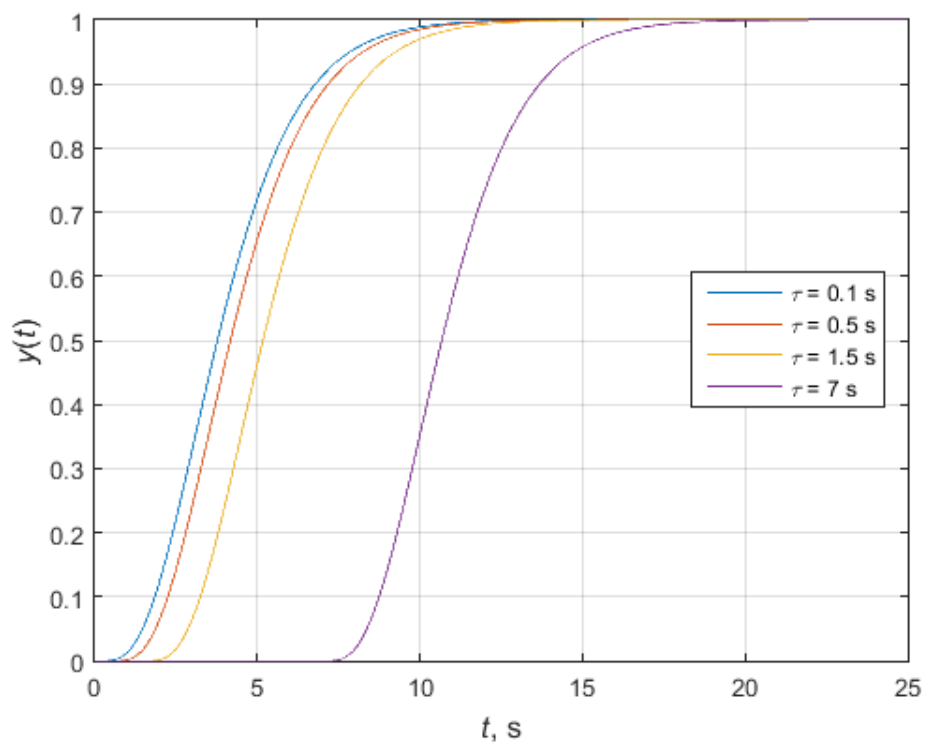
Obrázek 6.10 - Přejchodové charakteristiky soustavy $F_1(s)$ s dopravními zpožděními



Obrázek 6.11 - Přejchodové charakteristiky soustavy $F_2(s)$ s dopravními zpožděními



Obrázek 6.12 - Přejchodové charakteristiky soustavy $F_3(s)$ s dopravními zpožděními



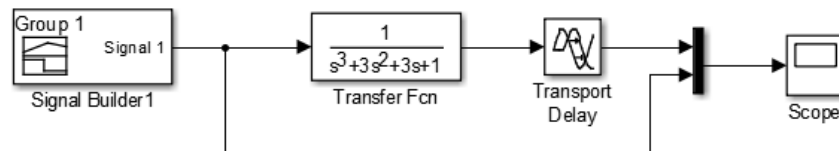
Obrázek 6.13 - Přejchodové charakteristiky soustavy $F_4(s)$ s dopravními zpožděními

Z PCh jednotlivých soustav jsou získána data, která jsou důležitá pro následující výpočet parametrů pro regulátor v kapitole 6.3.1.

6.2.2 Rampový vstupní signál (pouze metoda MOMI)

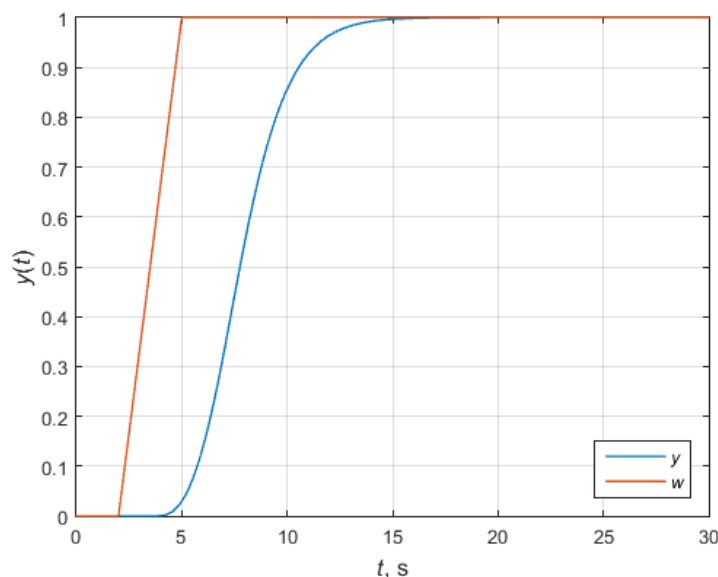
Speciálním případem je jiný než skokový vstupní signál (označeno jako SVS). Jak bylo popsáno v kapitole 3.1.1, lze za dodržení podmínek ze vztahu 3.1.2 vypočítat význačné plochy i pro jiný než skokový vstupní signál. Zde je u metody MOMI využito rampového vstupního signálu, dále RVS. Rampa má následující parametry:

- $w = 0$ pro $t \in \langle 0, 2 \rangle$,
- $w = -\frac{2}{10}x + \frac{2}{5}$ pro $t \in \langle 2, 7 \rangle$,
- $w = 1$ pro $t \in \langle 7, 30 \rangle$.



Obrázek 6.14 - Schéma zapojení pro získání odezvy soustavy (RVS)

Pro takovýto vstupní signál a uvažovaný systém $F_3(s)$ s dopravním zpožděním 1,5 s je simulovaná odezva, podle schématu na obrázku 6.14, zobrazena na obrázku 6.15. Jelikož se jedná o zajímavou možnost metody MOMI, nejsou zde uvedeny všechny soustavy a jejich příslušné dopravní zpoždění, ale pouze jedna zvolená soustava s jedním dopravním zpožděním.

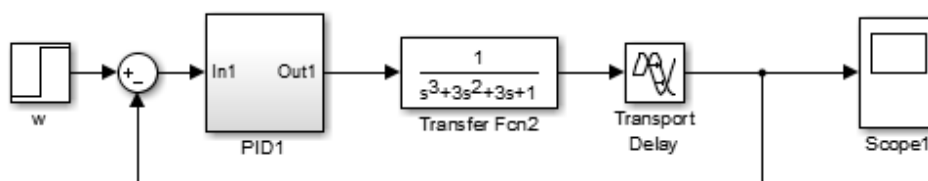


Obrázek 6.15 - Odezva soustavy $F_3(s)$ s dopravním zpožděním 1,5 s na RVS

6.3 VÝPOČET PARAMETRŮ REGULÁTORU PRO SYSTÉMY F_1 AŽ F_4

6.3.1 Výpočet na základě reakce na skokový vstupní signál

Pro stanovené soustavy 1. až 4. řádu s dopravním zpožděním je použito výše rozebraných metod nastavení PID regulátoru. Stanovení číselných hodnot parametrů PID regulátoru, vyobrazených v tabulkách 6.1 až 6.4, je na základě tabulek u jednotlivých metod v kapitolách 3 a 4. Na obrázku 6.16 je znázorněno schéma zapojení URO při uvažovaném SVS.



Obrázek 6.16 - URO (SVS)

Tabulka 6.1 – Parametry vybraných metod nastavení PID regulátoru, soustava (7.1), SVS

τ	0,1 s			0,5 s			1,5 s		
	r	T_i	T_d	r	T_i	T_d	r	T_i	T_d
MOMI	6,9602	1,0201	0,0250	1,7038	1,1545	0,1380	0,7695	1,5113	0,3474
ZN	0,7216	0,8927	0,5216	0,77	2,8863	0,7216	0,6390	4,8863	1,2216
CHR	0,6783	1,8846	0,4903	1,6256	3,3318	0,6783	1,3491	4,6838	1,1483
Kuhn	1	0,7216	0,1826	1	0,9856	0,2494	1	1,6456	0,4164

Tabulka 6.2 – Parametry vybraných metod nastavení PID regulátoru, soustava (6.2), SVS

τ	0,1 s			0,5 s			1,5 s		
	r	T_i	T_d	r	T_i	T_d	r	T_i	T_d
MOMI	9,5460	1,9892	0,4973	2,0840	2,0109	0,5057	0,8787	2,2265	0,5891
ZN	4,1673	0,6961	0,1740	2,1797	1,4961	0,3740	1,1902	3,4961	0,8740
CHR	8,7977	4,3516	0,1636	4,6015	4,8916	0,3516	2,5126	6,2415	0,8216
Kuhn	1	1,3816	0,3496	1	1,6456	0,4164	1	2,3056	0,5834

Tabulka 6.3 – Parametry vybraných metod nastavení PID regulátoru, soustava (6.3), SVS

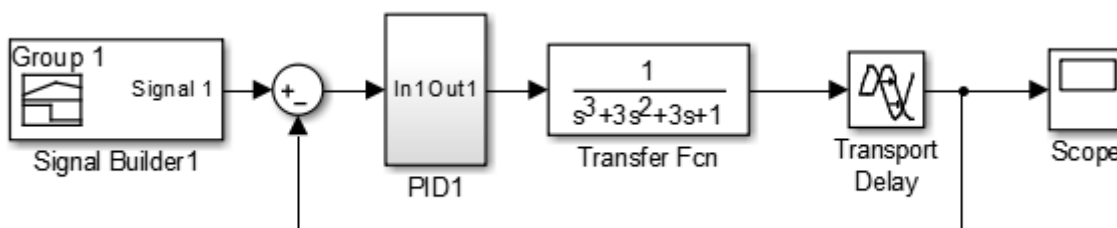
τ	0,1 s			0,5 s			1,5 s		
	r	T_i	T_d	r	T_i	T_d	r	T_i	T_d
MOMI	1,9797	2,4696	0,6511	1,3380	2,5430	0,6778	0,8313	2,8058	0,7719
ZN	2,2785	1,8353	0,4588	1,7235	2,6353	0,6588	1,1740	4,6353	1,1588
CHR	4,8102	6,2725	0,4313	3,6384	6,8124	0,6193	2,4785	8,1620	1,0893
Kuhn	1	2,0416	0,5166	1	2,3056	0,5834	1	2,9656	0,7504

Tabulka 6.4 – Parametry vybraných metod nastavení PID regulátoru, soustava (6.4), SVS

τ	0,1 s			0,5 s		
Metoda	r	T_i	T_d	r	T_i	T_d
MOMI	2,2605	7,3853	2,0587	1,8715	7,4262	2,0758
ZN	2,4353	5,1545	1,2886	2,1844	5,9523	1,4881
CHR	5,1412	16,4285	1,2113	4,6114	16,784	1,3988
Kuhn	1	2,7016	0,6836	1	2,9656	0,7504
τ	1,5 s			7 s		
Metoda	r	T_i	T_d	r	T_i	T_d
MOMI	1,3618	7,6748	2,0544	0,6903	9,2752	2,6120
ZN	1,7888	7,9047	1,9762	0,9827	18,9047	4,7262
CHR	3,7763	20,440	1,8576	2,0745	27,8654	4,4426
Kuhn	1	1	1	1	10,5556	2,6709

6.3.2 Výpočet na základě reakce na rampový vstupní signál

Pro výše zmíněný RVS byly vypočteny parametry pro PID regulátor pouze metodou MOMI pomocí schématu na obrázku 6.17. Tyto výsledky jsou zobrazeny v tabulce 6.5.



Obrázek 6.17 - URO (RVS)

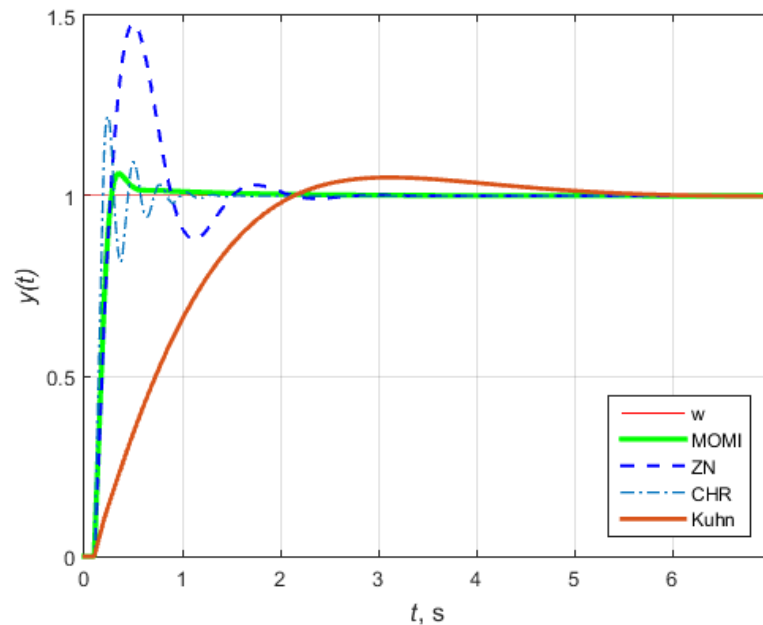
Tabulka 6.5 – Stanovené parametry PID regulátoru metodou MOMI, soustava (6.3), RVS

τ	1,5 s		
Regulátor	r	T_i	T_d
PID	0,8297	2,8079	0,7727

7 SIMULOVANÉ VÝSLEDKY PRO SYSTÉMY F_1 AŽ F_4

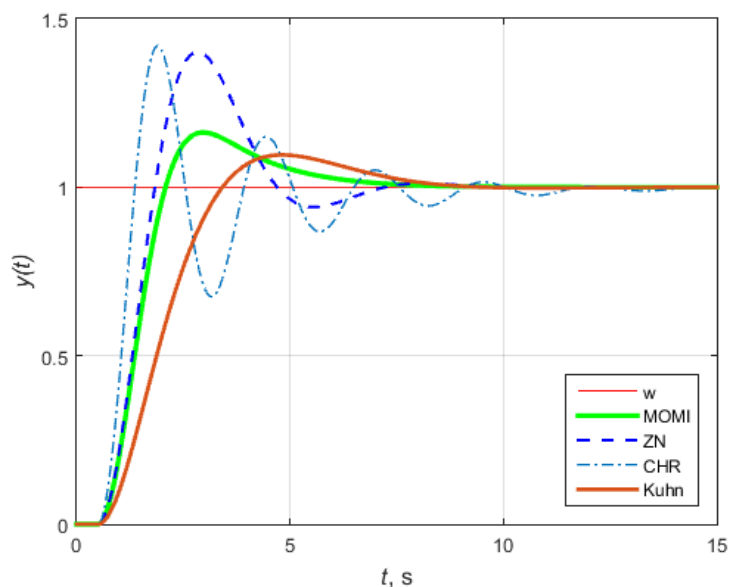
7.1 ODEZVY NA SKOKOVÝ VSTUPNÍ SIGNÁL

Ze všech simulovaných regulačních pochodů pro skokový vstupní signál byly vybrány pouze některé, na nichž je rozdíl v daných metodách patrný a lze na vybraných grafech provést zhodnocení.



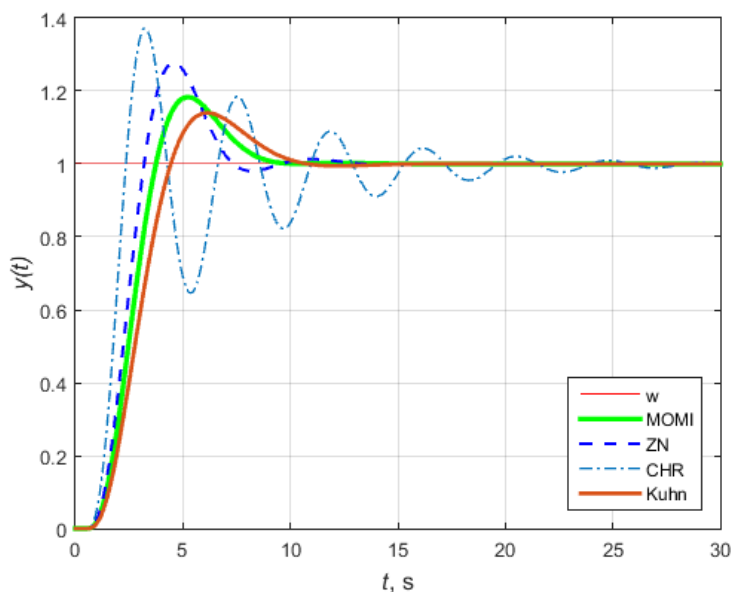
Obrázek 7.1 - Simulovaný regulační pochod, soustava (7.1), $\tau = 0,1$ s

Na obrázcích 7.1 až 7.4 je nejprve zhodnocena metoda MOMI, která je pro tuto práci stěžejní. Lze vidět, že metoda je vhodná pro soustavy s významným dopravním zpožděním. Kvalita regulačního se s rostoucí velikostí dopravního zpoždění prakticky téměř nemění. Velikost překmitu je vždy zhruba do 20 % a to pouze v úvodní části regulačního pochodu. Po překmitu se již regulovaná veličina blíží žádané veličině bez kmitání. Doba ustálení se samozřejmě lehce mění v závislosti na řádu regulované soustavy a také na velikosti dopravního zpoždění. Ovšem oproti ostatním metodám zde není spatřena nějaká významná závislost na těchto parametrech pro hodnocení regulace. Lze tedy konstatovat, že z výsledků simulovaných regulačních pochodů je nastavení regulátoru podle metody MOMI pro soustavy s dopravním zpožděním velmi výhodné, hlavně pokud je hodnota dopravního zpoždění výrazná v poměru k časové konstantě soustavy.



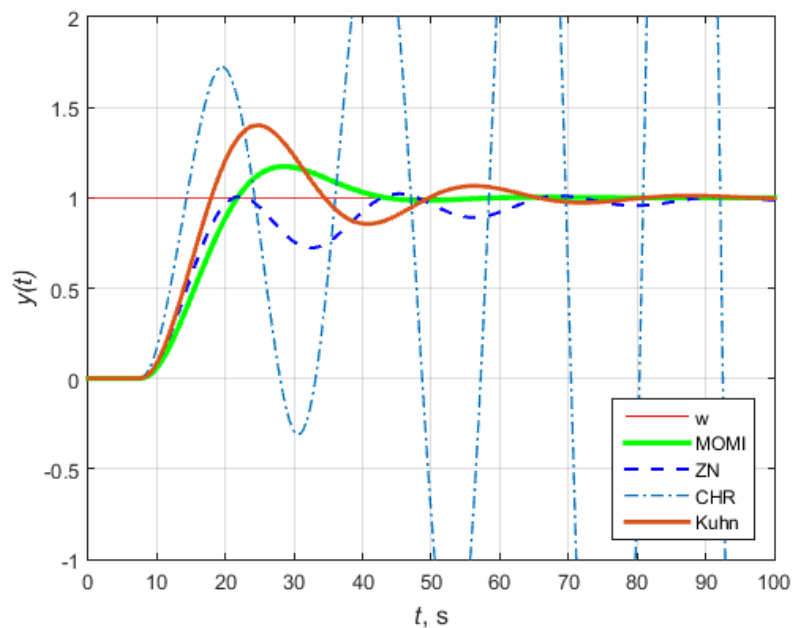
Obrázek 7.2 - Simulovaný regulační pochod, soustava (7.2), $\tau = 0,5$ s

Další využitou metodou, která je založena tak jako metoda MOMI na výpočtu integrační plochy, je metoda navrhnutá Kuhnem. Při srovnání kvality regulace těchto dvou metod lze říci, že do jisté míry vykazují podobné výsledky. Je patrné, že pro soustavy menšího řádu s menším dopravním zpožděním je regulační pochod, při využití Kuhnovy metody, pomalejší. S rostoucím řádem regulované soustavy se doba ustálení blíží době ustálení metody MOMI. V případě významného dopravního zpoždění je však regulační pochod více kmitavým.



Obrázek 7.3 - Simulovaný regulační pochod, soustava (7.3), $\tau = 0,5$ s

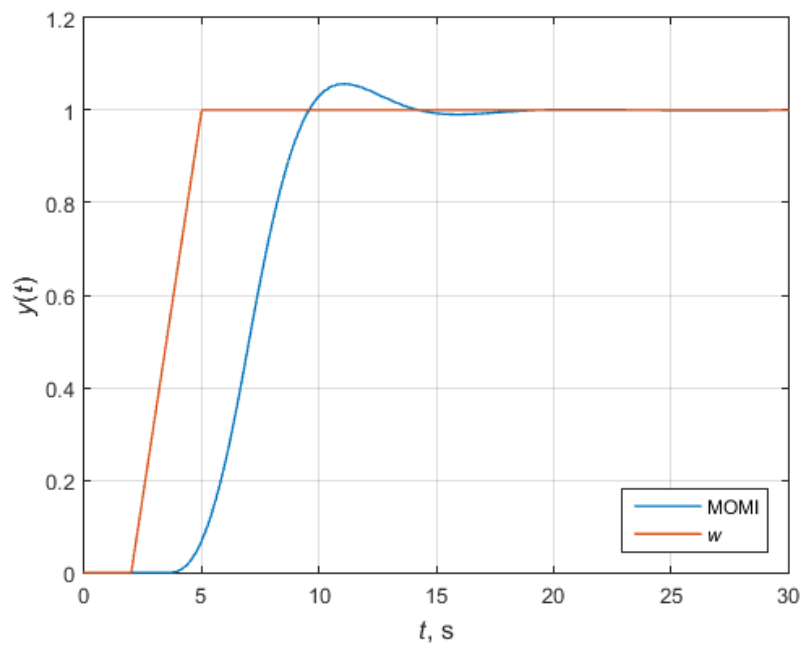
Rozdílný přístup pro získání parametrů PID regulátoru mají metody ZN a CHR. Tyto metody, založené na odečtení příslušných hodnot z PCh, jsou zpravidla více kmitavější než předešlé dvě. Dalším zajímavým poznatkem je, že metoda ZN si umí poradit i s větším dopravním zpožděním, avšak doba ustálení se tím nepatrně prodlužuje. Regulační pochody dané nastavením PID regulátoru metodou CHR jsou patrně nejvíce kmitavé. Doba ustálení se zvyšuje s rostoucím řádem soustavy. Pro větší hodnoty dopravního zpoždění je metoda nastavení dle CHR nepoužitelná, a to hlavně z důvodu velkého rozkmitu či nestability regulačního pochodu. To je patrné především z obrázku 7.4.



Obrázek 7.4 - Simulovaný regulační pochod, soustava (7.4), $\tau = 7$ s

7.2 ODEZVA NA RAMPOVÝ VSTUPNÍ SIGNÁL

Pro ilustraci je na obrázku 7.5 uveden simulovaný regulační pochod na rampový vstupní signál, který vychází z parametrů RVS uvedených v kapitole 7.2.2 a je proveden na soustavě (7.3). I zde je patrné, že metoda MOMI reaguje v rámci mezí stejně. Opět je zde patrný lehký překmit a poté plynulé ustálení. V rámci testování byly uvažovány i jiné soustavy a také jiné dopravní zpoždění. Výsledky jsou typově podobné jako při regulačních pochodech s SVS.

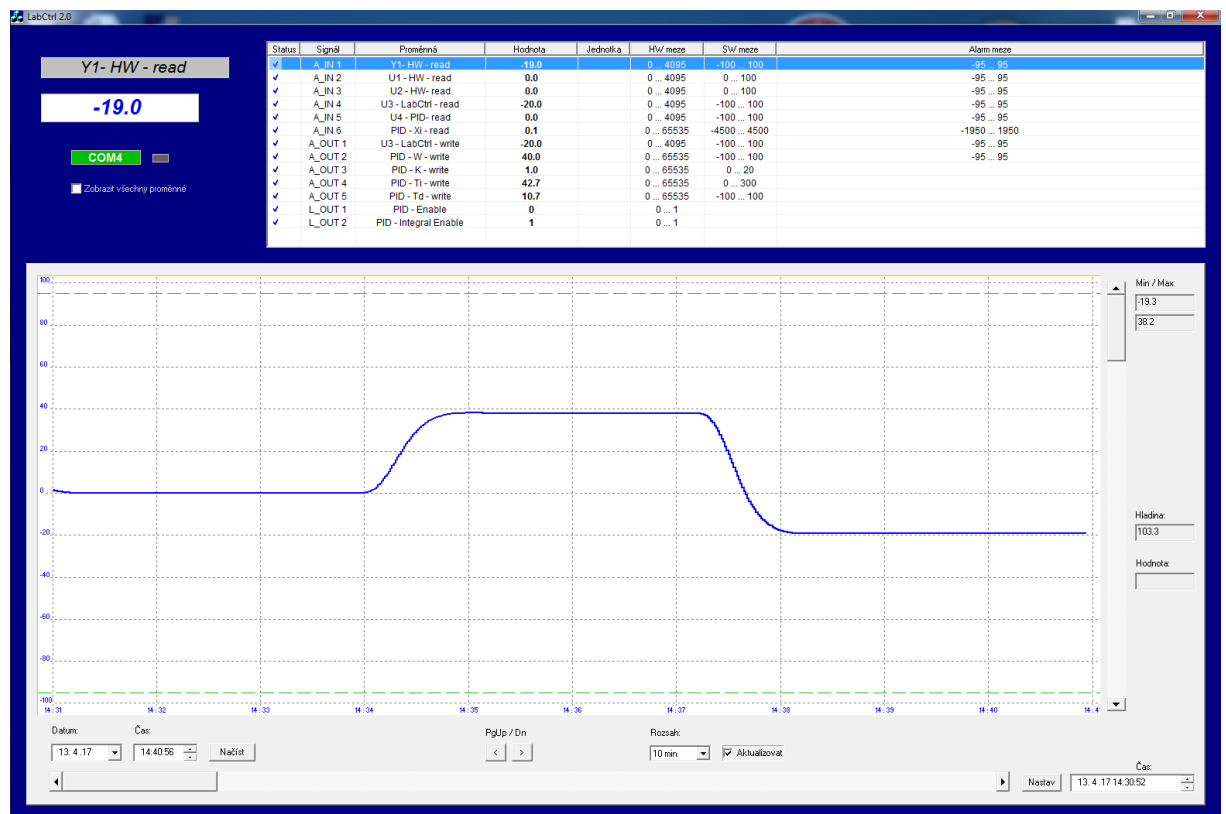


Obrázek 7.5 - Simulovaný regulační pochod, soustava (7.3), $\tau = 1,5$ s, RVS

8 OVĚŘENÍ NA REÁLNÉ SOUSTAVĚ

8.1 REÁLNÁ SOUSTAVA

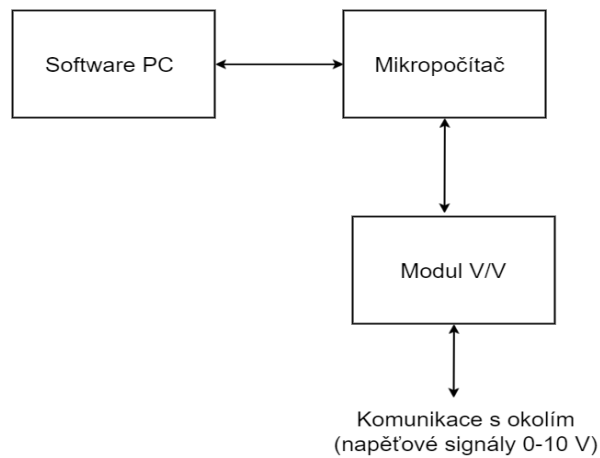
Bylo využito hardwarového simulátoru soustavy s dopravním zpožděním na bázi mikropočítače, který byl dodán vedoucím práce. Samotné zařízení se skládá tedy z mikropočítače a ze vstupně výstupního modulu. V mikropočítači je implementována dynamická soustava s dopravním zpožděním, která je simulována s malou periodou vzorkování. Vstupně výstupní modul odděluje napěťové úrovně a chrání proti proudovému přepětí. Je možnost připojit přes vstupně výstupní modul externí zařízení, například jiný regulátor. V tomto případě však bylo využito regulátoru, který je implementován přímo v mikroprocesoru. Software, který komunikuje s mikropočítačem přes sériové rozhraní umožňuje řadu možností a nastavení.



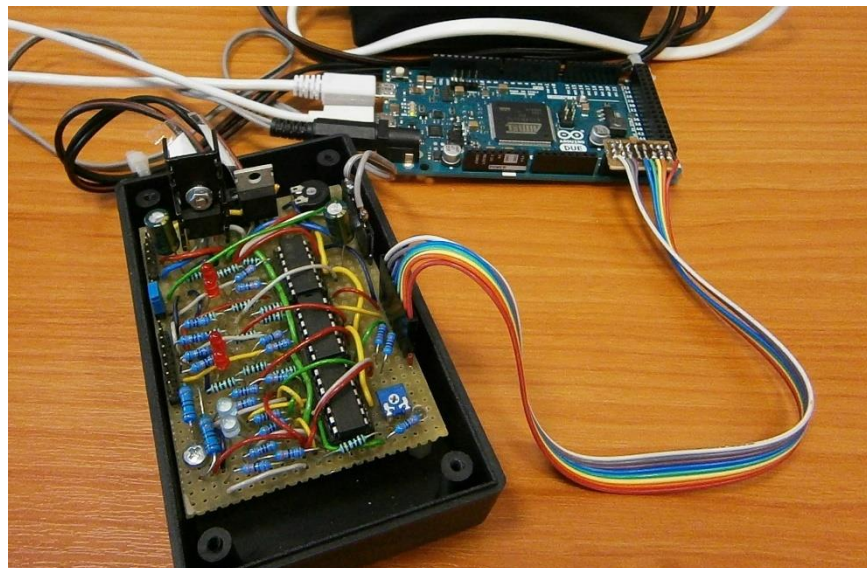
Obrázek 8.1 - Hlavní okno simulačního prostředí LabCtrl 2.0

Z obrázku 8.1 je zřejmé, že v prostředí LabCtrl 2.0 lze nastavovat a zobrazovat hodnoty veličin, nastavovat parametry PID regulátoru a zobrazovat průběhy regulačních pochodů. Naměřená data lze exportovat do textového souboru, se kterým za pomoci vhodných nástrojů

dále lze pracovat. Blokové schéma zapojení a komunikace je ilustrováno na obrázku 8.2. Na obrázku 8.3 je zobrazeno zařízení ve skutečné podobě (Cvejn, 2017).



Obrázek 8.2 - Blokové schéma zapojení reálné soustavy

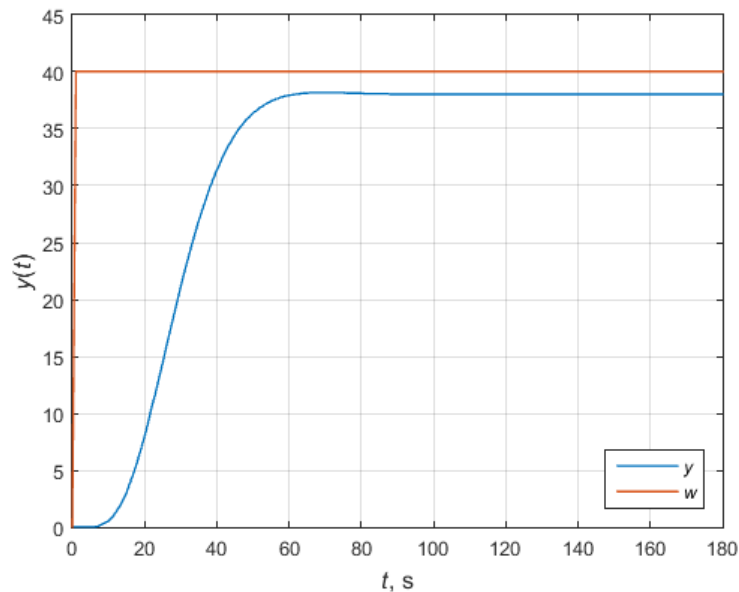


Obrázek 8.3 - Reálné foto zařízení

8.2 IDENTIFIKACE SOUSTAVY A VÝPOČET PARAMETRŮ REGULÁTORU

Samotná identifikace byla provedena na naměřených datech v podobě odezvy na skokový vstupní signál. Nejprve bylo třeba vybrat vhodný úsek dat z celého souboru dat. Použitý úsek dat pro identifikaci je zobrazen na obrázku 8.4. Následně byly vybraná data uložena do textových souborů, se kterými již lze pracovat v MATLABu. Zde je prostor pro

postupný popis identifikace dat za účelem nalezení parametrů PID regulátoru. V dalších podkapitolách bude popsána identifikace v závislosti na metodě nastavení PID regulátoru.



Obrázek 8.4 - Odezva reálné soustavy na skokový vstupní signál

8.2.1 Určení parametrů regulátoru metodou MOMI

Pro nalezení parametrů PID regulátoru je třeba vypočítat 5 význačných charakteristických ploch A_1 až A_5 na základě vztahů, které jsou popsány v kapitole 3.1 a za

```

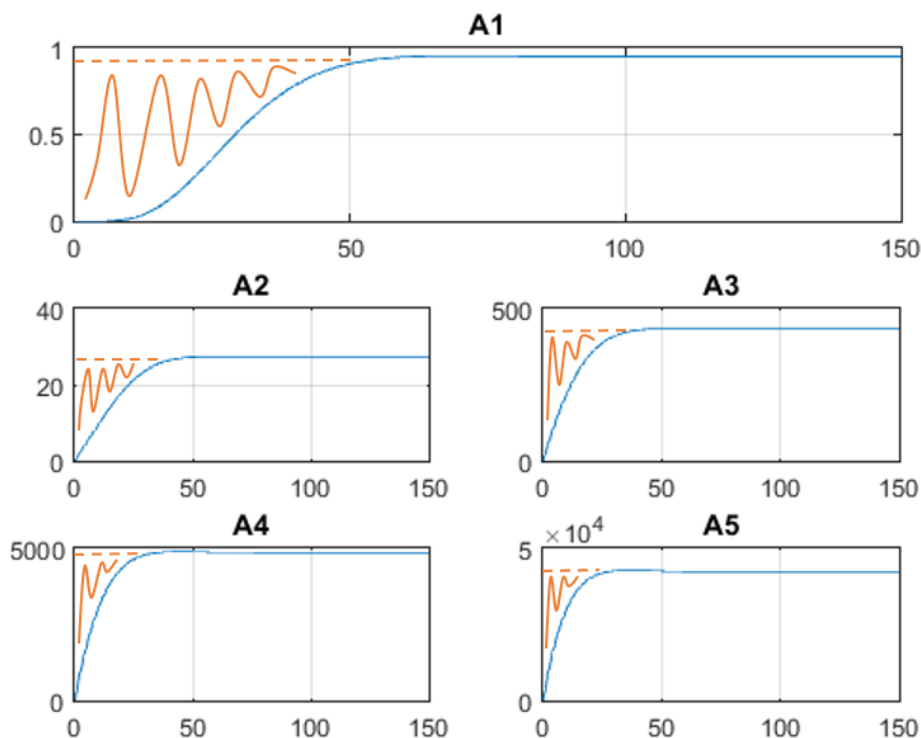
KPR = K;
y0 = zeros(pocetHodnot,1);
for i = 1:1:pocetHodnot
    y0(i) = (y(i) - yprv)/du;
end
yip(:,1) = KPR - y0;
for z = 1:1:5
    plocha(1,z) = (h/3)*yip(1,z);
    plocha(end,z) = (h/3)*yip(end,z);
    for j = 2:1:pocetHodnot-1
        if rem(j,2) == 0
            plocha(j,z) = yip(j,z)*2;
        else
            plocha(j,z) = yip(j,z)*4;
        end
    end
    Integral(1,z) = plocha(1,z);
    for k = 2:1:pocetHodnot
        Integral(k,z) = plocha(k,z) + Integral(k-1,z);
        yi(k,z) = Integral(k,z)*(h/3);
    end
    A(z) = yi(end,z);
    yip(:,z+1) = yi(end,z) - yi(:,z);
end

```

Obrázek 8.5 - Část kódu programu pro výpočet charakteristických ploch A_1 až A_5

pomocí numerické integrace v podobě složeného Simpsonova pravidla. Na obrázku 8.5 je zobrazen část skriptu programu, kde jsou plochy počítány.

Na obrázku 8.6 jsou graficky ilustrovány vypočtené charakteristické plochy A_1 až A_5 .



Obrázek 8.6 - Charakteristické plochy A_1 až A_5 reálné soustavy

8.2.2 Určení parametrů regulátoru metodou ZN a CHR

Metody nastavení regulátoru ZN a CHR jsou obě založené na hledání charakteristických hodnot K , T_u a T_n z odezvy na skokovou změnu žádané hodnoty, jak bylo popsáno v kapitolách 3.2 a 3.3. Pro nalezení hodnot T_u a T_n je třeba sestrojít tečnu v inflexním bodě. Problém sestrojení tečny z naměřených hodnot je vyřešen pomocí aproximace polynomem 3. stupně na vhodně zvoleném intervalu. Na obrázku 8.7 je část kódu programu, kde je počítán polynom 3. stupně a následně příslušné hodnoty pro potřeby metod ZN a CHR. Následně je na obrázku 8.8 vyobrazena identifikace hodnot reálné soustavy pro nastavení podle ZN a CHR.

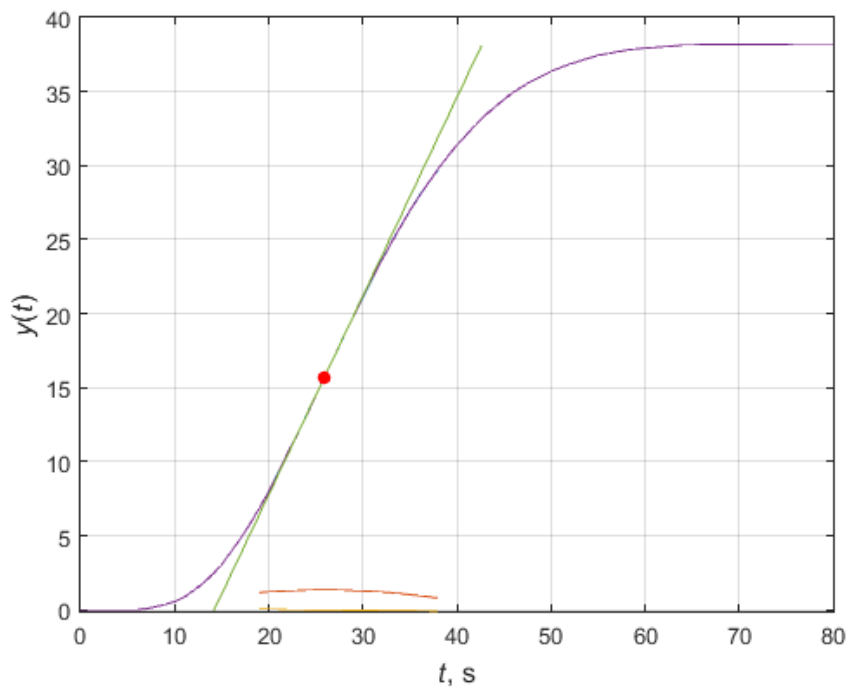
```

for i = 1:1:pocetHodnot2
    z = 3;
    for j = 1:1:4
        A(i,j) = t1(i)^z;
        z = z - 1;
    end
end
%%koeficienty polynomu vypoctene na zuzenem intervalu
pol = A\y1;
a = pol(1); b = pol(2); c = pol(3); d = pol(4);
x = t1(1):h:t1(end);
f = a.*x.^3 + b.*x.^2 + c.*x + d;
yd = 3.*a.*x.^2 + 2.*b.*x + c;
y2d = 6.*a.*x + 2.*b;
%%Vypocet souradnic inflexního bodu
ibx = -2*b/(6*a); %x-ova souradnice inflexního bodu
iby = a*ibx^3 + b*ibx^2 + c*ibx + d; %y-ova souradnice inflexního bodu
%%rovnice tečny y=kx+q
smer_k = max(yd); %smernici tečny - maximalni hodnota první derivace
q = iby - smer_k*ibx; %usek tečny dopocitan ze vztahu pro rovnici tečny
%%Doba nabehu a prutahu
Tu = (-q)/smer_k;
Tn = (yvek - q)/smer_k;
pod = Tu/Tn;

```

Obrázek 8.7 - Část kódu pro hledání inflexního bodu a význačných dob T_u a T_n

Z obrázku 8.8 je patrný inflexní bod a tečna vedená jím. Hodnota T_u odpovídá bodu, kde tečna protíná osu t . Naopak hodnota T_n odpovídá hodnotě, kde by tečna protнула pomyslnou hranici v podobě asymptoty vedené hodnotou ustáleného stavu odezvy.



Obrázek 8.8 - Znázornění inflexního bodu a tečny v něm

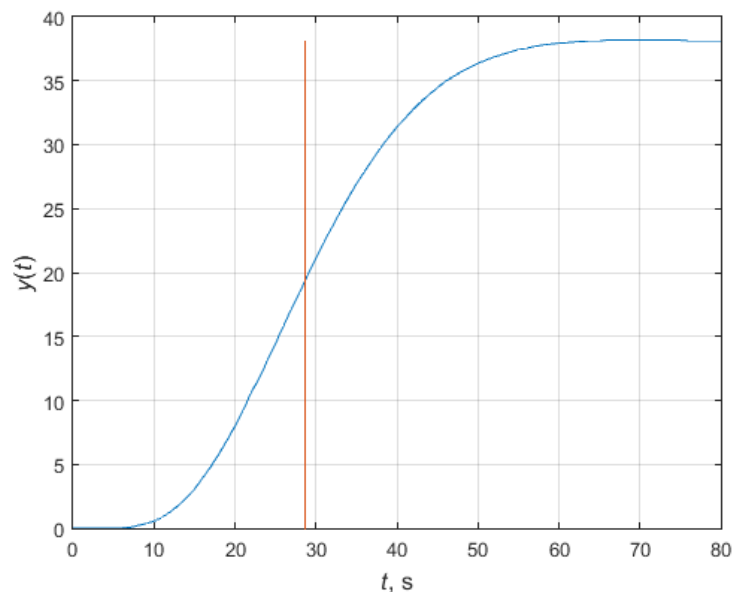
8.2.3 Určení parametrů regulátoru metodou Kuhna

Parametry regulátoru metodou nastavení dle Kuhna jsou vyčísleny na základě souhrnné časové konstanty T_{Σ} . Získání této konstanty je teoreticky popsáno v kapitole 3.4. Je zde využito vypočtu integrální plochy pomocí numerické integrace. Na obrázku 8.9 lze vidět algoritmus pro nalezení souhrnné časové konstanty T_{Σ} .

```
yK = ynek - y;
plochaAK(1) = (h/3)*y(1);
plochaAK(end) = (h/3)*yK(end);
for j = 2:1:pocetHodnot-1
    if rem(j,2) == 0
        plochaAK(j) = yK(j)*2;
    else
        plochaAK(j) = yK(j)*4;
    end
end
IntegralAK(1) = plochaAK(1);
for k = 2:1:pocetHodnot
    IntegralAK(k) = plochaAK(k) + IntegralAK(k-1);
end
IntegralAK = IntegralAK*(h/3);
Tsum = IntegralAK(end)/ynek; %vypocet souhrne casove konstanty
```

Obrázek 8.9 - Algoritmus pro nalezení souhrnné časové konstanty T_{Σ}

Obrázek 8.10 ilustruje grafické zobrazení polohy T_{Σ} , kde platí rovnost ploch P1 a P2, jak bylo popsáno v kapitole 3.4. Její hodnota odpovídá průsečíku svislé přímky s osou x.



Obrázek 8.10 - Grafické zobrazení polohy souhrnné časové konstanty T_{Σ}

8.2.4 Nalezené parametry PID regulátoru

V tabulce 8.1 jsou zobrazeny hodnoty pro nastavení PID regulátoru pomocí jednotlivých využitých metod.

Tabulka 8.1 – Parametry PID regulátoru reálné soustavy

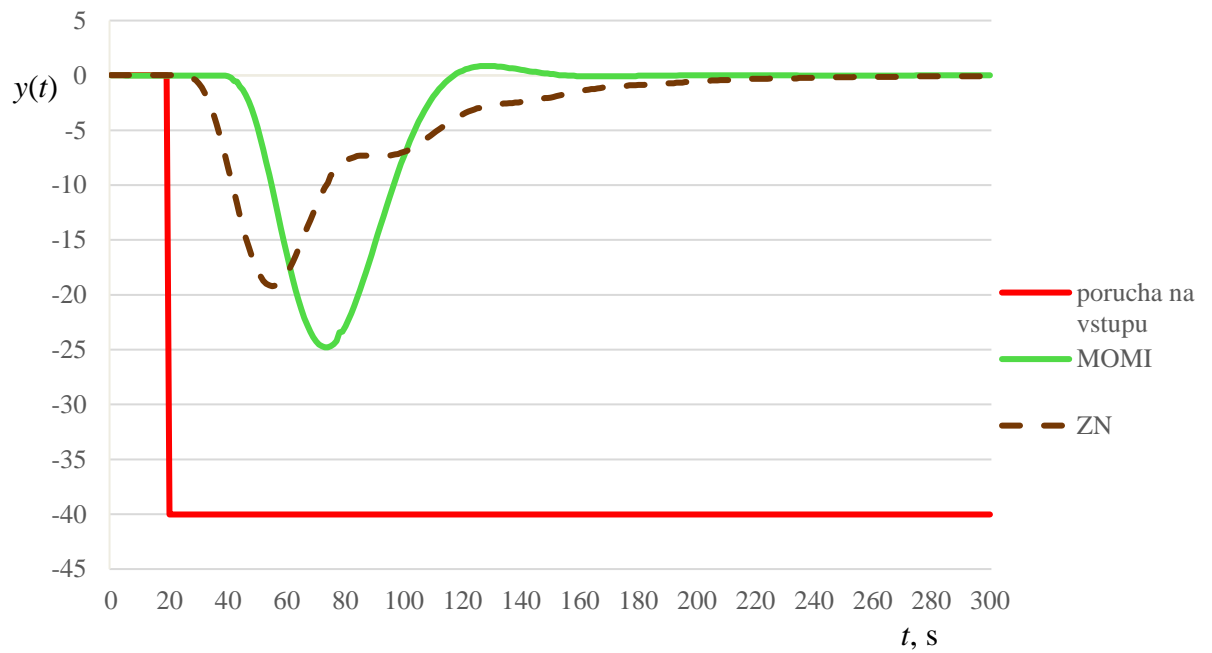
Metoda	r	T_i	T_d
MOMI	0,731	16,6751	5,1489
ZN	1,3965	35,5734	8,8934
CHR	2,9482	70,7433	8,3598
Kuhn	1,0534	23,585	5,9677

8.3 VÝSLEDNÉ REGULAČNÍ POCHODY

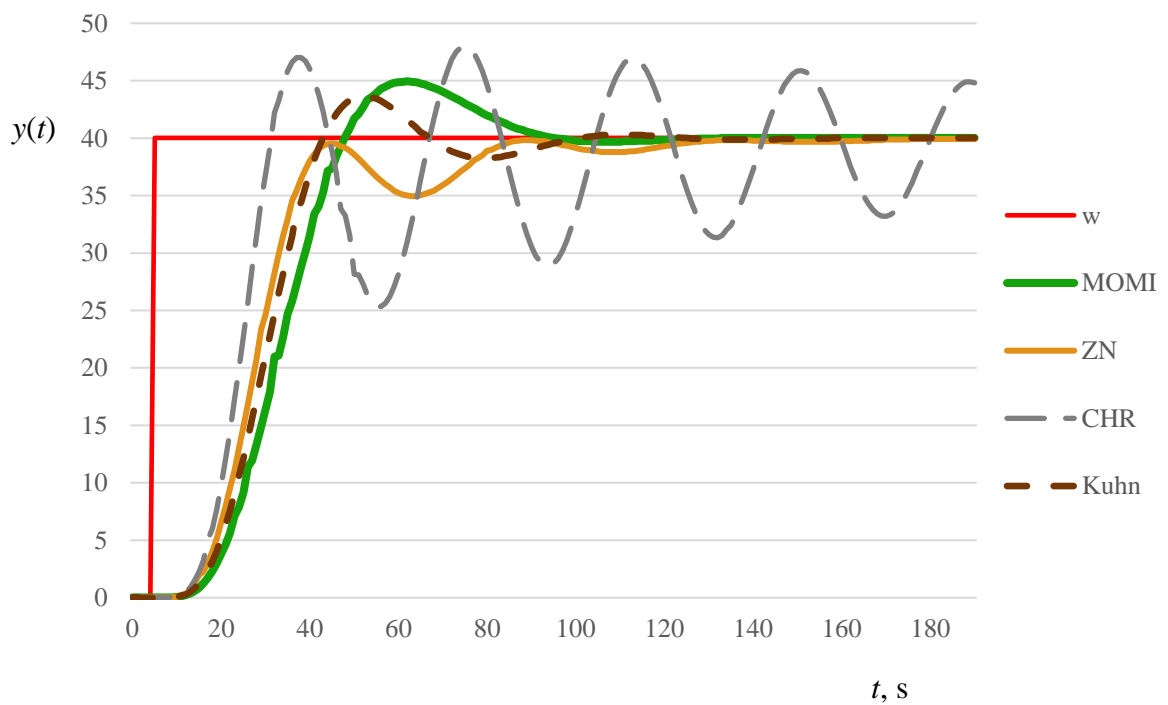
Nalezené parametry PID regulátoru jednotlivými metodami nastavení, uvedené v tabulce 8.1, byly použity pro řízení reálného systému. Výsledné regulační pochody, ať pro sledování žádané hodnoty či odregulování poruchy (v případě metody MOMI), byly naměřeny na soustavě a zobrazeny v prostředí LabCtrl 2.0, odkud pak byly následně exportována data do textového souboru. Za využití tabulkového procesoru Microsoft Excel byly vykresleny regulační pochody pro sledování žádané hodnoty jednotlivých metod do jednoho grafu. A to hlavně z důvodu, aby byla patrná vhodnost či nevhodnost využitých metod pro řízení dané reálné soustavy. Na obrázku 8.12 je porovnání výsledných regulačních pochodů sledování žádané hodnoty jednotlivých metod nastavení PID regulátoru.

Z obrázku je zřejmé, že regulační pochod při nastavení parametrů regulátoru metodou MOMI se nejrychleji ustálí na žádané hodnotě. Vykazuje lehký překmit, ale poté se již plynule ustaluje. Podobného průběhu je docíleno nastavením pomocí metody Kuhna. U této metody jsou však viditelné lehké překmity a podkmity. Metody ZN a CHR naplnily očekávání a vykazují kmitavější průběhy. Nastavením dle CHR však regulační pochod kmitá již příliš, s malou tendencí snížení amplitudy kmitů.

Dále bylo testováno odregulování poruchy na vstupu. Porucha působící na vstupu systému ovlivňuje výstup odezvy. Hlavním úkolem PID regulátoru je co nejrychleji potlačit působení poruchy a pokračovat ve sledování žádané hodnoty. Na obrázku 8.11 je vyobrazen regulační pochod eliminace poruchy na vstupu reálného zařízení za využití nastavení PID regulátoru metodou MOMI a metodou ZN. I přesto, že metoda MOMI dosahuje větší amplitudy výstupní veličiny, průběh eliminace poruchy na vstupu je příznivější než u metody dle ZN. Doba ustálení je u metody ZN delší, dále také vykazuje lehce kmitavý průběh.



Obrázek 8.11 - Porovnání metody MOMI a ZN při eliminaci poruchy na vstupu



Obrázek 8.12 - Porovnání metod při sledování žádané hodnoty

ZÁVĚR

Výsledkem této práce je navržený nástroj na hledání nastavení parametrů PID regulátoru metodou MOMI pro řízení jednorozměrných lineárních systémů s dopravním zpožděním. Nástroj, v podobě skriptu v prostředí MATLAB, z naměřených dat na reálném zařízení provede výpočet parametrů pro PID regulátor.

Nastavení PID regulátoru metodou MOMI bylo nejprve testováno na vytvořených modelech a porovnáváno s nastaveními pomocí metod ZN, CHR a Kuhn. Za účelem testování byl vytvořen skript v prostředí MATLAB. Simulované výsledky odpovídají předpokladům, takže navržené algoritmy lze považovat za správně vytvořené.

Na základě správných simulovaných výsledků bylo možné využít algoritmus pro ověření na reálné soustavě a vypočítat tedy hledané parametry PID regulátoru. Samotný skript pro reálnou soustavu obsahuje jak výpočetní algoritmy, tak i nástroje pro vyobrazení dílčích ilustrujících postupů při hledání parametrů u jednotlivých metod. Pro získání výsledků v podobě regulačních pochodů byly nalezené parametry PID regulátoru nastaveny v prostředí LabCtrl 2.0.

Výsledné regulační pochody na reálném zařízení se do jisté míry ztotožňují s výsledky simulovanými, a proto je možné cíl práce označit za splněný.

POUŽITÁ LITERATURA

- BALÁTĚ, J. 2003. *Automatické řízení*. Praha: BEN - technická literatura. 664 s. ISBN 80-7300-020-2.
- CVEJN, J. 2007. Elektronický studijní materiál k předmětu Automatizace I. *Řízení procesů* [online]. Pardubice: Univerzita Pardubice, FEI. 1. 11. 2007, s. 112 [cit. 2017-04-21].
- CVEJN, J. 2017. Reálná soustava. Pardubice: Osobní sdělení.
- ČERMÁK, L.; HLAVIČKA, R. 2006. Numerické metody. *Ústav matematiky FSI VUT Brno* [online]. [cit. 2017-04-09]. Dostupné z: http://mathonline.fme.vutbr.cz/getFile.aspx?id_file=242
- DUŠEK, F. 2000. *MATLAB a SIMULINK: úvod do používání*. Vyd. 1. Pardubice: Univerzita Pardubice. 146 s. ISBN 80-7194-273-1.
- HLADÍKOVÁ, H. 2011. *Metody konstrukce výnosové křivky státních dluhopisů na českém dluhopisovém trhu*. Disertační práce. Praha: VŠE, Fakulta financí a účetnictví, Katedra bankovníctví a pojišťovnictví. 155 s. Školitel: J. Radová.
- HLAVA, J. 2000. *Prostředky automatického řízení II: analogové a číselné regulátory, elektrické pohony, průmyslové komunikační systémy*. Praha: České vysoké učení technické. 160 s. ISBN 80-01-02221-8.
- CHIEN, K. L.; HRONES, J. A.; RESWICK, J. B. 1952. On the Automatic Control of Generalized Passive Systems. *Transaction of ASME* 74. s. 175-185.
- KUBÍK, S; KOTEK, Z; STREJC, V; ŠTĚCHA, J. 1982. *Teorie automatického řízení*. Praha: Státní nakladatelství technické literatury. Teoretická knihovna inženýra.
- KUHN, U. 1995. Eine praxisnahe Einstellregel für PID-Regler: Die T-Summen-Regel, In: *Automatisierungstechnische praxis*, Oldenbourg: AtP. s.10-16, ISSN 0340-4730.
- KUČERA, R.; MORÁVKOVÁ, Z. 2015. Numerická matematika. *Katedra matematiky a deskriptivní geometrie VŠB-TU Ostrava*. [online]. [cit. 2017-04-09]. Dostupné z: home1.vsb.cz/~kuc14/textyNM/FINALNI_VERZE_CD.pdf
- PROKOP, R.; MATUŠŮ, R.; PROKOPOVÁ, Z. 2006. *Teorie automatického řízení - lineární spojité dynamické systémy*. Zlín: Univerzita Tomáše Bati ve Zlíně. 102 s. ISBN 80-7318-369-2.
- SIGMON, K. ©1989. MATLAB Primer. MFF UK Praha [online]. [cit. 2015-04-10]. Dostupné z: <http://artax.karlin.mff.cuni.cz/~beda/cz/matlab/primer/matlab-primer.html>
- VRANČIĆ, D; JURIČIĆ, D; STRMČNIK, S; HANUS, R. 1999. Closed-Loop Tuning of the PID Controller by Using MOMI Method. In: *Proceedings of the American Control Conference*. San Diego, California, 2.-4. June 1999.
- VRANČIĆ, D. 2012. Magnitude Optimum Techniques for PID Controllers. In: PANDA, R. C. *Introduction to PID Controllers – Theory, Tuning and Applications to Frontier Areas*. Rijeka: Intech. s. 75 – 102. ISBN 978-953-307-927-1.
- ZIEGLER, J. G.; NICHOLS, N. B. 1942. Optimum Settings for Automatic Controllers. *Transaction of ASME* 64 [online]. [cit. 2017-05-02]. Dostupné z: [http://staff.guilan.ac.ir/staff/users/chaibakhsh/fckeditor_repo/file/documents/Optimum%20Settings%20for%20Automatic%20Controllers%20\(Ziegler%20and%20Nichols,%201942\).pdf](http://staff.guilan.ac.ir/staff/users/chaibakhsh/fckeditor_repo/file/documents/Optimum%20Settings%20for%20Automatic%20Controllers%20(Ziegler%20and%20Nichols,%201942).pdf)

PŘÍLOHY

A - CD

B - Zdrojový kód souboru Vypocet_parametru_RS.m

Příloha k diplomové práci

Návrh PID regulátoru pro řízení systému s dopravním zpožděním metodou
MOMI

Bc. Jiří Pilgr

CD

Obsah

- 1 Text diplomové práce ve formátu DOCX a PDF
PilgrJ_NavrhPID_JC_2017.docx.
PilgrJ_NavrhPID_JC_2017.pdf.
- 2 Úplný zdrojový kód aplikace (Program.zip).

Příloha k diplomové práci

Návrh PID regulátoru pro řízení systému s dopravním zpožděním metodou
MOMI

Bc. Jiří Pilgr

Zdrojový kód souboru Vypocet_parametru_RS.m

Příloha B – Zdrojový kód souboru Vypocet_parametru_RS.m

```
%-----  
%NACTENI DAT A NORMALIZACE DAT  
%-----  
%pocatecni upresneni parametru  
load u_usek.txt  
load y_usek.txt  
u = u_usek(1:end); y = y_usek(1:end);  
pocetHodnot = length(y);  
t = 0:1:pocetHodnot-1;  
yprv = y(1); ynek = y(end); %hodnota y na pocatku a v ustalenem stavu  
dy = ynek - yprv;  
umax = max(u); umin = min(u);  
du = umax - umin;  
h = t(2)-t(1);  
K = dy/du;  
%-----  
%VYPOCET METOD  
%-----  
%MOMI  
%simpson  
A = zeros(1,5);  
plocha = zeros(pocetHodnot,5);  
Integral = zeros(pocetHodnot,5);  
yi = zeros(pocetHodnot,5); %hodnoty pro vykresleni  
yip = zeros(pocetHodnot,5); %prepocetene hodnoty  
KPR = K;  
y0 = zeros(pocetHodnot,1);  
for i = 1:1:pocetHodnot  
    y0(i) = (y(i) - yprv)/du;  
end  
yip(:,1) = KPR - y0;  
for z = 1:1:5  
    plocha(1,z) = (h/3)*yip(1,z);  
    plocha(end,z) = (h/3)*yip(end,z);  
    for j = 2:1:pocetHodnot-1  
        if rem(j,2) == 0  
            plocha(j,z) = yip(j,z)*2;  
        else  
            plocha(j,z) = yip(j,z)*4;  
        end  
    end  
    Integral(1,z) = plocha(1,z);  
    for k = 2:1:pocetHodnot  
        Integral(k,z) = plocha(k,z) + Integral(k-1,z);  
        yi(k,z) = Integral(k,z)*(h/3);  
    end  
    A(z) = yi(end,z);  
    yip(:,z+1) = yi(end,z) - yi(:,z);  
end  
A1 = A(1); A2 = A(2); A3 = A(3); A4 = A(4); A5 = A(5);  
%-----  
%ZN z prechodove charakteristiky pomoci prolozeni polynomu 3.radu  
%%priprava dat na prolozeni  
%%je nutne cely interval zuzit pro presnejsi nalezeni inflexniho bodu  
ind = zeros(pocetHodnot,1);  
ind2 = zeros(pocetHodnot,1);  
for i = 1:1:pocetHodnot  
    if y(i) < 0.0202  
        ind(i) = i;
```

```

else
    i = i + 1;
end
end
for i = 1:1:pocetHodnot
    if y(i) < 0.8*ynek
        ind2(i) = i;
    else
        i = i + 1;
    end
end
end
%%zuzene intervaly
ind_d = max(ind);
ind_d = ind_d + 20;
ind_h = max(ind2);
t1 = t(ind_d:ind_h);
y1 = y(ind_d:ind_h);
pocetHodnot2 = length(t1);
A = zeros(pocetHodnot2,4);

for i = 1:1:pocetHodnot2
    z = 3;
    for j = 1:1:4
        A(i,j) = t1(i)^z;
        z = z - 1;
    end
end
end
%%koeficienty polynomu vypoctene na zuzenem intervalu
pol = A\y1;
a = pol(1); b = pol(2); c = pol(3); d = pol(4);
x = t1(1):h:t1(end);
f = a.*x.^3 + b.*x.^2 + c.*x + d;
yd = 3.*a.*x.^2 + 2.*b.*x + c;
y2d = 6.*a.*x + 2.*b;
%%Vypocet souradnic inflexniho bodu
ibx = -2*b/(6*a); %x-ova souradnice inflexniho bodu
iby = a*ibx^3 + b*ibx^2 + c*ibx + d; %y-ova souradnice inflexniho bodu
%%rovnice tecny y=kx+q
smer_k = max(yd); %smernici tecny - maximalni hodnota prvni derivace
q = iby - smer_k*ibx; %usek tecny dopocitan ze vztahu pro rovnici tecny
%%Doba nabehu a prutahu
Tu = (-q)/smer_k;
Tn = (ynek - q)/smer_k;
pod = Tu/Tn;
%-----
%KUHN
plochaAK = zeros(pocetHodnot,1);
IntegralAK = zeros(pocetHodnot,1);
yK = ynek - y;
plochaAK(1) = (h/3)*y(1);
plochaAK(end) = (h/3)*yK(end);
for j = 2:1:pocetHodnot-1
    if rem(j,2) == 0
        plochaAK(j) = yK(j)*2;
    else
        plochaAK(j) = yK(j)*4;
    end
end
end
IntegralAK(1) = plochaAK(1);
for k = 2:1:pocetHodnot
    IntegralAK(k) = plochaAK(k) + IntegralAK(k-1);
end

```

```

end
IntegralAK = IntegralAK*(h/3);
Tsum = IntegralAK(end)/ynek; %vypocet souhrne casove konstanty
%-----
%PARAMETRY PID REGULATORU
%-----
%%parametry PID - MOMI
TdMOMI = (A3*A4 - A2*A5)/(A3^2 - A1*A5);
rMOMI = (A3)/(2*(A1*A2 - A3*KPR - TdMOMI*A1^2));
TiMOMI = A3/(A2 - TdMOMI*A1);
%---
%%parametry PID-ZN
rZN = 0.45*1/(K*pod);
TiZN = 2*Tu;
TdZN = 0.5*Tu;
%---
%%parametry PID-CHR
rCHR = 0.95*Tn/(K*Tu);
TiCHR = 1.35*Tn;
TdCHR = 0.47*Tu;
%---
%%parametry PID-KUHN(normalni nastaveni)
rKUHN = 1/K;
TiKUHN = 0.66*Tsum;
TdKUHN = 0.167*Tsum;
%-----
%VYKRESLENI GRAFU
%-----
%%vykresleni odezvy RS na skokovy vstupni signal
figure
plot(t,y,'DisplayName','\ity\rm','Linewidth',1)
hold on
plot(t,u,'DisplayName','\itw\rm','Linewidth',1)
grid on
legend('show','Location','southeast')
xlabel ('\itt\rm, s', 'FontSize', 12 );
ylabel ('\ity\rm(\itt\rm)', 'FontSize', 12 );
%-----
%%vykresleni jednotlivých ploch MOMI
figure
subplot(3,2,[1 2])
plot(t,y0)
title('A1')
grid on
xlim([0 150])
subplot(3,2,3)
plot(t,yi(:,1))
title('A2')
grid on
xlim([0 150])
subplot(3,2,4)
plot(t, yi(:,2))
title('A3')
grid on
xlim([0 150])
subplot(3,2,5)
plot(t, yi(:,3))
title('A4')
grid on
xlim([0 150])
subplot(3,2,6)

```

```

plot(t, yi(:,4))
title('A5')
grid on
xlim([0 150])
%-----
%%vykresleni prolozeni polynomem ZN
yt1 = -0.1;
xt1 = (yt1 - q)/smer_k;
yt2 = ynek + 0.1;
xt2 = (yt2 - q)/smer_k;
xt = [xt1 xt2];
yt = [yt1 yt2];
figure
plot(x,f,x,yd,x,y2d,t,y)
hold on
plot(xt,yt)
hold on
plot(ibx,iby,'r.', 'Linewidth', 2, 'Markersize', 20)
hold off
grid on
xlabel ( '\itt\rm, s', 'FontSize', 12 );
ylabel ( '\ity\rm(\itt\rm)', 'FontSize', 12 );
xlim([0 80])
%-----
%%vykresleni souhrne casove konstanty KUHN
x_K = linspace(Tsum,Tsum,20);
y_K = linspace(0,ynek+0.1,20);
figure
plot(t,y,x_K,y_K)
grid on
xlabel ( '\itt\rm, s', 'FontSize', 12 );
ylabel ( '\ity\rm(\itt\rm)', 'FontSize', 12 );
xlim([0 80])

```