

Experimentální ověření metod návrhu konvenčních regulátorů při řízení laboratorního modelu teplovzdušného tunelu

Experimental verification of conventional controllers design
methods in regulation of laboratory model of air-heating tunnel

Bc. Jana Vyoralová

Univerzita Tomáše Bati ve Zlíně
Fakulta aplikované informatiky
Ústav automatizace a řídicí techniky
akademický rok: 2008/2009

ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

(PROJEKTU, UMĚLECKÉHO DÍLA, UMĚLECKÉHO VÝKONU)

Jméno a příjmení: **Bc. Jana VYORALOVÁ**
Studijní program: **N 3902 Inženýrská informatika**
Studijní obor: **Automatické řízení a informatika**

Téma práce: **Experimentální ověření metod návrhu konvenčních regulátorů při řízení laboratorního modelu teplovzdušného tunelu**

Zásady pro vypracování:

1. Zpracujte literární rešerši dané problematiky.
2. Nastudujte a popište vybrané metody návrhu spojitých regulátorů se zaměřením na regulátory standardního typu PI či PID (např. nastavení z přechodové charakteristiky, Naslin, Whiteley, Cohen-Coon, CHR, vyvážené nastavení, metoda požadovaného modelu, polynomiální syntéza či jiné).
3. Seznamte se s laboratorním modelem teplovzdušného tunelu a možnostmi jeho připojení k PC v programovém prostředí MATLAB.
4. Na laboratorním modelu zvolte vhodný jednorozměrný systém (vstup -- výstup) a proveďte identifikaci.
5. Pomocí popsaných metod navrhnete k dané soustavě regulátory a simulačně je otestujte.
6. Navržené regulátory aplikujte při řízení reálného modelu. Získané výsledky analyzujte a vyhodnoťte.

Rozsah práce:

Rozsah příloh:

Forma zpracování diplomové práce: tištěná/elektronická

Seznam odborné literatury:

1. BALÁTĚ, J. Automatické řízení. BEN -- technická literatura, Praha, 2003.
2. DUŠEK, F., HONC, D. Využití sériové linky pod MATLABem verze 6. In Proceedings of conference MATLAB 2002, Praha, 2002.
3. KLÁN, P., GOREZ, R. Vyvážené nastavení PI regulátorů. Automa, Vol. 6., No. 4., pp. 49-53, 2000.
4. KLÁN, P., HONC, D., JINDŘICH, J. Nová měřicí jednotka CTRL V3. In Proceedings of conference MATLAB 2003, Praha, 2003.
5. MATUŠŮ, R. Robust Control of Systems with Parametric Uncertainty: An Algebraic Approach. Doctoral Thesis, Faculty of Applied Informatics, Tomas Bata University in Zlín, 2007.
6. PROKOP, R., MATUŠŮ, R., PROKOPOVÁ, Z. Teorie automatického řízení -- lineární spojité dynamické systémy. Skriptum FAI UTB ve Zlíně, 2006.
7. SMUTNÝ, L., ŠKUTA, J., FARNÍK, J. Model teplovzdušného obvodu. Technická zpráva k HS 311107 "Technická pomoc při návrhu a zhotovení modelu teplovzdušného obvodu", VŠB-TU Ostrava, 2002.
8. ŠULC, B., VÍTEČKOVÁ, M. Teorie a praxe návrhu regulačních obvodů. Vydavatelství ČVUT, Praha, 2004.

Vedoucí diplomové práce:

Ing. Radek Matušů, Ph.D.

Ústav automatizace a řídicí techniky

Datum zadání diplomové práce:

27. února 2009

Termín odevzdání diplomové práce:

20. května 2009

Ve Zlíně dne 27. února 2009

prof. Ing. Vladimír Vašek, CSc.
děkan



prof. Ing. Vladimír Vašek, CSc.
ředitel ústavu

ABSTRAKT

Diplomová práce se zabývá experimentálním ověřením metod návrhu spojitéch konvenčních regulátorů při řízení laboratorního modelu teplovzdušného obvodu, který byl vyvinut na katedře ATR VŠB-TU Ostrava. Na tomto modelu byl zvolen jednorozměrný systém (vstup – ovládací napětí otáček čelního ventilátoru a výstup – vrtulkový průtokoměr), pro který byly navrženy regulátory standardního typu PI a PID. Výstupem jsou pak simulační a skutečné průběhy sledovaných veličin a závěrečné zhodnocení jednotlivých metod z hlediska kvality regulace. Byl také sestaven ovládací modul, který umožňuje řízení laboratorního modelu pro popisovaný systém a použité metody.

KLÍČOVÁ SLOVA

Teplovzdušný tunel, Matlab, Simulink, syntéza regulačního obvodu, identifikace.

ABSTRACT

The aim of the diploma thesis is in experimental verification of continuous-time conventional controllers design methods in regulation of laboratory model of air-heating tunnel, which was developed at ATR department of VŠB-TU in Ostrava. In this model, a single-input single-output (SISO) system (input - regulable voltage of front fan and output - vane flow-meter) was selected. The controllers of standard type PI and PID were designed for this system. The output is then the simulated and real runs of watched variables and the final assessment of the individual methods from the regulation quality aspect. A controlling module was also constructed. This controlling module makes possible to control the laboratory model for the described system and the used methods.

KEYWORDS:

Air-heating tunnel, Matlab, Simulink, control loop synthesis, identification.

PODĚKOVÁNÍ

Na tomto místě bych chtěla poděkovat Ing. Radkovi Matušů, Ph.D. za odborné vedení, cenné rady a připomínky, které mi poskytoval při řešení diplomové práce.

Prohlašuji, že

- beru na vědomí, že odevzdáním diplomové/bakalářské práce souhlasím se zveřejněním své práce podle zákona č. 111/1998 Sb. o vysokých školách a o změně a doplnění dalších zákonů (zákon o vysokých školách), ve znění pozdějších právních předpisů, bez ohledu na výsledek obhajoby;
- beru na vědomí, že diplomová/bakalářská práce bude uložena v elektronické podobě v univerzitním informačním systému dostupná k prezenčnímu nahlédnutí, že jeden výtisk diplomové/bakalářské práce bude uložen v příruční knihovně Fakulty aplikované informatiky Univerzity Tomáše Bati ve Zlíně a jeden výtisk bude uložen u vedoucího práce;
- byl/a jsem seznámen/a s tím, že na moji diplomovou/bakalářskou práci se plně vztahuje zákon č. 121/2000 Sb. o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon) ve znění pozdějších právních předpisů, zejm. § 35 odst. 3;
- beru na vědomí, že podle § 60 odst. 1 autorského zákona má UTB ve Zlíně právo na uzavření licenční smlouvy o užití školního díla v rozsahu § 12 odst. 4 autorského zákona;
- beru na vědomí, že podle § 60 odst. 2 a 3 autorského zákona mohu užít své dílo – diplomovou/bakalářskou práci nebo poskytnout licenci k jejímu využití jen s předchozím písemným souhlasem Univerzity Tomáše Bati ve Zlíně, která je oprávněna v takovém případě ode mne požadovat přiměřený příspěvek na úhradu nákladů, které byly Univerzitou Tomáše Bati ve Zlíně na vytvoření díla vynaloženy (až do jejich skutečné výše);
- beru na vědomí, že pokud bylo k vypracování diplomové/bakalářské práce využito softwaru poskytnutého Univerzitou Tomáše Bati ve Zlíně nebo jinými subjekty pouze ke studijním a výzkumným účelům (tedy pouze k nekomerčnímu využití), nelze výsledky diplomové/bakalářské práce využít ke komerčním účelům;
- beru na vědomí, že pokud je výstupem diplomové/bakalářské práce jakýkoliv softwarový produkt, považují se za součást práce rovněž i zdrojové kódy, popř. soubory, ze kterých se projekt skládá. Neodevzdání této součásti může být důvodem k neobhájení práce.

Prohlašuji,

že jsem na diplomové práci pracoval samostatně a použitou literaturu jsem citoval.
V případě publikace výsledků budu uveden jako spoluautor.

Ve Zlíně 18.5.2009

.....
Podpis diplomanta

OBSAH

ÚVOD	9
TEORETICKÁ ČÁST	10
1 ZÁKLADNÍ POJMY	11
2 IDENTIFIKACE REGULOVANÝCH SOUSTAV	15
2.1 METODA NEJMENŠÍCH ČTVERCŮ.....	15
3 SYNTÉZA REGULAČNÍHO OBVODU	17
3.1 METODY SYNTÉZY PRO REGULÁTORY S PEVNĚ DANOU STRUKTUROU	17
3.1.1 Ziegler-Nicholsova (Z-N) metoda kritického zesílení	17
3.1.2 Nastavení regulátoru z přechodové charakteristiky	19
3.1.3 Chien, Hrones a Reswickova metoda (CHR metoda).....	19
3.1.4 Cohen-Coonova metoda.....	20
3.1.5 Fruehaufova metoda.....	21
3.1.6 Metoda vyváženého nastavení	22
3.1.7 Naslinova metoda.....	22
3.1.8 Whiteleyova metoda.....	23
3.1.9 Metoda požadovaného modelu (dříve označována jako met. inverze dynamiky)	25
3.2 METODY SYNTÉZY PRO REGULÁTORY S PEVNĚ DANOU STRUKTUROU	31
3.2.1 Obecná struktura regulačního obvodu pro konfiguraci 1DOF a 2DOF	31
3.2.2 1DOF konfigurace systému řízení	31
3.2.3 2DOF konfigurace systému řízení	35
3.3 VYTVÁŘENÍ DISKRÉTNÍCH NÁHRAD SPOJITÝCH PID REGULÁTORŮ.....	40
3.3.1 Spojitá verze PID regulátoru	40
3.3.2 Diskrétní náhrady spojitého operací v číslicovém PID regulátoru	40
3.3.3 Polohový a přírůstkový algoritmus	42
3.4 KVALITA REGULACE.....	43
PRAKTICKÁ ČÁST	45
4 MODEL TEPOVZDUŠNÉHO OBVODU	46
4.1 MIKROPOČÍTAČOVÁ JEDNOTKA CTRL.....	46
4.2 POPIS LABORATORNÍHO MODELU	47
4.3 KOMUNIKACE S JEDNOTKOU CTRL	49
5 IDENTIFIKACE TEPOVZDUŠNÉHO MODELU	50
5.1 STATICKÁ CHARAKTERISTIKA	50
5.2 IDENTIFIKACE SYSTÉMU	52
5.3 URČENÍ ÚČELOVÉ FUNKCE	52
5.4 ŘEŠENÍ IDENTIFIKACE PŘECHODOVÉ CHARAKTERISTIKY METODOU NEJMENŠÍCH ČTVERCŮ POMOCÍ MODULU „ŘEŠITEL“ V APLIKACI MICROSOFT EXCEL 2007	53
6 SYNTÉZA REGULAČNÍHO OBVODU – VÝPOČET, SIMULACE A APLIKACE PŘI REÁLNÉM ŘÍZENÍ MODELU	56
6.1 METODY SYNTÉZY PRO REGULÁTORY S PEVNĚ DANOU STRUKTUROU	56
6.1.1 Ziegler-Nicholsova (Z-N) metoda kritického zesílení	57
6.1.2 Nastavení regulátoru z přechodové charakteristiky	57

6.1.3	Chien, Hrones a Reswickova metoda (CHR metoda).....	61
6.1.4	Cohen-Coonova metoda.....	65
6.1.5	Fruehaufova metoda.....	69
6.1.6	Metoda vyváženého nastavení	73
6.1.7	Naslinova metoda.....	75
6.1.8	Whiteleyova metoda.....	80
6.1.9	Metoda požadovaného modelu	84
6.2	METODY SYNTÉZY PRO REGULÁTORY S OBECNOU STRUKTUROU	89
6.2.1	1DOF konfigurace systému řízení	89
6.2.2	2DOF konfigurace systému řízení	93
6.3	GRAFICKÉ PROSTŘEDÍ PRO ŘÍZENÍ LABORATORNÍHO MODELU.....	102
6.4	POROVNÁNÍ VYBRANÝCH METOD SYNTÉZY PODLE KVALITY REGULACE	105
	ZÁVĚR	108
	CONCLUSION	110
	SEZNAM POUŽITÉ LITERATURY.....	112
	SEZNAM POUŽITÝCH SYMBOLŮ A ZKRATEK.....	114
	SEZNAM OBRÁZKŮ	116
	SEZNAM TABULEK.....	120
	SEZNAM PŘÍLOH.....	121

ÚVOD

Diplomová práce se zabývá experimentálním ověřením metod návrhu spojitých konvenčních regulátorů při řízení laboratorního modelu teplovzdušného obvodu, který byl vyvinut na katedře ATR VŠB-TU Ostrava a to se zaměřením na regulátory standardního typu PI a PID.

V teoretické části práce jsou popsány vybrané metody identifikace a syntézy. Identifikací zjišťujeme matematické modely systémů a jejich statické a dynamické vlastnosti. Syntézou regulačního obvodu rozumíme stanovení struktury a parametrů regulačního obvodu tak, aby byly splněny požadavky, které klademe na regulační pochod. K dispozici je celá řada dobře využitelných metod (např. Ziegler-Nicholsova metoda kritického zesílení, nastavení regulátoru z přechodové charakteristiky, CHR metoda, Cohen-Coonova metoda, Fruehafova metoda, metoda vyváženého nastavení, Naslinova metoda, Whiteleyova metoda, metoda požadovaného modelu, polynomiální syntéza atd.).

V praktické části práce byl na laboratorním modelu teplovzdušného obvodu zvolen jednorozměrný systém (vstup – ovládací napětí otáček čelního ventilátoru a výstup – vrtulkový průtokoměr) a provedeny identifikační experimenty, které vedly k získání matematického modelu regulované soustavy. Pomocí v teoretické části popsaných metod syntézy byly pro tento matematický model navrženy regulátory, které byly simulačně ověřeny v programovém prostředí MATLAB/Simulink. Následně byly navržené regulátory aplikovány při řízení laboratorního modelu a vyhodnoceny dosažené výsledky.

Při těchto experimentech (identifikace i řízení) bylo zjištěno, že daná soustava je nelineární. Nelinearity této soustavy jsou způsobeny samotnými konstrukčními vlastnostmi modelu i vlivem okolí a způsobují změny jeho statických i dynamických vlastností. Statické vlastnosti jsou dány zesílením soustavy, dynamické časovými konstantami a dynamickým zpožděním. Změny těchto parametrů pak měly výrazný vliv na řízení regulované soustavy.

Na závěr byl v programu MATLAB/GUIDE vytvořen ovládací modul, který umožňuje jak simulovat regulační pochod pro získané parametry regulátoru, tak samotné řízení dané reálné soustavy. Samozřejmostí je grafická vizualizace dosažených výsledků pro možnost porovnání simulačního a skutečného průběhu výstupní a akční veličiny.

TEORETICKÁ ČÁST

1 ZÁKLADNÍ POJMY

Řízení, regulace a ovládání

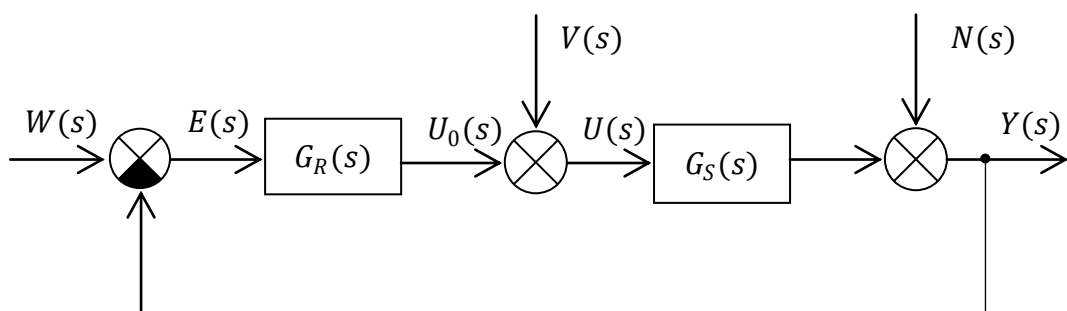
Řízení obecně je cílené působení na určitou vymezenou část reality – objekt tak, aby pochody a děje v něm probíhaly podle daných požadavků. Řízení dělíme na ovládání a regulaci.

Ovládání chápeme jako řízení v přímé (otevřené) struktuře, v níž chybí technickými prostředky realizovaná zpětná vazba.

Regulace je naopak založena na využití zpětné vazby. Její realizace technickými prostředky, které zajišťují nezpožděný přenos informací o skutečných hodnotách veličin, zajišťuje její automatickou funkci, zejména schopnost udržovat požadovaný stav při působení neočekávaných a nepředvídatelných vlivů okolí – poruch. Regulace (regulační obvod) je schopen realizovat změny požadovaného stavu a fungovat tak ve funkci řízení podle programu změn žádané hodnoty nebo ve funkci sledování (ručně prováděných) změn požadavků. [2]

Regulační obvod

Regulačním obvodem rozumíme soubor technických prostředků, kterými se na daném zařízení - objektu zabezpečuje automatické udržení vybraných veličin procesu na požadované hodnotě. Tvoří jej tedy technické zařízení samo (regulovaná soustava) a přístrojové vybavení, které bylo nutno přidat kvůli automatickému udržování (regulátor).



Obr. 1 - Schéma uzavřeného regulačního obvodu

Regulovaná soustava

Regulovaná soustava $G_S(s)$ je obvykle zjednodušená (modelová) představa o řízeném objektu a v něm probíhajících procesech významných pro regulaci. Regulovaná veličina y odráží stav procesu a na její hodnoty v čase jsou kladeny určité požadavky. Na požadované hodnotě se regulovaná veličina udržuje změnami akční veličiny u generovanými regulátorem podle určitého algoritmu. Poruchové veličiny v , n svými nedeterminovatelnými změnami (poruchami) způsobují nežádoucí změny regulované veličiny, které nelze odstranit jinak než změnami akční veličiny.

Regulátor

Regulátor je v abstraktní představě systém, jehož výstup reprezentují takové změny akční veličiny (akční zásahy), které vedou k odstraňování regulační odchylky e vytvářené jako rozdíl požadované (řídící) veličiny w a regulované veličiny y .

Mechanismus, podle kterého se v určitých okamžicích hodnotám do té doby zjištěné regulační odchylky přiřazují akční zásahy, je u lineárních regulátorů vyjádřeno rovnicí nebo přenosem regulátoru $G_R(s)$. Návrh jednosmyčkového regulačního obvodu v uspořádání podle Obr. 1 vyžaduje vhodné určení regulační funkce (syntézu regulátoru), se kterou se dosáhne při regulaci dané soustavy splnění určitých požadavků na průběh regulované veličiny (nebo také akční veličiny či regulační odchylky). Vhodnou regulační funkci lze zajistit buď výběrem a volbou typu z existující nabídky kombinací základních funkcí vytvářející tzv. regulátory s pevně danou strukturou (konvenční regulátory) nebo odvozením rovnice (přenosu) tzv. obecného (lineárního) regulátoru s optimalizovanou strukturou.

Typickými ukazateli kvality regulace jsou např. velikost maximálního přeregulování (překmit), doba regulace, integrální kritéria hodnocení průběhu regulační odchylky (lineární, kvadratická regulační plocha), poměrné tlumení atd. [2]

Regulátory s pevně danou strukturou

Jsou reprezentovány standardními kombinacemi proporcionální (P), integrační (I) a derivační (D) regulační funkce. Těžiště návrhu vedle výběru vhodné kombinace (v současné době převládá univerzálně použitelná funkce PID, u níž se v případě potřeby

některá složka činnosti potlačí nastavením) tvoří optimalizace hodnot stavitelných parametrů regulátoru. Jejich nastavení na optimální hodnoty může být provedeno experimentálně bez znalosti matematického modelu (v praxi považováno za značnou přednost) nebo analyticko-numerickými optimalizačními metodami, které vyžadují matematický model chování regulované soustavy. V obou případech je cílem optimalizace extremalizace některého ukazatele kvality regulace. [2]

Popis činnosti kombinovaného regulátoru:

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

kde:

$r_0 e(t)$ - proporcionální složka regulátoru

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

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

$\dots + T_2^2 u''(t) + T_2 u'(t) + u(t)$ - zpožďující členy regulátoru

Jde o popis činnosti skutečného PID regulátoru (PID regulátor se zpožďujícími členy). Po provedení Laplaceovy transformace můžeme přenos upravit do následujícího tvaru:

$$G_R(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = \frac{r_0 \left(1 + \frac{r_{-1}}{r_0} \frac{1}{s} + \frac{r_1}{r_0} s\right)}{1 + T_1 s + T_2^2 s^2} = \frac{K_P \left(1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s\right)}{1 + T_1 s + T_2^2 s^2} \quad (2)$$

kde:

r_0 - proporcionální konstanta regulátoru

r_{-1} - integrační konstanta regulátoru

r_1 - derivační konstanta regulátoru

T_I - integrační časová konstanta regulátoru

T_D - derivační časová konstanta regulátoru

$K_P = r_0$ - zesílení regulátoru

Pokud se časové konstanty zpožďujících členů položíme rovny nule ($T_1 = 0$, $T_2 = 0$), dostaneme přenos ideálního PID regulátoru:

$$G_R(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = K_P \left(1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s \right) = r_0 + \frac{r_{-1}}{s} + r_1 s = \frac{q_2 s^2 + q_1 s + q_0}{s} \quad (3)$$

Regulátory s optimalizovanou strukturou

Lze je popsat rovnicí nebo přenosem tzv. obecného lineárního regulátoru, jehož řád i koeficienty se v průběhu návrhu určují tak, aby byly splněny požadované podmínky optimální funkce regulačního obvodu vzhledem k vlastnostem soustavy. Jeho návrh se neobejde bez znalosti matematického popisu vlastností soustavy. [2]

Tab. 1 - Tabulka přenosů jednosmyčkového regulačního obvodu podle Obr. 1

Vstupy	Výstupy		
	Regulovaná veličina y	Akční veličina u	Regulační odchylka e
Žádaná veličina w	$G_{wy} = \frac{G_R(s)G_S(s)}{1 + G_R(s)G_S(s)}$	$G_{wu} = \frac{G_R(s)}{1 + G_R(s)G_S(s)}$	$G_{we} = \frac{1}{1 + G_R(s)G_S(s)}$
Poruchová veličina n	$G_{ny} = \frac{1}{1 + G_R(s)G_S(s)}$	$G_{nu} = -\frac{G_R(s)}{1 + G_R(s)G_S(s)}$	$G_{ne} = -\frac{1}{1 + G_R(s)G_S(s)}$
Poruchová veličina v	$G_{vy} = \frac{G_S(s)}{1 + G_R(s)G_S(s)}$	$G_{vu} = -\frac{G_R(s)G_S(s)}{1 + G_R(s)G_S(s)}$	$G_{ve} = -\frac{G_S(s)}{1 + G_R(s)G_S(s)}$

Ve všech přenosech je obsažen ve jmenovateli stejný přenosový výraz $1 + G_R(s)G_S(s)$ ze kterého, položí-li se roven nule, lze odvodit charakteristickou rovnicí obvodu:

$$1 + G_R(s)G_S(s) = 1 + \frac{Q(s)B(s)}{P(s)A(s)} \Leftrightarrow A(s)P(s) + Q(s)B(s) = 0 \quad (4)$$

Její řešení, tj. kořeny charakteristického polynomu $A(s)P(s) + Q(s)B(s)$, má určující význam pro chování a vlastnosti celého regulačního obvodu. Základní požadavek na funkci regulačního obvodu - stabilita regulačního obvodu je posuzována právě na základě analýzy polohy kořenů charakteristického polynomu v komplexní rovině kořenů, kdy u spojitě fungujících obvodů je třeba, aby kořeny charakteristického polynomu v komplexní rovině ležely nalevo od imaginární osy, tj. měly zápornou reálnou část. Charakteristický polynom obvodu je kromě testování stability také využíván při syntéze chování regulačního obvodu. [2]

2 IDENTIFIKACE REGULOVANÝCH SOUSTAV

Mnohdy nemusí být znám přenos regulované soustavy, proto je ho třeba nejprve získat, aby bylo možné provést syntézu regulačního obvodu. Jedním ze způsobů jak získat parametry regulované soustavy je aproximace přechodové charakteristiky řízeného systému nějakým vhodným modelem (přenosem). Identifikace přechodové charakteristiky je jednoduchá, neboť přechodová charakteristika se měří snadno, objekt se uvede do ustáleného stavu a poté je vstupní veličina změněna skokem na jinou hodnotu. Časový průběh výstupní veličiny přepočítaný na jednotkovou změnu vstupní veličiny je přechodovou charakteristikou.

2.1 Metoda nejmenších čtverců

Metoda nejmenších čtverců patří mezi metody regresní analýzy, které jsou vhodné pro vyšetřování statických i dynamických vztahů mezi veličinami ve vyšetřovaném objektu. Uvažujeme jednorozměrný stochastický proces popsáný modelem ARX, kde pro vektor parametrů a vektor dat předpokládáme $\deg a = \deg b = n, \deg d = 0$, tzn., že jejich rozměr je $\deg z = 2n$.

Vektor parametrů:

$$\Theta^T(k) = [a_1, a_2, \dots, a_n, b_1, b_2, \dots, b_n] \quad (5)$$

Vektor dat:

$$\varphi^T(k-1) =$$

$$= [-y(k-1), -y(k-2), \dots, -y(k-n), -u(k-1), -u(k-2), \dots, -u(k-n)] \quad (6)$$

Potom generování výstupní veličiny $y(k)$ v jednotlivých časových okamžicích můžeme vyjádřit maticovou rovnicí:

$$y = F\Theta + e \quad (7)$$

kde matice F o rozměru $(N-n; 2n)$ má tvar: (8)

$$F = \begin{bmatrix} -y(n) & -y(n-1) & \dots & -y(1) & u(n) & u(n-1) & \dots & u(1) \\ -y(n+1) & -y(n) & \dots & -y(2) & u(n+1) & u(n) & \dots & u(2) \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ -y(N-1) & -y(N-2) & \dots & -y(N-n) & u(N-1) & u(N-2) & \dots & u(N-n) \end{bmatrix}$$

a vektory y, e o rozměru $(N-n)$ mají tvar:

$$y^T = [y(n+1), y(n+2), \dots, y(N)] \quad (9)$$

$$e^T = [e_s(n+1), e_s(n+2), \dots, e_s(N)] \quad (10)$$

kde N je počet souborů naměřených vstupních a výstupních dat.

Z rovnice (10) lze určit chybu:

$$e = y - F\theta \quad (11)$$

a zavedeme kritérium:

$$J = e^T e = (y - F\theta)^T (y - F\theta) \quad (12)$$

minimum získáme, když první derivaci rovnice (12) podle vektoru parametrů θ položíme rovnu 0, tj.:

$$\left. \frac{\partial J}{\partial \theta} \right|_{\theta=\hat{\theta}} = 0 \quad (13)$$

Řešením rovnice (13) získáme základní maticový tvar pro odhad parametrů modelu metodou nejmenších čtverců ve tvaru:

$$\hat{\theta} = (F^T F)^{-1} F^T y \quad (14)$$

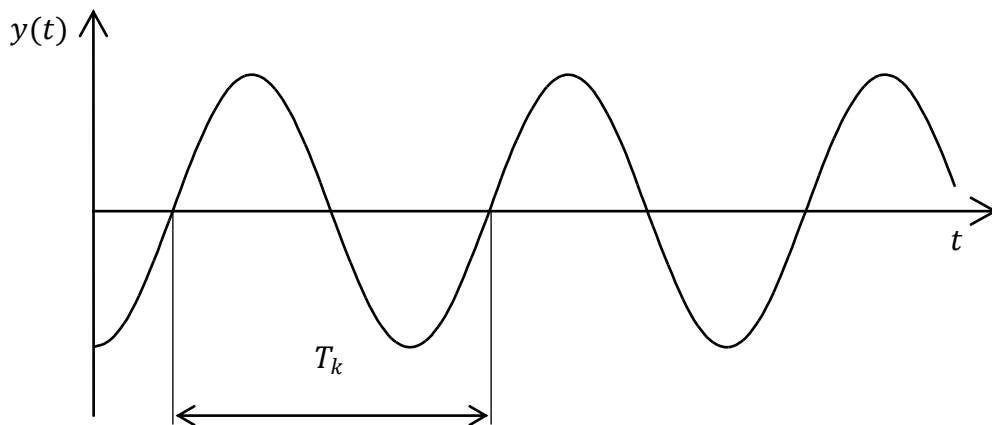
vztah (14) slouží pro jednorázový výpočet odhadů parametrů modelu procesu s použitím N souborů naměřených dat. [3]

3 SYNTÉZA REGULAČNÍHO OBVODU

3.1 Metody syntézy pro regulátory s pevně danou strukturou

3.1.1 Ziegler-Nicholsova (Z-N) metoda kritického zesílení

Základní myšlenkou je přivést obvod na hranici stability. Toho dosáhneme použitím pouze proporcionální složky PID regulátoru ve zpětné vazbě, derivační a integrační složky budou vyřazeny nastavením $T_I = \infty$ a $T_D = 0$, resp. $r_{-1} = 0$ a $r_1 = 0$. Vlivem proporcionální složky se zvyšuje zesílení K_P , resp. r_0 až k hodnotě K_{Pk} , resp. r_{0k} až do doby, kdy je obvod na hranici stability (netlumené kmity na výstupu z řízeného systému). Zesílení regulátoru, při kterém se tak stane, nazýváme kritickým zesílením $K_P = K_{Pk}$, resp. $r_0 = r_{0k}$ a periodu kritických kmitů $T = T_k$. Tyto kritické hodnoty dosazujeme do empirických vztahů pro jednotlivé typy regulátoru (Tab. 2) a vypočteme tak jejich stavitelné parametry. [1]

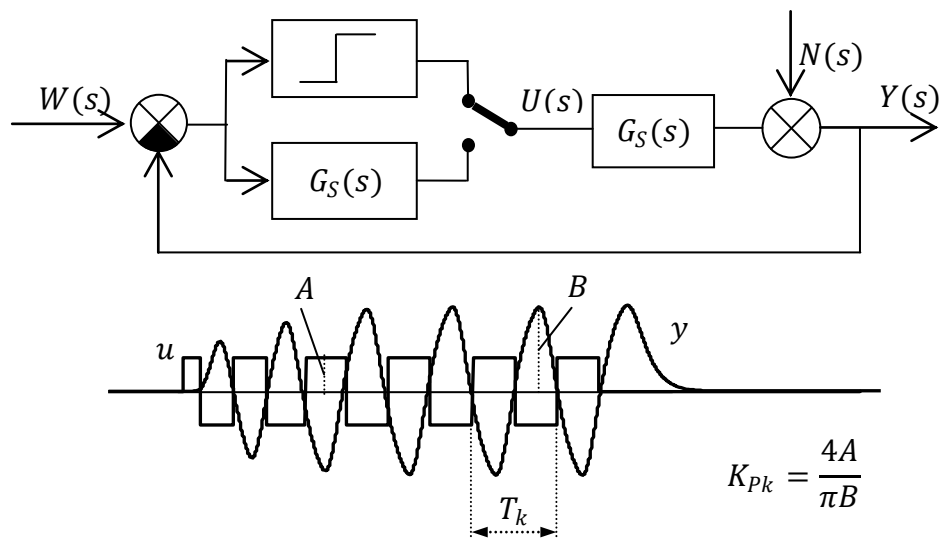


Obr. 2 - Určení T_k při r_{0k}

Tab. 2 - Nastavení parametrů regulátoru metodou Ziegler-Nichols

Typ regulátoru	K_P	T_I	T_D	r_0	r_{-1}	r_1
P	$0,5 K_{Pk}$	-	-	$0,5 r_{0k}$	-	-
PI	$0,45 K_{Pk}$	$0,85 T_k$	-	$0,45 r_{0k}$	$\frac{0,54 r_{0k}}{T_k}$	-
PD	$0,4 K_{Pk}$	-	$0,05 T_k$	$0,5 r_{0k}$	-	$0,02 r_{0k} T_k$
PID	$0,6 K_{Pk}$	$0,5 T_k$	$0,12 T_k$	$0,6 r_{0k}$	$\frac{1,2 r_{0k}}{T_k}$	$0,075 r_{0k} T_k$

Kritické zesílení a kritická perioda kmitů, lze určit i jiným způsobem, a to vložením nelinearity (relé) do zpětné vazby (Obr. 3). Z kritických hodnot (Tab. 2) se pak určí parametry regulátoru. Kritické parametry se mimo výše uvedeného postupu dají určit, pokud je znám přenos regulované soustavy, i výpočtem s pomocí kritérií stability z charakteristické rovnice a to r_{0k} , resp. K_{Pk} - pomocí algebraického kritéria (např. Hurwitzovo kritérium), T_k - pomocí frekvenčního kritéria (např. kritérium Michajlovovo - Leonardovo). [1],[4]

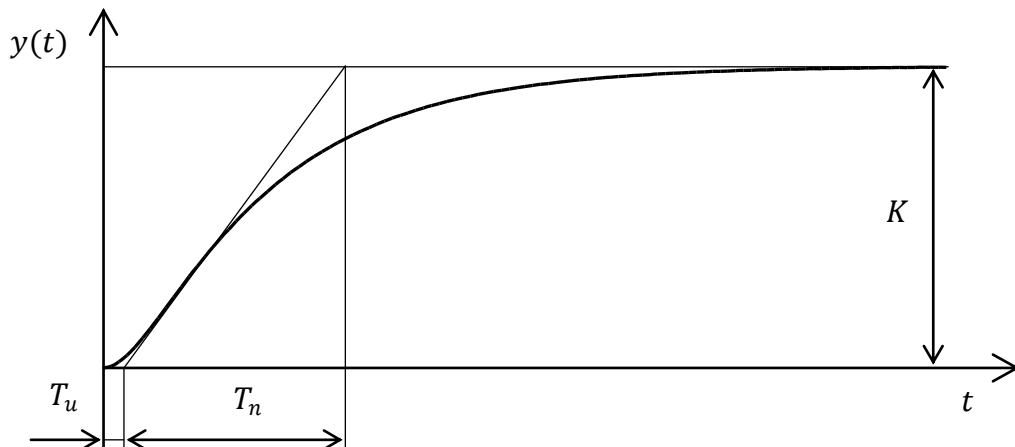

 Obr. 3 - Určení T_k a K_{Pk} při vložení nelinearity (relé) do zpětné vazby

Při výpočtu lze využít Nyquistova kritéria vycházejícího z otevřeného regulačního obvodu, tedy: $G_O(s) = G_R(s)G_S(s)$, přičemž na regulátoru $G_R(s)$ je nastavena pouze P složka, čili r_0 .

3.1.2 Nastavení regulátoru z přechodové charakteristiky

Z naměřené přechodové charakteristiky regulované soustavy (aperiodického typu) odečteme dobu průtahu T_u , dobu náběhu T_n a zesílení K . Vypočteme parametr γ , platí:

$\gamma = T_n / T_u$. Ze získaných hodnot vypočítáme parametry regulátoru (Tab. 3). [1]



Obr. 4 - Určení parametrů K , T_n a T_u z přechodové charakteristiky regulované soustavy

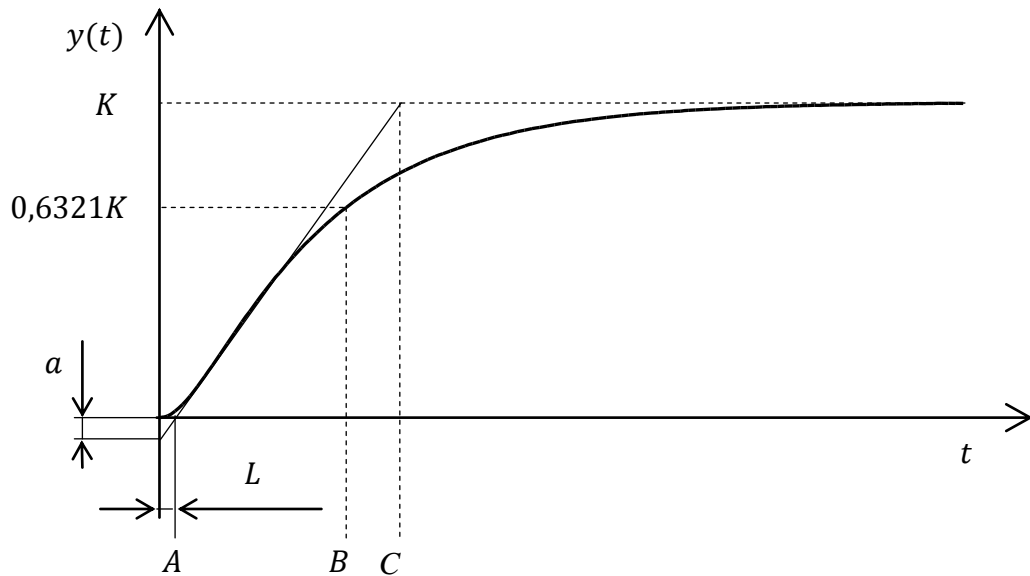
Tab. 3 - Nastavení parametrů regulátoru ze získaných hodnot z přechodové charakteristiky

Typ regulátoru	K_P	T_I	T_D
P	$\frac{1}{\gamma K}$	-	-
PI	$0,9\gamma \frac{1}{K}$	$3,5T_u$	-
PD	$1,2\gamma \frac{1}{K}$	-	$0,25T_u$
PID	$1,25\gamma \frac{1}{K}$	$2T_u$	$0,5T_u$

3.1.3 Chien, Hrones a Reswickova metoda (CHR metoda)

Pro nastavení parametrů regulátoru musíme nejdříve určit následující parametry, a to parametr a , L a T . Parametr T je časová konstanta, kterou můžeme určit dvěma způsoby.

První je určení T jako času, kdy přechodová charakteristika regulované soustavy dosáhne hodnoty $0,6321 K$ (vzdálenost AB – Obr. 5). Druhou možností je získat T z doby náběhu, potom platí $T = T_n$ (vzdálenost AC - viz Obr. 5). [2]


 Obr. 5 - Určení parametrů a , L , T z přechodové charakteristiky regulované soustavy

Tab. 4 - Nastavení parametrů regulátoru pro CHR metodu

Překmit	0%			20%			
	Typ regulátoru	K_P	T_I	T_D	K_P	T_I	T_D
P		$\frac{0,3}{a}$	-	-	$\frac{0,7}{a}$	-	-
PI		$\frac{0,35}{a}$	$1,2T$	-	$\frac{0,6}{a}$	T	-
PID		$\frac{0,6}{a}$	T	$0,5L$	$\frac{0,95}{a}$	$1,4T$	$0,47L$

Tab. 5 - Nastavení parametrů regulátoru při působení poruchy pro CHR metodu

Překmit	0%			20%			
	Typ regulátoru	K_P	T_I	T_D	K_P	T_I	T_D
P		$\frac{0,3}{a}$	-	-	$\frac{0,7}{a}$	-	-
PI		$\frac{0,6}{a}$	$4L$	-	$\frac{0,7}{a}$	$2,3L$	-
PID		$\frac{0,95}{a}$	$2,4L$	$0,42L$	$\frac{1,2}{a}$	$2L$	$0,42L$

3.1.4 Cohen-Coonova metoda

Metoda návrhu regulátoru vychází z přenosu tří-parametrového modelu:

$$G_S(s) = \frac{K}{1 + sT} e^{-sL} \quad (15)$$

Tato metoda dává poměr tlumení $\frac{1}{4}$, tzn., že bude mít odezvu u druhého kmitu čtvrtinu první amplitudy. Výpočet parametrů regulátoru je uveden v Tab. 6.

Tab. 6 - Parametry regulátoru pro Cohen-Coonovu metodu

Typ regulátoru	K_P	T_I	T_D
P	$\frac{1}{Kr} \left(1 + \frac{r}{3}\right)$	-	-
PI	$\frac{1}{Kr} \left(0,9 + \frac{r}{12}\right)$	$\frac{30 + 3r}{9 + 20r} L$	-
PID	$\frac{1}{Kr} \left(\frac{4}{3} + \frac{r}{4}\right)$	$\frac{32 + 6r}{13 + 8r} L$	$\frac{4}{11 + 2r} L$

kde: $r = \frac{L}{T}$

Parametry regulátoru mohou být vypočteny také využitím tzv. normalizovaného dopravního zpoždění τ (Tab. 7).

Tab. 7 - Parametry regulátoru pro Cohen-Coonovu metodu (2. způsob výpočtu)

Typ regulátoru	K_P	T_I	T_D
P	$\frac{1}{a} \left(1 + \frac{0,35\tau}{1 - \tau}\right)$	-	-
PI	$\frac{0,9}{a} \left(1 + \frac{0,092\tau}{1 - \tau}\right)$	$\frac{3,3 + 3\tau}{1 + 1,2\tau} L$	-
PD	$\frac{1,24}{a} \left(1 + \frac{0,13\tau}{1 - \tau}\right)$	-	$\frac{0,27 - 0,36\tau}{1 - 0,87\tau} L$
PID	$\frac{1,35}{a} \left(1 + \frac{0,18\tau}{1 - \tau}\right)$	$\frac{2,5 + 2\tau}{1 - 0,39\tau} L$	$\frac{0,37 - 0,37\tau}{1 - 0,81\tau} L$

kde: $r = \frac{L}{T}$; $\tau = \frac{L}{L+T}$

3.1.5 Fruehaufova metoda

Metoda vychází z přenosu tří-parametrového modelu:

$$G_S(s) = \frac{K}{1 + sT} e^{-sL} \quad (16)$$

V Tab. 8 jsou uvedeny výpočty parametrů jednotlivých regulátorů.

Tab. 8 - Parametry regulátoru pro Fruehaufovu metodu

Typ regulátoru	K_P	T_I	T_D
PI-A	$\frac{5T}{9KL}$	$5L$	-
PI-B	$\frac{T}{2KL}$	L	-
PID-A	$\frac{5T}{9KL}$	$5L$	$\leq 0,5L$
PID-B	$\frac{T}{2KL}$	L	$\leq 0,5L$

Kde: PI-A, PID-A: Nastavení parametrů regulátoru pro podmínku $\frac{L}{T} < 0,33$

PI-B, PID-B: Nastavení parametrů regulátoru pro podmínku $\frac{L}{T} \geq 0,33$

3.1.6 Metoda vyváženého nastavení

Metoda návrhu regulátoru vychází z přenosu tří-parametrového modelu:

$$G_S(s) = \frac{K}{1 + sT} e^{-sL} \quad (17)$$

Tato metoda zabezpečuje kromě minimálního překmitu také vyváženost mezi proporcionálními a integračními zásahy a šetří akční členy. V Tab. 9 jsou uvedeny výpočty parametrů jednotlivých regulátorů s využitím tzv. normalizovaného dopravního zpoždění τ a průměrné doby ustálení T_{ar} .

Tab. 9 - Parametry regulátoru pro metodu vyváženého nastavení

Typ regulátoru	K_P	T_I	T_D
PI	$\frac{1}{K} \left[1 - \frac{2\tau}{1 + \sqrt{1 + 2\tau^2}} \right]$	$\left[\frac{1 + \sqrt{1 + 2\tau^2}}{2} - \tau \right] T_{ar}$	-
PID	$\frac{1}{K} \left[1 - \frac{2\tau}{1 + \sqrt{1 + 2\tau^2}} \right]$	$\left[\frac{1 + \sqrt{1 + 2\tau^2}}{2} - \tau \right] T_{ar}$	$\leq \frac{T_I}{4}$

kde: $T_{ar} = L + T, \tau = \frac{L}{L+T}$

3.1.7 Naslinova metoda

Naslin dokázal, že pokud pro koeficienty charakteristické rovnice:

$$a_n s^n + \dots + a_2 s^2 + a_1 s + a_0 = 0 \quad (18)$$

platí nerovnosti:

$$a_i^2 \geq \alpha a_{i-1} a_{i+1} \text{ pro } i = 1, 2, \dots, (n - 1) \quad (19)$$

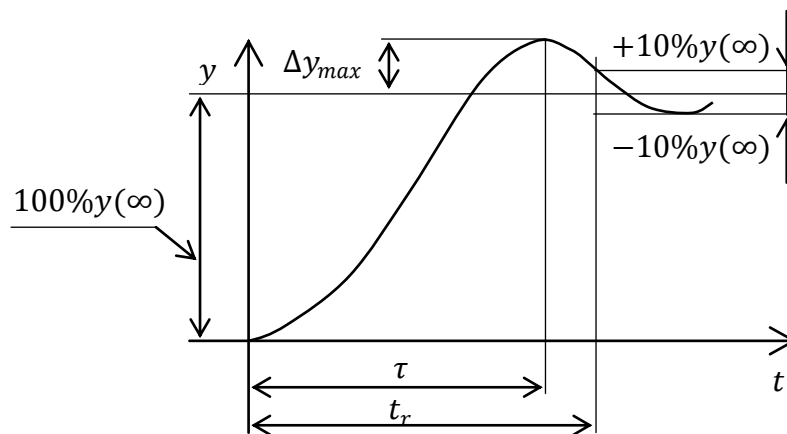
pak maximální přeregulování Δy_{max} [%] (překmit) závisí na hodnotě α podle Tab. 10. [1]

Tab. 10 - Závislost Δy_{max} [%] na α podle Naslina

α	1,75	1,8	1,9	2	2,2	2,4
Δy_{max} [%]	16	12	8	5	3	1

3.1.8 Whiteleyova metoda

Metoda vychází ze vzorových typů přenosových funkcí uzavřeného regulačního obvodu, které udávají vyhovující regulační pochod a podle nich upravuje seřazením parametrů regulátorů hodnoty koeficientů přenosové funkce v konkrétním případě tak, aby se koeficienty této konkrétní funkce a funkce vzorové navzájem rovnaly. Takové vzorové přenosové funkce zveřejnil Whiteley a nazval je standardními tvary přenosové funkce, která je poměrem obrazu veličiny výstupní a vstupní skokové funkce (řídící veličiny nebo poruchy). Standardní tvary zaručují, že při dodržení předepsaných koeficientů charakteristické rovnice (charakteristického mnohočlenu) pro daný typ přenosu regulačního obvodu se nepřekročí daná hodnota maximálního přeregulování Δy_{max} příp. i doba ustálení t_r nebo jiné charakteristické veličiny regulačního pochodu. [1]



Obr. 6 - Regulační pochod odpovídající standardnímu tvaru

Předpokládáme přenos řízení ve tvaru:

$$G_{W/Y}(q) = \frac{b_0}{a_n q^n + \dots + a_1 q + a_0} \quad (20)$$

pro který najdeme předepsané koeficienty \bar{a}_i standardního tvaru pro daný stupeň:

$$G_{W/Y}(q) = \frac{\overline{b_0}}{\overline{a_n}q^n + \dots + \overline{a_1}q + \overline{a_0}} \quad (21)$$

Obecně má přenos $G_{w/y}(s)$ $a_n \neq 1, a_0 \neq 1$ Proto je nutno jej přetransformovat tak, aby:

$$a_n = a_0 = 1 \quad (22)$$

Postup je takový, že nejprve podělíme čitatele i jmenovatele koeficientem a_0 a potom použijeme substituci:

$$s = \left(\frac{a_0}{a_n}\right)^{\frac{1}{n}} q \quad (23)$$

a dostaneme přenos ve tvaru: (24)

$$G_{W/Y}(q) = \frac{\frac{b_0}{a_0}}{\frac{a_n}{a_0} \left(\frac{a_0}{a_n}\right)^{\frac{n}{n}} q^n + \dots + \frac{a_2}{a_0} \left(\frac{a_0}{a_n}\right)^{\frac{2}{n}} q^2 + \frac{a_1}{a_0} \left(\frac{a_0}{a_n}\right)^{\frac{1}{n}} q + 1} = \frac{\beta_0}{\alpha_n q^n + \dots + \alpha_1 q + \alpha_0}$$

Koeficientům α_i přiřadíme tabelované hodnoty $\overline{a_i}$ příslušného standardního tvaru z tabulky (Tab. 11) pro daný stupeň, tj. $\overline{a_i} = \alpha_i$. Tím získáme vztahy, ze kterých pak vypočítáme vyšetřované hodnoty stavitelných parametrů regulátoru, které jsou zahrnuty v koeficientech α_i .

Tabelované časy τ^{tab} , t_r^{tab} se přepočítají na skutečné dle vztahů:

$$\tau = \tau^{tab} \sqrt[n]{\frac{a_0}{a_n}}; t_r = t_r^{tab} \sqrt[n]{\frac{a_0}{a_n}} \quad (25)$$

Obdobným způsobem byly vypracovány tabulky koeficientů standardního tvaru pro přenosové funkce typu:

$$G_{W/Y}(s) = \frac{b_1 s + b_0}{a_n s^n + \dots + a_1 s + a_0} \quad (26)$$

(jsou uvedeny v Tab. 13) a pro tvar přenosové funkce typu:

$$G_{W/Y}(q) = \frac{b_2 s^2 + b_1 s + b_0}{a_n s^n + \dots + a_1 s + a_0} \quad (27)$$

(jsou uvedeny v Tab. 13). [1]

Tab. 11 - Standardní tvary přenosové funkce typu (24)

Stupeň n	koeficienty							charakteristické hodnoty regulovaného pochodu		
	\bar{a}_6	\bar{a}_5	\bar{a}_4	\bar{a}_3	\bar{a}_2	\bar{a}_1	\bar{a}_0	$\tau^{tab}[s]$	$t_r^{tab}[s]$	$\Delta y_{max}[\%]$
2					1	1,4	1	2,65	7	5
3				1	2	2	1	3,35	9,5	8,7
4			1	2,6	3,4	2,6	1	4,25	15	11,7
5		1	3,2	5,2	5,2	3,2	1	4,95	>18	13
6	1	3,7	7,5	9,1	7,5	3,7	1	5,55		13,3

Tab. 12 - Standardní tvary přenosové funkce typu (26)

Stupeň n	koeficienty							charakteristické hodnoty regulovaného pochodu		
	\bar{a}_6	\bar{a}_5	\bar{a}_4	\bar{a}_3	\bar{a}_2	\bar{a}_1	\bar{a}_0	$\tau^{tab}[s]$	$t_r^{tab}[s]$	$\Delta y_{max}[\%]$
2					1	2,5	1	2		10
3				1	5,1	6,3	1	4,1		10
4			1	7,2	16	12	1	5,5		10
5		1	9	29	38	18	1	6,8		10
6	1	11	43	83	73	25	1	8		10

Tab. 13 - Standardní tvary přenosové funkce typu (27)

Stupeň n	koeficienty							charakteristické hodnoty regulovaného pochodu		
	\bar{a}_6	\bar{a}_5	\bar{a}_4	\bar{a}_3	\bar{a}_2	\bar{a}_1	\bar{a}_0	$\tau^{tab}[s]$	$t_r^{tab}[s]$	$\Delta y_{max}[\%]$
3				1	6,7	6,7	1	3,5		10
4			1	7,9	15	7,9	1	5,4		15
5		1	18	69	69	18	1	6,5		20
6	1	36	251	485	251	36	1	8		20

3.1.9 Metoda požadovaného modelu (dříve označována jako met. inverze dynamiky)

Tuto metodu lze použít pro regulaci soustav s i bez dopravního zpoždění. Velkou výhodou této metody je, že se dá použít jak pro spojitou tak i pro diskrétní regulaci.

Přenos regulátoru $G_R(s)$, který zajistí požadovaný přenos řízení $G_{W/Y}(s)$ je dán vztahem:

$$G_R(s) = \frac{G_{W/Y}(s)}{G_S(s)(1 - G_{W/Y}(s))} \quad (28)$$

Metoda návrhu regulátoru na základě předchozího vztahu se nazývá metodou kompenzační nebo metodou přímého návrhu.

Tab. 14 - Přenosy konvenčních regulátorů použitých u metody požadovaného modelu

Typ regulátoru	P	PI	PD	PID
Přenos regulátoru	K_P	$K_P \left(1 + \frac{1}{T_I s + 1} \right)$	$K_P (1 + T_D s)$	$K_P \left(1 + \frac{1}{T_I s + 1} + T_D s \right)$

kde: K_P - zesílení regulátoru, T_I - integrační časová konstanta, T_D - derivační časová konstanta

Přenos řízení se zde předpokládá ve tvaru:

$$G_{W/Y}(s) = \frac{K_O}{s + K_O e^{-Ls}} e^{-Ls} \quad (29)$$

jehož dva dominantní póly jsou porovnány s dvojicí pólů:

$$s_{1,2} = -\omega \cot(\gamma) \pm j\omega \quad (30)$$

$$\gamma = \arccos \xi_W \quad (31)$$

L - přenosu (Obr. 7):

$$G_R(s) = \frac{\omega_W^2}{s^2 + 2\xi_W \omega_W s + \omega_W^2} e^{-Ls} \quad (32)$$

kde:

K_O - zesílení otevřeného regulačního obvodu

ξ_W, ω_W - poměrné tlumení a netlumený úhlový kmitočet uzavřeného regulačního obvodu

ω - úhlový kmitočet

L - dopravní zpoždění

Po dalších úpravách dostaneme vztah:

$$K_O L = \frac{\gamma}{e^\gamma \cot(\gamma) \sin(\gamma)} \quad (33)$$

který vyjadřuje závislost zesílení otevřeného regulačního obvodu K_O a přenosu řízení (29) na poloze jeho dvou dominantních pólů, případně naopak (Obr. 7).

Na základě těchto poznatků pak můžeme určit dva mezní stavy a to:

- pro $\gamma = 0$ dostaneme dvojnásobný reálný pól:

$$s_{1,2} = -\frac{1}{L} \quad (34)$$

kterému odpovídá zesílení otevřeného regulačního obvodu s regulátorem K_0^a , zajišťující mezní aperiodický průběh regulované veličiny, potom platí:

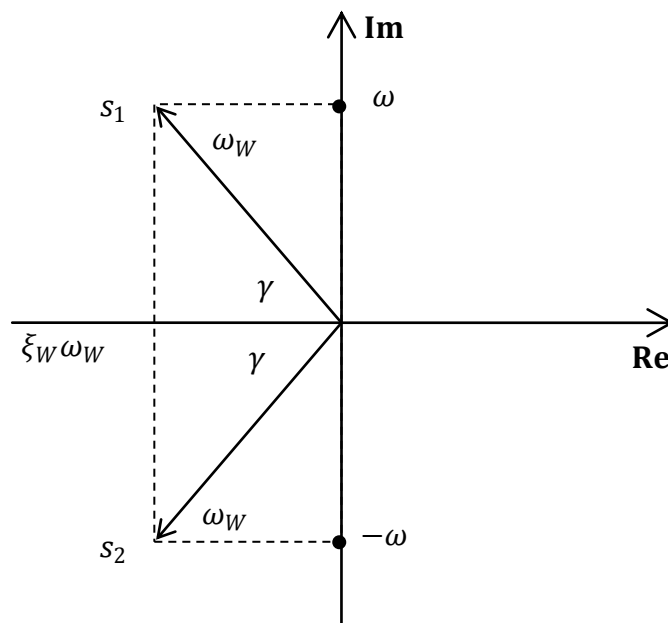
$$K_0^a = \frac{1}{L} \lim_{\gamma \rightarrow 0} (K_0 L) = \frac{1}{eL} \quad (35)$$

- pro $\gamma = \frac{\pi}{2}$ dostaneme dva ryze imaginární póly:

$$s_{1,2} = \pm j \frac{\pi}{2L} \quad (36)$$

kterým odpovídá zesílení otevřeného regulačního obvodu s regulátorem K_0^k , zajišťující kmitavý průběh regulované veličiny, potom platí:

$$K_0^k = \frac{1}{L} \lim_{\gamma \rightarrow \frac{\pi}{2}} (k_0 L) = \frac{\pi}{2L} \quad (37)$$



Obr. 7 - Rozložení pólů přenosu řízení (32) v komplexní rovině

Na základě vztahů (28), (29) lze pro regulované reprezentativní typy soustav s přenosem $G_S(s)$ - uvedeným v tabulce (Tab. 16) určit přenos doporučeného regulátoru $G_R(s)$ a hodnoty jeho nastavitelných parametrů, tj.:

$$G_R(s) = \frac{a_0}{sG_S(s)} e^{-Ls} \quad (38)$$

kde:

a_0 - numericky určená hodnota zesílení otevřeného regulačního obvodu s dopravním zpožděním

Lineární regulační plocha I_W uzavřeného obvodu se určí podle vztahu:

$$I_W = \lim_{s \rightarrow 0} \left\{ [1 - G_W(s)] \frac{1}{s} \right\} \quad (39)$$

Soustava s dopravním zpožděním

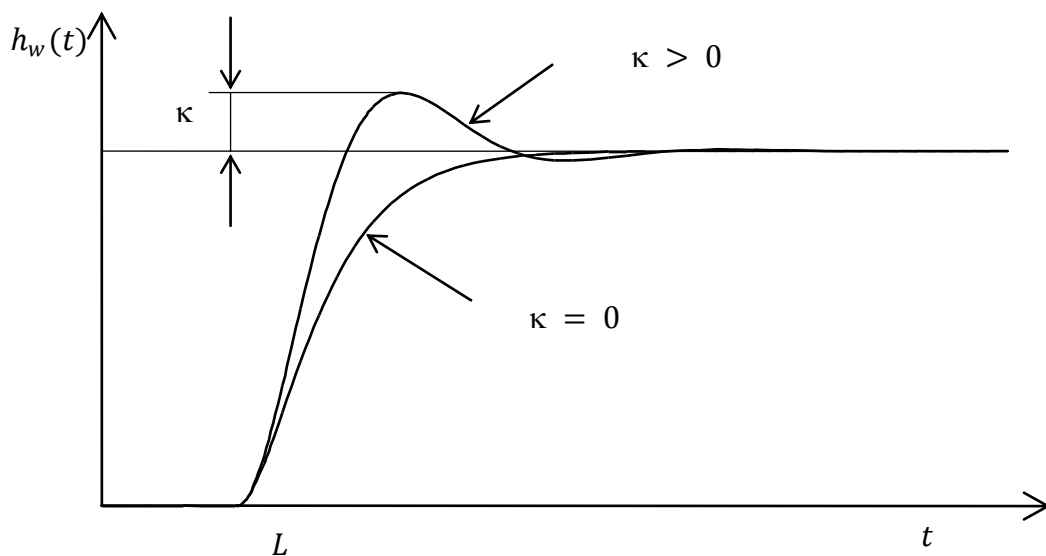
U těchto typů soustav je možné zajistit si požadovaný relativní překmit κ (Obr. 8) regulované veličiny pomocí zesílení otevřeného regulačního obvodu a_0 podle vztahu:

$$a_0 = \frac{1}{\beta L} \quad (40)$$

kde: β - koeficient pro výpočet zesílení otevřeného regulačního obvodu uvedený v tabulce (Tab. 15).

Lineární regulační plocha $I_W(\kappa = 0)$ uzavřeného regulačního obvodu se určí na základě vztahu:

$$I_W = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{1}{s + k_0^a e^{-Ls}} = \frac{1}{K_0^a} = e^L \quad (41)$$



Obr. 8 - Přechodová charakteristika uzavřeného obvodu s dopravním zpožděním

Tab. 15 - Koeficient β pro výpočet zesílení otevřeného regulačního obvodu

κ	0	0,05	0,10	0,15	0,20	0,25	0,30	0,35	0,40	0,45	0,50
β	2,718	1,944	1,720	1,561	1,437	1,337	1,248	1,172	1,104	1,045	0,992

Soustava bez dopravního zpoždění

U těchto typů soustav se vychází z požadavku, aby regulační obvod s regulátorem měl přenos řízení (Obr. 9):

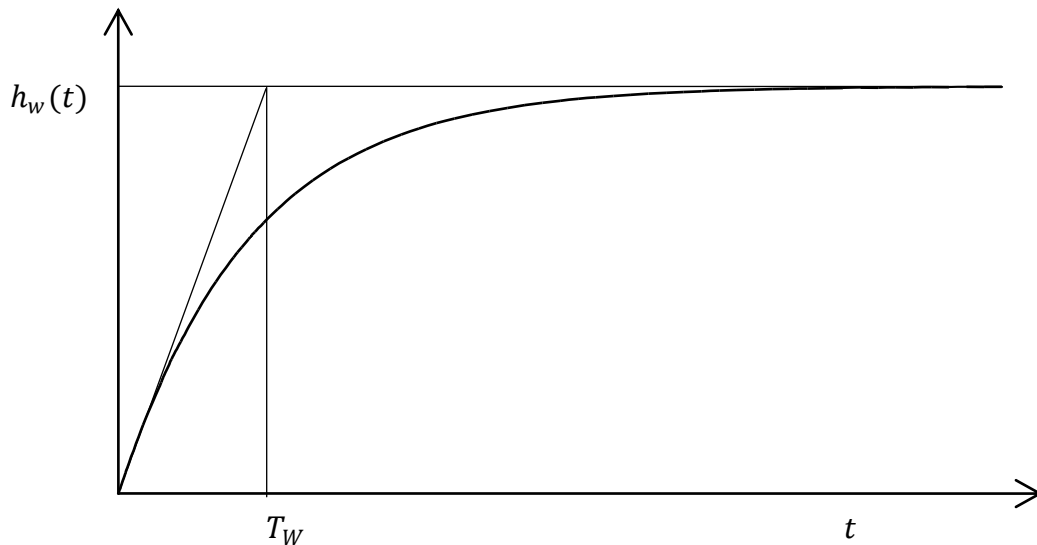
$$G_{W/Y}(s) = \frac{1}{T_W s + 1} \quad (42)$$

kde:

T_W - časová konstanta uzavřeného obvodu (volí se s ohledem na omezení akční veličiny)

Lineární regulační plocha I_W ($\kappa = 0$) uzavřeného regulačního obvodu se určí na základě vztahu:

$$I_W = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{T_W}{T_W s + 1} = T_W \quad (43)$$



Obr. 9 - Přejchodová charakteristika uzavřeného obvodu bez dopravního zpoždění

V následující tabulce (Tab. 16) jsou uvedeny optimální nastavitelné parametry jednotlivých regulátorů pro dané typy soustav. [1],[5],[13]

Tab. 16 - Určení nastavitelných parametrů regulátoru pro metodu požadovaného modelu

Regulovaná soustava	Typ	L^*		T_I^*	T_D^*
		$L = 0$	$L > 0$		
$G_s(s) = \frac{K}{s} e^{-Ls}$	P	$\frac{1}{KT_W}$	$\frac{a_0}{K}$	-	-
$G_s(s) = \frac{K}{(T_1s + 1)} e^{-Ls}$	PI	$\frac{T_I}{KT_W}$	$\frac{a_0}{K}$	T_1	-
$G_s(s) = \frac{K}{s(T_1s + 1)} e^{-Ls}$	PD	$\frac{1}{KT_W}$	$\frac{a_0}{K}$	-	T_1
$G_s(s) = \frac{K}{(T_1s + 1)(T_2s + 1)} e^{-Ls}, T_1 \geq T_2$	PID	$\frac{T_I}{KT_W}$	$\frac{a_0 T_I}{K}$	$T_1 + T_2$	$\frac{T_1 T_2}{T_1 + T_2}$
$G_s(s) = \frac{K}{(T_0^2 s^2 + 2\xi T_0 s + 1)} e^{-Ls},$ $0,5 < \xi \leq 1$	PID	$\frac{T_I}{KT_W}$	$\frac{a_0 T_I}{K}$	$2\xi T_0$	$\frac{T_0}{2\xi}$

kde: * - optimální (doporučená) hodnota, T_0, T_1, T_2 - časové konstanty, ξ - poměrné tlumení

Pokud zadaný přenos regulované soustavy neodpovídá jednomu z pěti uvedených základních typů přenosů regulovaných soustav, pro něž jsou navrženy parametry jemu odpovídajícími konvenčních typů regulátorů, je nutno nejprve takovýto přenos upravit do požadovaného tvaru, např.:

Tab. 17 - Statické (proporcionální) soustavy

1)	$\frac{K}{(T_1s + 1) \prod_{i=2}^n (T_i s + 1)} \approx \frac{K}{(T_1s + 1)(T_x s + 1)}$	$T_x = \sum_{i=2}^n T_i \quad T_1 \gg T_i \quad i = 2, 3, \dots, n$
2)	$\frac{K}{(T_1s + 1) \prod_{i=2}^n (T_i s + 1)} \approx \frac{K}{(T_1s + 1)} e^{-Ls}$	$L = \sum_{i=2}^n T_i \quad T_1 \gg T_i \quad i = 2, 3, \dots, n$
3)	$\frac{K}{(T_1s + 1)(T_2s + 1) \prod_{i=3}^n (T_i s + 1)} \approx \frac{K}{(T_1s + 1)(T_2s + 1)} e^{-Ls}$	$L = \sum_{i=3}^n T_i \quad T_1 \gg T_i \quad i = 3, 4, \dots, n$
4)	$\frac{K}{(T_0^2 s^2 + 2\xi T_0 s + 1) \prod_{i=1}^n (T_i s + 1)} \approx \frac{K}{(T_0^2 s^2 + 2\xi T_0 s + 1)} e^{-Ls}$	$L = \sum_{i=1}^n T_i \quad T_0 \gg T_i \quad i = 1, 2, \dots, n$

kde: $T_i, (i = 1, 2, \dots)$ - časové konstanty, ξ - poměrné tlumení

Tab. 18- Astatické (integrační) soustavy

1)	$\frac{K}{s \prod_{i=1}^n (T_i s + 1)} \approx \frac{K}{s(T_x s + 1)}$	$T_x = \sum_{i=1}^n T_i \quad i = 1, 2, \dots, n$
2)	$\frac{K}{s \prod_{i=1}^n (T_i s + 1)} \approx \frac{K}{s} e^{-Ls}$	$L = \sum_{i=1}^n T_i \quad i = 1, 2, \dots, n$
3)	$\frac{K}{s(T_1 s + 1) \prod_{i=2}^n (T_i s + 1)} \approx \frac{K}{s(T_1 s + 1)} e^{-Ls}$	$L = \sum_{i=2}^n T_i \quad T_1 \gg T_i \quad i = 2, 4, \dots, n$

kde: $T_i, (i = 1, 2, \dots)$ - časové konstanty

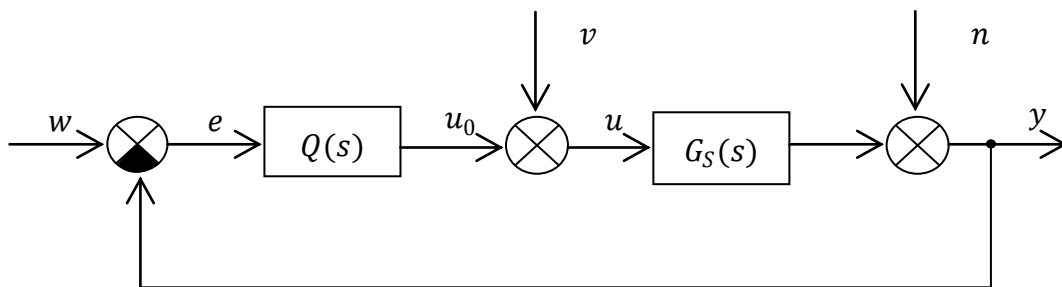
3.2 Metody syntézy pro regulátory s pevně danou strukturou

3.2.1 Obecná struktura regulačního obvodu pro konfiguraci 1DOF a 2DOF

Na rozdíl od tradičních metod syntézy, kde většinou volíme nejprve typ regulátoru (P, PI, PD, PID) a následně na základě vybraného kritéria počítáme parametry regulátoru, je možno využitím algebraických metod získat nejen strukturu vhodného regulátoru, ale i jeho parametry. Struktura regulátoru závisí na požadavcích kladených na systém řízení.

3.2.2 1DOF konfigurace systému řízení

V další části se bude uvažovat s 1DOF (*One Degree Of Freedom*) konfigurací systému řízení, tedy konfigurací se zpětnovazebním regulátorem:



Obr. 10 - 1DOF konfigurace systému řízení

kde: $Q(s)$ - přenos regulátoru, $G_S(s)$ - přenos soustavy, w - žádaná hodnota, v - porucha na vstupu a n - porucha na výstupu.

Přenos soustavy (řízeného objektu):

$$G_S(s) = \frac{b(s)}{a(s)} \quad (44)$$

kde $a(s), b(s)$ jsou nesoudělné polynomy, u nichž je uvažováno, že $\deg b \leq \deg a$, tzn., že přenos $G_S(s) = \frac{b(s)}{a(s)}$ je ryzí.

Referenční signál a poruchy budou uvažovány ze třídy deterministických funkcí, jejichž obraz můžeme obecně popsat ve tvaru podílu dvou polynomů. Obrazy referenčního signálu a poruch jsou pak ve tvaru:

$$w(s) = \frac{h_w(s)}{f_w(s)} \quad (45)$$

$$v(s) = \frac{h_v(s)}{f_v(s)} \quad (46)$$

$$n(s) = \frac{h_n(s)}{f_n(s)} \quad (47)$$

Přenos regulátoru:

$$Q(s) = \frac{q(s)}{p(s)} \quad (48)$$

kde $q(s), p(s)$ jsou nesoudělné polynomy.

Mějme tyto rovnice, jejichž odvození je zřejmé ze schématu (viz Obr. 10)

$$y(s) = n(s) + \frac{b(s)}{a(s)}u(s) \quad (49)$$

$$u(s) = u_0(s) + v(s) \quad (50)$$

$$u_0(s) = \frac{q(s)}{p(s)}e(s) = \frac{q(s)}{p(s)}(w(s) - y(s)) \quad (51)$$

V dalším textu se kvůli větší přehlednosti nebude v rovnicích uvádět u polynomů komplexní proměnná s .

Po dosazení a dalších úpravách při současném použití substituce:

$$d = ap + bq \quad (52)$$

dostaneme:

$$y(s) = \left(1 - \frac{ap}{d}\right)w(s) + \frac{p}{d}[bv(s) + an(s)] \quad (53)$$

$$e(s) = w(s) - y(s) = \frac{p}{d}[a(w(s) - n(s)) - bv(s)] \quad (54)$$

$$u_0(s) = \frac{q}{p}[a(w(s) - n(s)) - bv(s)] \quad (55)$$

Obecné požadavky na vlastnosti systému řízení

- Stabilita systému řízení

Systém řízení je stabilní když polynomy stabilizujícího regulátoru $Q(s)$ jsou dány řešením diofantické rovnice (56) se stabilním polynomem $d(s)$ na pravé straně. Stabilizující zpětnovazební regulátor $Q(s)$ je tedy dán řešením diofantické rovnice:

$$ap + bq = d \quad (56)$$

- Vnitřní ryzost systému řízení

Vzhledem k tomu, že je uvažováno s ryzostí přenosové funkce řízeného systému $G_S(s)$, bude systém řízení vnitřně ryzí, bude-li ryzí i přenos zpětnovazebního regulátoru $Q(s)$. Musí tedy být splněna podmínka:

$$\deg q \leq \deg p \quad (57)$$

- Asymptotické sledování referenčního signálu (žádané hodnoty) a kompenzace poruch působících v systému řízení

Aby bylo zajištěno splnění asymptotického sledování referenčního signálu a kompenzace poruch musí pro regulační odchylku platit:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} [e(t)] = \lim_{s \rightarrow 0} [se(s)] \quad (58)$$

Aby tato podmínka byla v každém případě splněna, musí být eliminovány jmenovatele obrazů referenčního signálu a poruch působících v systému (viz 54). Jmenovatele těchto obrazů v rovnici (54) mohou být odstraněny tehdy, jestliže pro polynom $p(s)$ bude platit:

$$p(s) = f(s)\tilde{p}(s) \quad (59)$$

kde polynom $f(s)$ je dělitelný současně všemi jmenovateli přenosů $w(s)$, $v(s)$ a $n(s)$ (nebo všemi polynomy f_w , f_v a f_n).

Diofantická rovnice $ap + bq = d$ pak může být zapsána v tomto tvaru:

$$af\tilde{p} + bq = d \quad (60)$$

Výsledný přenos regulátoru $Q(s)$ lze pak zapsat ve tvaru:

$$Q(s) = \frac{q}{f\tilde{p}} \quad (61)$$

Polynom $f(s)$ určujeme tak, aby byl dělitelný f_w, f_v a f_n tzn., že hledáme nejmenší společný násobek těchto tří polynomů, například:

$$\begin{array}{llll} f_w = s & f_v = s & f_n = s & \rightarrow f = s \\ f_w = s^2 & f_v = s & f_n = s & \rightarrow f = s^2 \\ f_w = s & f_v = s^2 & f_n = s^2 + w^2 & \rightarrow f = s^2(s^2 + w^2) \\ f_w = s & f_v = 1 & f_n = 1 & \rightarrow f = s \end{array} \quad \begin{array}{l} \\ \\ \\ \text{Na obvod nepůsobí žádná} \\ \text{porucha} \end{array}$$

Určení stupňů jednotlivých polynomů

Nejprve se vypočte stupeň polynomu $d(s)$:

$$\deg d = \deg(af\tilde{p}) = \deg a + \deg f + \deg \tilde{p} \quad (62)$$

Počet rovnic PR bude:

$$PR = \deg a + \deg f + \deg \tilde{p} + 1 \quad (63)$$

Pro počet neznámých PN platí:

$$PN = \deg \tilde{p} + \deg q + 2 \quad (64)$$

Při dalším řešení se pak využije rovnosti $PR = PN$ a vztahu:

$$\deg f + \deg \tilde{p} \geq \deg q \quad (65)$$

Po jednoduchých úpravách pak dostaneme vztahy potřebné pro určení stupňů jednotlivých polynomů (při výpočtech stupňů jednotlivých polynomů se bude u následujících nerovnic uvažovat rovnost):

$$\deg q \leq \deg a + \deg f - 1 \quad (66)$$

$$\deg \tilde{p} \geq \deg a - 1 \quad (67)$$

$$\deg d \geq 2 \deg a + \deg f - 1 \quad (68)$$

Parametry regulátoru $Q(s)$, jehož struktura je dána výše uvedenými vztahy se pak vypočítají metodou neurčitých koeficientů z polynomiální diofantické rovnice $af\tilde{p} + bq = d$.

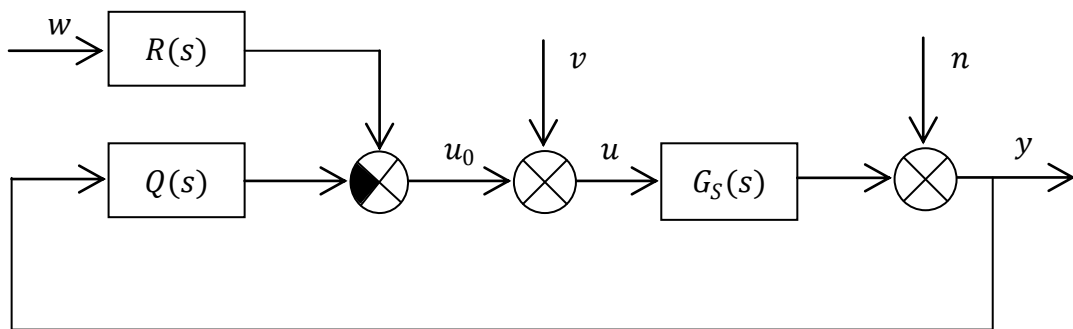
Koeficienty polynomu $d(s)$, který vystupuje na pravé straně rovnice, se určí rozložením kořenů polynomu $d(s)$, resp. pólů přenosů. [16]

Poznámka:

V případě, že soustava obsahuje i dopravní zpoždění je nutno nejprve toto zpoždění aproximovat. Existuje několik možností jak to provést, například využitím Padeho aproximace, Taylorovy aproximace čitatele nebo jmenovatele.

3.2.3 2DOF konfigurace systému řízení

V další části se bude uvažovat s 2DOF (*Two Degrees Of Freedom*) konfigurací systému řízení, tedy konfigurací ve které regulátor obsahuje zpětnovazební i přímovazební část:



Obr. 11 - 2DOF konfigurace systému řízení

kde: $Q(s)$ - zpětnovazební část regulátoru, $R(s)$ - přímovazební část regulátoru, $G_S(s)$ - přenos soustavy, w - žádaná hodnota, v - porucha na vstupu a n - porucha na výstupu.

Přenos soustavy (řízeného objektu):

$$G_S(s) = \frac{b(s)}{a(s)} \quad (69)$$

kde $a(s), b(s)$, jsou nesoudělné polynomy, u nichž je uvažováno, že $\deg b \leq \deg a$, tzn., že přenos $G_S(s) = \frac{b(s)}{a(s)}$ je ryzí.

Referenční signál a poruchy budou uvažovány ze třídy deterministických funkcí, jejichž obraz můžeme obecně popsat ve tvaru podílu dvou polynomů. Obrazy referenčního signálu a poruch jsou pak ve tvaru:

$$w(s) = \frac{h_w(s)}{f_w(s)} \quad (70)$$

$$v(s) = \frac{h_v(s)}{f_v(s)} \quad (71)$$

$$n(s) = \frac{h_n(s)}{f_n(s)} \quad (72)$$

Přenos regulátoru:

$$Q(s) = \frac{q(s)}{p(s)} \quad (73)$$

$$R(s) = \frac{r(s)}{p(s)} \quad (74)$$

kde $q(s), p(s), r(s)$ jsou nesoudělné polynomy.

Mějme tyto rovnice, jejichž odvození je zřejmé ze schématu (viz Obr. 11):

$$y(s) = n(s) + \frac{b(s)}{a(s)}u(s) \quad (75)$$

$$u(s) = u_0(s) + v(s) \quad (76)$$

$$u_0(s) = \frac{r(s)}{p(s)}w(s) - \frac{q(s)}{p(s)}y(s) \quad (77)$$

V dalším textu se kvůli větší přehlednosti nebude v rovnicích uvádět u polynomů komplexní proměnná s .

Po dosazení a dalších úpravách při současném použití substituce:

$$d = ap + bq \quad (78)$$

dostaneme:

$$y(s) = \frac{br(s)}{p(s)}w(s) + \frac{q(s)}{p(s)}[bv(s) + an(s)] \quad (79)$$

$$e(s) = w(s) - y(s) = \frac{d - br}{d}w(s) - \frac{p}{d}[an(s) + bv(s)] \quad (80)$$

$$u_0(s) = \frac{r}{p}w(s) \left(1 - \frac{qb}{d}\right) - \frac{q}{d}[an(s) - bv(s)] \quad (81)$$

Obecné požadavky na vlastnosti systému řízení

- Stabilita systému řízení

Stabilitu systému řízení zajišťuje zpětnovazební regulátor $Q(s)$ daný řešením diofantické rovnice:

$$ap + bq = d \quad (82)$$

- Vnitřní ryzost systému řízení

Je uvažováno, že přenos řízeného systému $G_S(s)$, je ryzí. Systém řízení pak bude vnitřně ryzí, bude-li ryzí i přenos zpětnovazebního regulátoru $Q(s)$, tedy platí:

$$\deg q \leq \deg p \quad (83)$$

a dále musí být splněna podmínka ryzosti přenosu přímovazebního regulátoru $R(s)$:

$$\deg r \leq \deg p \quad (84)$$

- Asymptotické sledování referenčního signálu (žádané hodnoty) a kompenzace poruch působících v systému řízení

Aby bylo zajištěno splnění asymptotického sledování referenčního signálu a kompenzace poruch musí pro regulační odchylku platit:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} [e(t)] = \lim_{s \rightarrow 0} [se(s)] \quad (85)$$

Z popisu regulační odchylky (80) a z rovnice (85) vyplývá:

Vstupující poruchy budou kompenzovány, jestliže pro polynom $p(s)$ bude platit:

$$p(s) = f_1(s)\tilde{p}(s) \quad (86)$$

kde polynom $f_1(s)$ je dělitelný pouze jmenovateli přenosů $v(s)$ a $n(s)$ (nebo polynomy f_v a f_n).

Asymptotické sledování referenčního signálu je pak zajištěno, jestliže platí:

$$d - br = tf_2 \quad (87)$$

kde polynom $f_2(s)$ je dělitelný pouze jmenovatelem přenosu $w(s)$ (nebo polynomem f_w) a $t(s)$ je neznámý polynom, který sice do přenosu regulátoru nevstupuje, je však nutný pro výpočet.

Zpětnovazební a přímovazební část regulátoru, který zajišťuje výše uvedené požadavky na vlastnosti systému řízení, je dána řešením dvojice diofantických rovnic:

$$af_1\tilde{p} + bq = d \quad (88)$$

$$tf_2 + br = d \quad (89)$$

Výsledný přenos zpětnovazební a přímovazební části regulátoru je dán vztahy:

$$Q(s) = \frac{q}{f_1\tilde{p}} \quad (90)$$

$$R(s) = \frac{r}{f_1\tilde{p}} \quad (91)$$

Většinou platí, že pokud jsou referenční signál a poruchy rozdílné a jmenovatel přenosu $w(s)$ není obsažen ve jmenovatelích $v(s)$ a $n(s)$, vede použití 2DOF konfigurace k jednodušším regulátorům ve zpětnovazební a přímovazební části regulátoru než u pouze zpětnovazebního regulátoru v 1DOF konfiguraci.

Příklad určení polynomů $f_1(s)$ a $f_2(s)$:

$$\begin{array}{llll} f_w = s & f_v = s & f_n = s & \rightarrow f_1 = s & f_2 = s \\ f_w = s^2 & f_v = s & f_n = s & \rightarrow f_1 = s^2 & f_2 = s^2 \\ f_w = s & f_v = s^2 & f_n = s^2 + w^2 & \rightarrow f_1 = s^2(s^2 + w^2) & f_2 = s^2 \\ f_w = s & f_v = 1 & f_n = 1 & \rightarrow f_1 = s & f_2 = s \end{array} \quad \begin{array}{l} \\ \\ \\ \text{Na obvod nepůsobí} \\ \text{žádná porucha} \end{array}$$

Určení stupňů jednotlivých polynomů

Při určování stupňů jednotlivých polynomů se nejprve vyjde z rovnice (88), tedy:

$$\deg d = \deg a + \deg f_1 + \deg \tilde{p} \quad (92)$$

Počet rovnic $PR1$ bude:

$$PR1 = \deg a + \deg f_1 + \deg \tilde{p} + 1 \quad (93)$$

Pro počet neznámých $PN1$ platí:

$$PN1 = \deg \tilde{p} + \deg q + 2 \quad (94)$$

Při dalším řešení se pak využije rovnosti $PR1 = PN1$ a vztahu:

$$\deg f_1 + \deg \tilde{p} \geq \deg q \quad (95)$$

Po jednoduchých úpravách pak dostaneme vztahy potřebné pro určení stupňů jednotlivých polynomů (při výpočtech stupňů jednotlivých polynomů se bude u následujících nerovnic uvažovat rovnost):

$$\deg q = \deg a + \deg f_1 - 1 \quad (96)$$

$$\deg \tilde{p} \geq \deg a - 1 + k \quad (97)$$

$$\deg d \geq 2 \deg a + \deg f_1 - 1 + k \quad (98)$$

Pro určení stupňů zbývajících polynomů se vyjde z rovnice (89), tedy:

$$\deg d = \deg t + \deg f_2 \quad (99)$$

Počet rovnic $PR2$ bude:

$$PR2 = \deg t + \deg f_2 + 1 \quad (100)$$

Pro počet neznámých $PN2$ platí:

$$PN2 = \deg t + \deg r + 2 \quad (101)$$

Při dalším řešení se pak využije rovnosti $PR2 = PN2$ a vztahu:

$$\deg f_1 + \deg \tilde{p} \geq \deg r \quad (102)$$

Po úpravě pak dostaneme stupně zbývajících polynomů, velikost pomocné konstanty k se pak určí ze vztahu (105) (při výpočtech se bude u následující nerovnice uvažovat rovnost):

$$\deg r = \deg f_2 - 1 \quad (103)$$

$$\deg t = \deg d - \deg f_2 = 2 \deg a + \deg f_1 - 1 - \deg f_2 + k \quad (104)$$

$$k \geq \deg f_2 + \deg f_1 - \deg a \quad (105)$$

Podmínka (105) se používá pouze tehdy, když je její pravá strana větší než nula.

Parametry zpětnovazební a přímovazební části regulátoru, jehož struktura je dána vztahy (96) – (98) a (103) – (105) se pak vypočítají metodou neurčitých koeficientů z polynomiálních diofantických rovnic (88) a (89). Koeficienty polynomu $d(s)$, který vystupuje na pravé straně rovnic, se určí rozložením kořenů polynomu $d(s)$, resp. pólů přenosů. [16]

Poznámka:

V případě, že soustava obsahuje i dopravní zpoždění je nutno nejprve toto zpoždění aproximovat. Existuje několik možností jak to provést, například využitím Padeho aproximace, Taylorovy aproximace čitatele nebo jmenovatele.

3.3 Vytváření diskretních náhrad spojitého PID regulátorů

3.3.1 Spojitá verze PID regulátoru

Pro řízení v diskretních regulačních obvodech se velmi často používají diskretní algoritmy regulace vycházející z odpovídajících konvenčních spojitého (analogových) algoritmů.

Činnost ideálního spojitého PID regulátoru lze popsat: [1]

$$u(t) = K_P \left[e(t) + \frac{1}{T_I} \int_0^{\infty} e(\tau) d\tau + T_D \frac{de(t)}{dt} \right] \quad (106)$$

a L-přenosem:

$$G_R(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = K_P \left[1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s \right] = K_P + \frac{K_I}{s} + K_D s \quad (107)$$

při nulových počátečních podmínkách,

kde:

K_P - zesílení regulátoru

$T_I = \frac{K_P}{K_I}$ - integrační časová konstanta

$T_D = \frac{K_D}{K_P}$ - derivační časová konstanta

3.3.2 Diskretní náhrady spojitého operací v číslicovém PID regulátoru

Číslicový regulátor nevyhodnocuje informaci spojitě, ale v diskretních okamžicích $t = kT$ ($k = 0, 1, 2, \dots$), kde T je perioda vzorkování. [1]

$$u(kT) = K_P e(t) + \frac{K_P}{T_I} I(kT) + K_P T_D D(kT) + u(0) \quad (108)$$

Náhrada integrace

zpětná obdélníková náhrada (ZOBD):

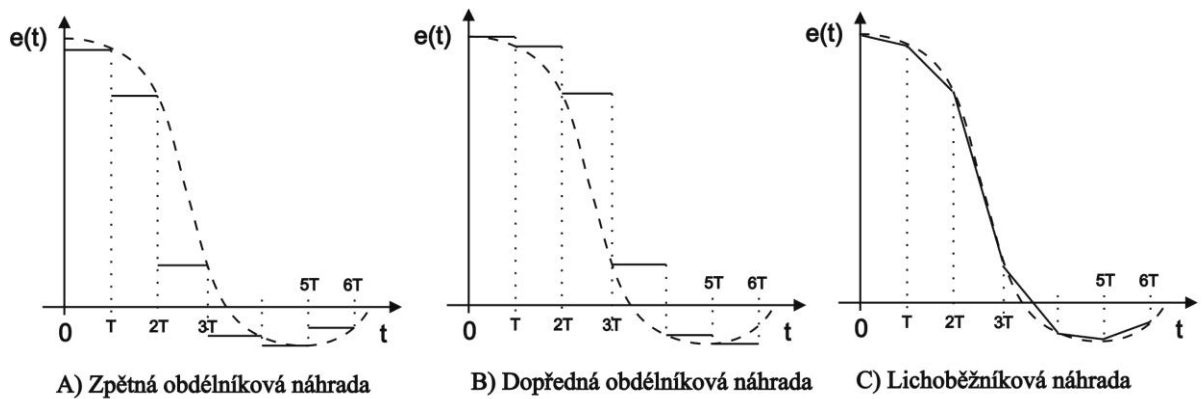
$$I(kT) = \int_0^t e(\tau) d\tau \approx T \sum_{i=1}^k e(iT) = \frac{Tz}{z-1} \quad (110)$$

Dopředná obdélníková náhrada (DOBD):

$$I(kT) = \int_0^t e(\tau) d\tau \approx T \sum_{i=1}^{k-1} e(iT) = \frac{T}{z-1} \quad (111)$$

Lichoběžníková náhrada (LICH):

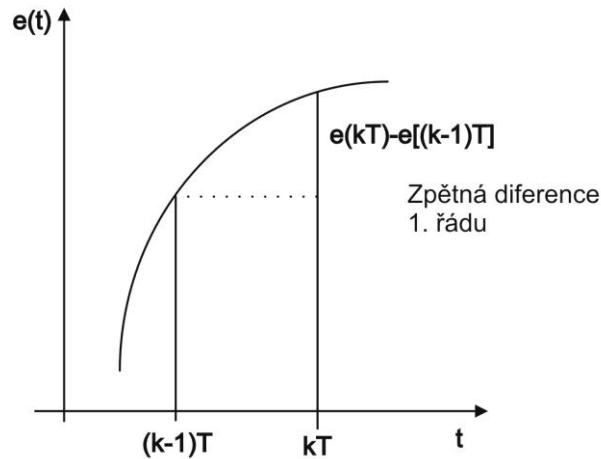
$$I(kT) = \int_0^t e(\tau) d\tau \approx T \sum_{i=1}^k \frac{e(iT) + [(i-1)T]}{2} = \frac{Tz+1}{2z-1} \quad (112)$$



Obr. 12 - Diskrétní náhrady integrace spojitého signálu

Náhrada derivace

$$D(kT) = \frac{de(t)}{dt} \approx \frac{e(kT) - e[(k-1)T]}{T} = \frac{z-1}{Tz} \quad (113)$$



Obr. 13 - Diskrétní náhrady derivace spojitého signálu

3.3.3 Polohový a přírůstkový algoritmus

Polohový algoritmus

Diferenční rovnice polohového algoritmu PSD regulátoru při využití integrační náhrady (ZOBD náhrada) a derivační náhrady integrační a derivační složky:

$$u(kT) = K_P \left\{ e(kT) + \frac{T}{T_I} \sum_{i=1}^k e(iT) + \frac{T_D}{T} \{e(kT) - e[(k-1)T]\} \right\} + u(0) \quad (114)$$

Z-přenos polohového algoritmu PSD regulátoru (při použití ZOBD):

$$G_R(z) = \frac{U(s)}{E(s)} = K_P \left\{ 1 + \frac{T}{T_I} \frac{z}{z-1} + \frac{T_D}{T} \frac{z-1}{z} \right\} \quad (115)$$

při nulových počátečních podmínkách

Z uvedeného diskrétního přenosu PSD regulátoru lze vytvořit další diskrétní regulátory typu: P, S, PS a PD.

Nevýhodou polohového (nerekurentního) algoritmu je, že musí uchovávat v paměti všechny hodnoty $e(iT)$ pro výpočet sumy odchylky a z ní plynoucího akčního zásahu, což je nevýhodné.

Vhodnější je proto pracovat s regulátorem v přírůstkovém, tzn. rekurentním tvaru, tj. neurčuje se celá hodnota akčního zásahu, ale jen její změna (přírůstek): [1]

$$\nabla u(kT) = u(kT) - u[(k - 1)T]$$

Přírůstkový algoritmus

$$\nabla u(kT) = u(kT) - u[(k - 1)T] = K_P \nabla e(kT) + \frac{K_P}{T_I} \nabla I(kT) + K_P T_D \nabla D(kT) \quad (116)$$

Tab. 19 - Určení $\nabla I(kT)$, $\nabla D(kT)$ u přírůstkového algoritmu

Náhrada	ZOBD	POBD	LICHO
$\nabla I(kT) = I(kT) - I[(k - 1)T]$	$Te(kT)$	$Te[(k - 1)T]$	$T \frac{e(kT) + e[(k - 1)T]}{2}$
$\nabla D(kT) = D(kT) - D[(k - 1)T]$	$\frac{e(kT) - 2e[(k - 1)T] + e[(k - 2)T]}{2}$		

Obecný zápis přírůstkového algoritmu PSD regulátoru:

$$\nabla u(kT) = q_0 e(kT) + q_1 e[(k - 1)T] + q_2 e[(k - 2)T] = u(kT) - u[(k - 1)T] \quad (117)$$

kde parametry q_0, q_1, q_2 jsou určeny v závislosti na použité náhradě integrace v diskrétním PID algoritmu: [1] (118)

$$G_R(z) = \frac{\nabla U(z^{-1})}{E(z^{-1})} = q_0 + q_1 z^{-1} + q_2 z^{-2} \text{ resp. } G_R(z) = \frac{U(z^{-1})}{E(z^{-1})} = \frac{q_0 + q_1 z^{-1} + q_2 z^{-2}}{1 - z^{-1}}$$

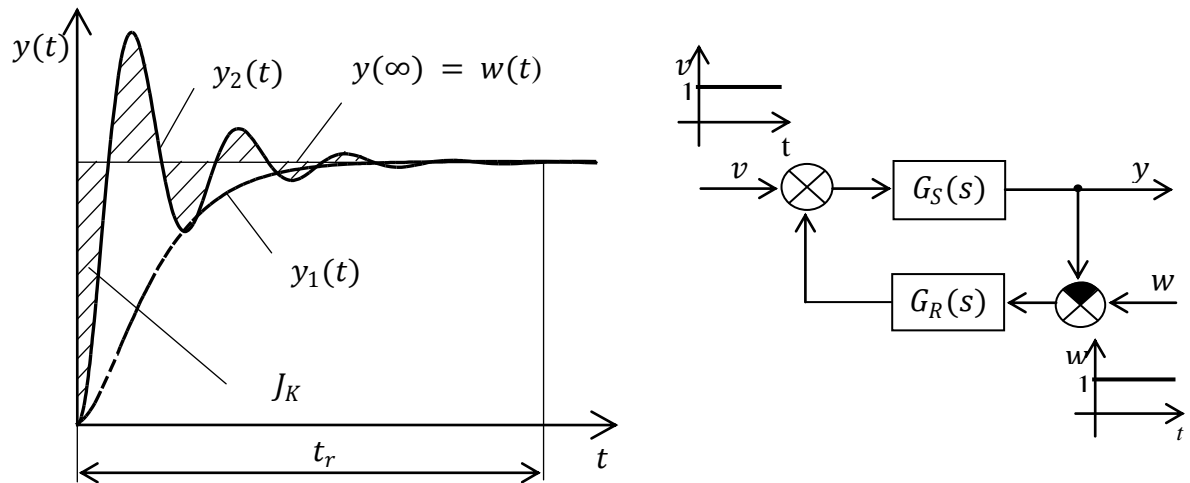
Tab. 20 - Přepočty parametrů K_P, T_I, T_D spojitého PID regulátoru na parametry přírůstkového diskrétního PID regulátoru

	q_0	q_1	q_2
Zpětná – ZOBD	$K_P \left[1 + \frac{T_D}{T} + \frac{T}{T_I} \right]$	$-K_P \left[1 + 2 \frac{T_D}{T} \right]$	$K_P \frac{T_D}{T}$
Dopředná - DOBD	$K_P \left[1 + \frac{T_D}{T} \right]$	$-K_P \left[1 + 2 \frac{T_D}{T} - \frac{T}{T_I} \right]$	$K_P \frac{T_D}{T}$
Lichoběžníková - LICHO	$K_P \left[1 + \frac{T_D}{T} + \frac{T}{2T_I} \right]$	$-K_P \left[1 + 2 \frac{T_D}{T} - \frac{T}{2T_I} \right]$	$K_P \frac{T_D}{T}$

3.4 Kvalita regulace

Aby bylo možné srovnat mezi sebou jednotlivé metody syntézy, je třeba použít nějakou metodu určující kvalitu regulace. Jednou z možných metod je metoda kvadratické plochy. Tato metoda určuje kvalitu regulace z kvadratické regulační plochy ležící mezi přechodovou charakteristikou regulačního obvodu a vstupním signálem ve tvaru žádané hodnoty. Názorně je to zobrazeno na následujícím obrázku (viz Obr. 14), kde $y_1(t)$

představuje aperiodický průběh a $y_2(t)$ periodický průběh, přičemž t_r značí dobu regulace. [1]



Obr. 14 - Regulační pochody kmitavé ($y_1(t)$) a periodické ($y_2(t)$) vyvolané změnou žádané hodnoty w nebo vznikem poruchy v

Výpočet kvadratické regulační plochy (J_K) je proveden podle vztahu:

$$J_K = \int_0^{\infty} [y(t) - y(\infty)]^2 dt = \int_0^{\infty} [y(t) - w(t)]^2 dt \approx \int_0^{t_r} [y(t) - w(t)]^2 dt \quad (119)$$

Výhodou tohoto kritéria je, že se dá využít nejen pro aperiodické průběhy, ale i pro periodické průběhy, kde je, díky mocnině druhého řádu, zabráněno případnému zkreslení při výpočtu regulační plochy. Cílem úspěšnosti seřizování regulátoru je, aby uvedený integrál (regulační plocha) byla minimální, tj. $J_K \rightarrow \min$. [1]

Poznámka:

K vyhodnocení kvality regulace lze použít kromě kritéria kvadratické plochy, značené jako ISE, i jiných integrálních kritérií značených ITAE, ITE, ITSE, ISTE, IAE, IE.

$$\begin{aligned} ITAE &= \int_0^{\infty} t|e(t)|dt; & ISTE &= \int_0^{\infty} t^2 e^2(t)dt; \\ ITE &= \int_0^{\infty} te(t)dt; & IAE &= \int_0^{\infty} |e(t)|dt; \\ ITSE &= \int_0^{\infty} te^2(t)dt; & IE &= \int_0^{\infty} e(t)dt; \end{aligned} \quad (120)$$

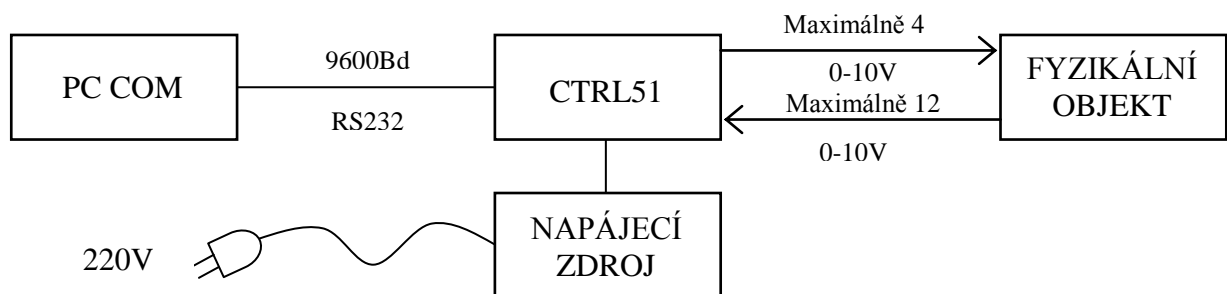
PRAKTICKÁ ČÁST

4 MODEL TEPLOVZDUŠNÉHO OBVODU

4.1 Mikropočítačová jednotka CTRL

Základní technické parametry CTRL:

- CPU8751
- EPROM/RAM: 4 KB integrální /128 B integrální+256 B externí
- počet analogových vstupů/výstupů: 12/4
- vstupní rozsah/rozlišitelnost: 0-10V/12bitů
- výstupní rozsah/rozlišitelnost/vzájemné ovlivňování: 0-10V/12bitů/<3%
- komunikace s PC: standardní sériové rozhraní RS 232
- napájecí napětí/odběry: +5V/0,6A, +15V/0,1A
- rozměry: 21 x 13 x 4 cm



Obr. 15- Způsob propojení počítače PC s jednotkou CTRL a laboratorním objektem (modelem teplovzdušného obvodu)

Jednotku CTRL tvoří dvě části - napájecí síťový zdroj (220 V/50 Hz) a vlastní elektronická jednotka vybavená mikroprocesorem. Zdroj poskytuje napětí ± 15 V, +5 V a umožňuje připojit dva přístroje CTRL. Jednotka CTRL je vybavena signálovým konektorem typu CANON 25, přístrojovým kabelem a napájecím kabelem. Přístrojový kabel je určen pro přímé propojení se sériovým výstupem PC podle standartu V24/RS 232 a je zakončen standardním konektorem (COM 1 nebo COM 2).

Parametry komunikace: max. rychlost 9600 Bd, 8 datových bitů, 1 stop bit, bez parity. Signálový konektor CANON 25 je propojen následovně: piny 1 - 12 jsou určeny pro vstupní analogové signály, zbývajících čtyřmi analogovými vstupy se přímo měří hodnota analogových výstupů. Analogové výstupy jsou na pinech 15 - 19.

S ohledem na rychlost přenosu a množství vstupních a výstupních kanálů je jednotka vhodná jako laboratorní monitorovací mikropočítačový systém pro měření a řízení středně rychlých a pomalejších procesů (teplotní aj.). [11]

4.2 Popis laboratorního modelu

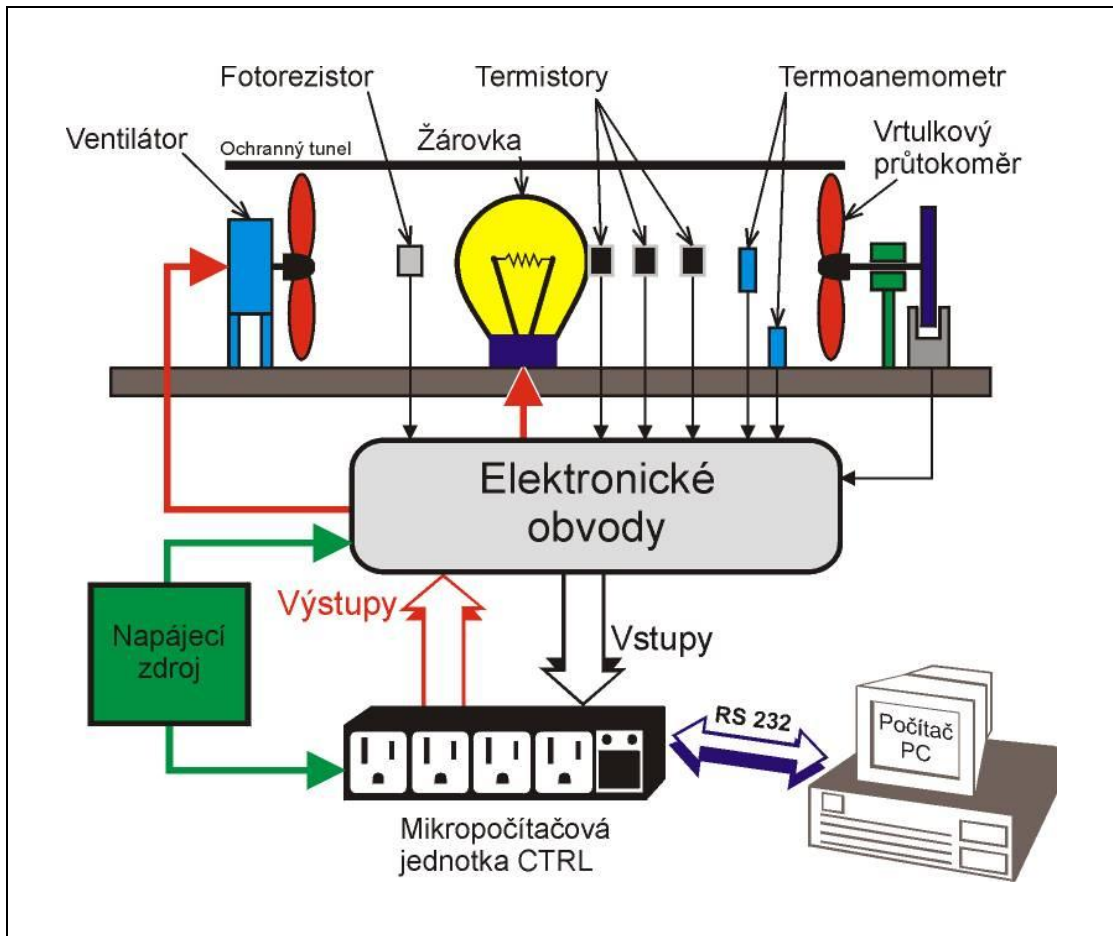
Model teplovzdušného obvodu (viz Obr. 16) je tvořen žárovkou napájenou z říditelného zdroje napětí (vytváří tepelný a světelný zdroj), jež je umístěná v krytém tunelu, kterým je profukován vzduch pomocí ventilátoru (ten je rovněž napájen pomocí říditelného zdroje napětí) a boční sekundární ventilátor umožňuje dodatečný přívod vzduchu. V tunelu je umístěno několik snímačů:

- Tři snímače teploty - termistor T_3 měřící teplotu baňky žárovky, T_2 - teplota vzduchu v bezprostřední blízkosti baňky žárovky, T_4 - teplota vzduchu v zadní části tunelu,
- Fotodetektor – fotorezistor FR_1 měřící jas žárovky,
- Termoanemometr - je tvořen dvěma termistory, první je umístěn v tunelu a měří rychlost proudění vzduchu - TA , druhý referenční termistor RT není proudem vzduchu ovlivňován,
- Objemový vrtulkový průtokoměr - VP - měřící vrtulka s připojeným snímačem otáček.

Využití jednotlivých vstupních a výstupních kanálů jednotky CTRL pro danou úlohu ukazuje Tab. 21. [11]

Tab. 21 - Zapojení vstupních a výstupních kanálů jednotky CTRL

Vstupní kanál	Snímač	Výstupní kanál	Akční člen
Vstup 1	Snímač jasu žárovky FR_1	Výstup 1	Ovládací napětí příkonu na žárovce
Vstup 2	Snímač teploty v blízkosti baňky žárovky T_2	Výstup 2	Ovládací napětí otáček čelního ventilátoru
Vstup 3	Snímač teploty na baňce žárovky T_3	Výstup 3	Ovládací napětí otáček bočního (sekundárního) ventilátorku
Vstup 4	Snímač teploty na výstupu z tunelu T_4	Výstup 4	Nepoužit
Vstup 6	Termoanemometr TA, RT		
Vstup 7	Vrtulkový průtokoměr VP		
Vstupy 5, 8-12	Nepoužity		



Obr. 16 - Zapojení modelu teplotovzdušného obvodu s počítačem PC a jednotkou CTRL [14]



Obr. 17 – Model teplotovzdušného obvodu propojený s jednotkou CTRL a PC

4.3 Komunikace s jednotkou CTRL

Pro komunikace mezi aplikací MATLAB jednotkou CTRL stačí čtyři uživatelské funkce:

O_CTRL – zahájení práce s jednotkou CTRL

C_CTRL – korektní ukončení práce se sériovou linkou

W_CTRL – zápis hodnoty x na kanál k CTRL

R_CTRL – vyčtení kanálu k CTRL

Synchronizace běhu programu na reálný čas využívající časovač objektu serial byla provedena přes mechanismus nazývaný "synchronizace pomocí semaforu".

Detailní informace o použití sériové linky pod MATLABem včetně zmíněných uživatelských funkcí mohou být nalezeny v [6].

5 IDENTIFIKACE TEPLOVZDUŠNÉHO MODELU

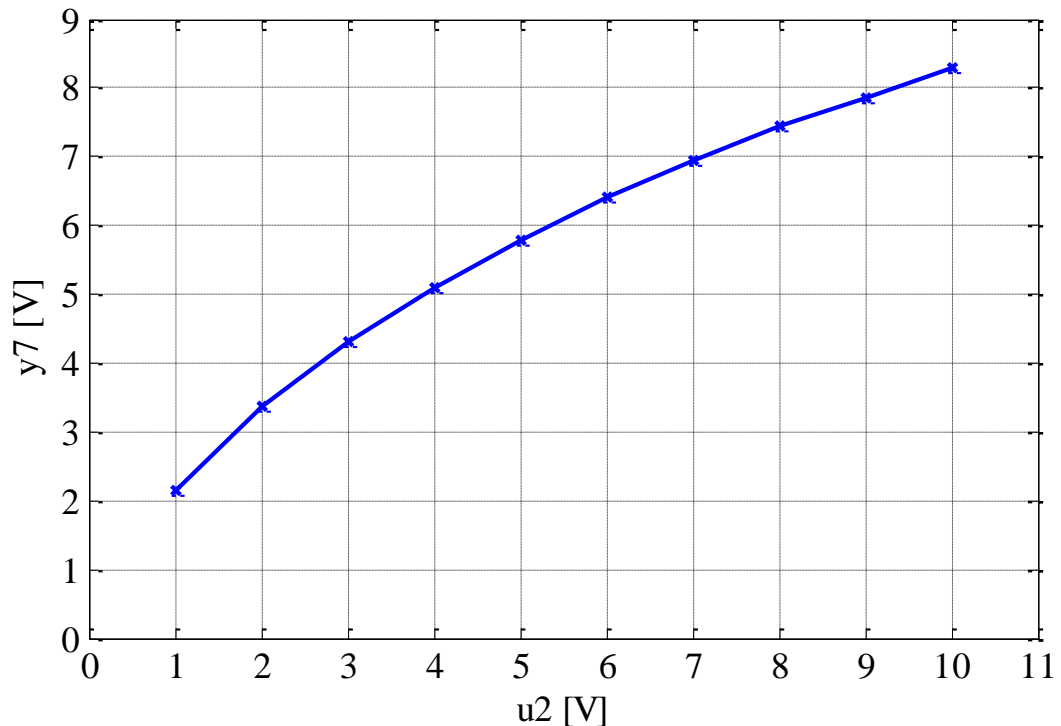
Na laboratorním modelu teplovzdušného obvodu byl zvolen jednorozměrný systém (vstup u_2 – ovládací napětí otáček čelního ventilátoru a výstup y_7 – vrtulkový průtokoměr)

5.1 Statická charakteristika

Statická charakteristika je výsledek měření regulované soustavy nezávislé na čase a vyjadřuje závislost výstupní veličiny (y_7) na vstupní veličině (u_2) v ustáleném stavu. Měření bylo provedeno v rozsahu vstupního napětí na ventilátoru 0 – 10V s periodou vzorkování $T = 0,2s$. Údaje v Tab. 1 pro y_7 představují průměr posledních 20ti naměřených hodnot pro každý jednotkový skok.

Tab. 22 – Získané hodnoty pro statickou charakteristiku

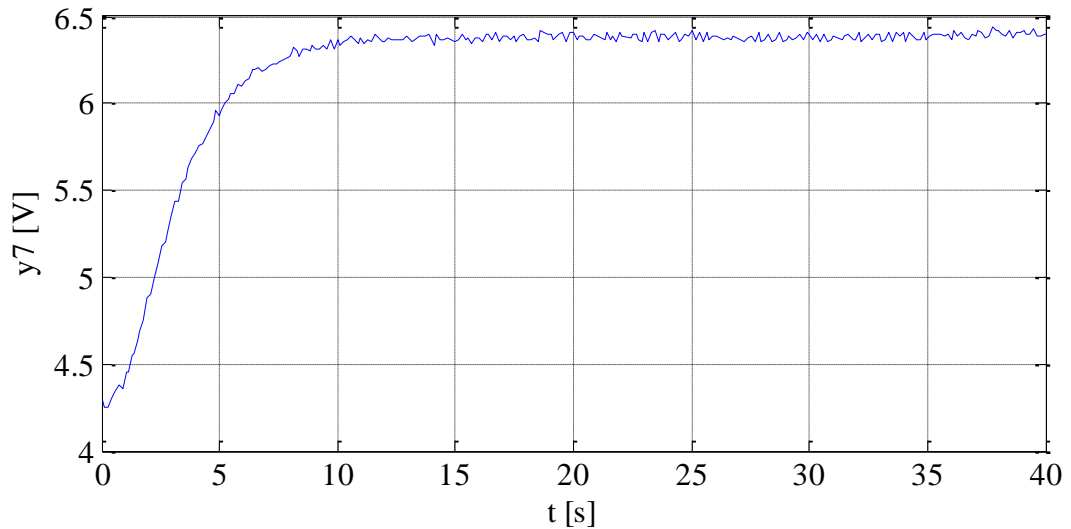
u_2 [V]	y_7 [V]
1	2,1578
2	3,3609
3	4,3045
4	5,0851
5	5,8005
6	6,3996
7	6,9471
8	7,4409
9	7,8486
10	8,2902



Obr. 18 - Statická charakteristika pro vrtulkový průtokoměr

Z průběhu statické charakteristiky je patrné, že se jedná o systém, který vykazuje nelineární vlastnosti. Tyto nelinearity způsobují jak samotné konstrukční vlastnosti modelu, tak i nezanedbatelný vliv okolí, což způsobuje změny statických i dynamických vlastností. Statické vlastnosti jsou dány zesílením soustavy, dynamické časovými konstantami a dynamickým zpožděním. Změna těchto parametrů bude mít samozřejmě vliv na řízení dané regulované soustavy.

Ze získané statické charakteristiky byla zvolena oblast pracovního bodu v rozsahu napětí 5-6V na výstupu (y_7 - vrtulkový průtokoměr), kde budeme předpokládat, že je regulovaná soustava lineární. Aby byla tato oblast překryta, bylo zvoleno ovládací napětí (u_2 – čelní ventilátor) v rozsahu 3-6V, pro tento vstup byla naměřena přechodová charakteristika:



Obr. 19 – Naměřená přechodová charakteristika pro vstup $u_2 = 3$ a $6V$

5.2 Identifikace systému

Z tvaru přechodové charakteristiky vyplývá, že se jedná o systém 2. řádu s přenosem:

$$G_{mod}(s) = \frac{K}{(T_1 s + 1)^2}$$

Zjištění parametrů obrazového přenosu bylo provedeno metodou nejmenších čtverců. Výpočet byl realizován v programu Microsoft Excel 2007 za použití jeho „Řešitele“, který umí vyhledat řešení pro zadanou funkci, protože vzhledem k velkému množství výpočetních operací by nešlo výpočet realizovat v požadovaném čase bez pomoci výpočetní techniky.

5.3 Určení účelové funkce

Účelová funkce, při předpokladu normované charakteristiky, bude zapsána ve tvaru:

$$F(T_1) = \sum_{k=1}^n (h(t^k)_{mod} - h(t^k)_{nam})^2$$

kde: $h(t^k)_{mod}$ - hodnota (normované) přechodové charakteristiky modelu


$h(t^k)_{nam}$ - hodnota naměřené (normované) přechodové charakteristiky

$$h(t^k)_{mod} = K \left(1 - \left(1 + \frac{t^k}{T_1} \right) e^{-\frac{t^k}{T_1}} \right)$$

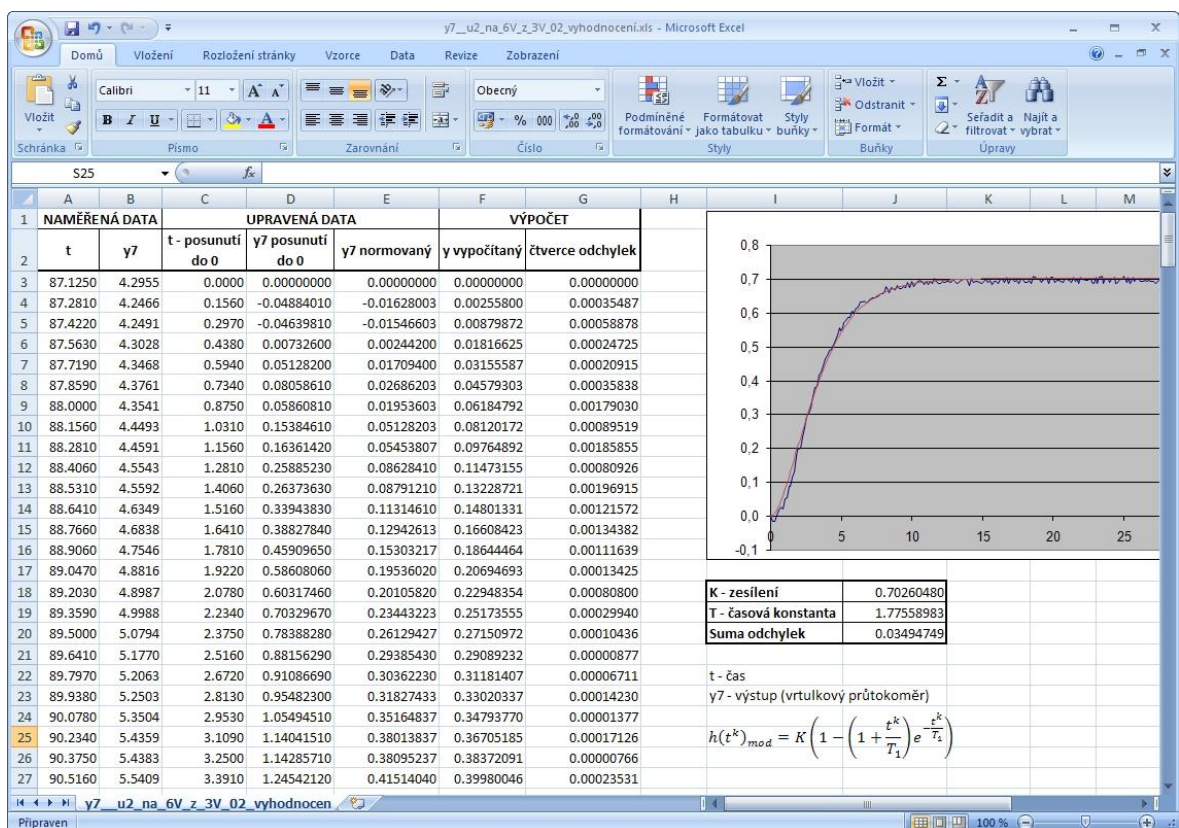
kde: T_1, K - jsou parametry přenosu modelu, tj. časová konstanta a zesílení.

5.4 Řešení identifikace přechodové charakteristiky metodou nejmenších čtverců pomocí modulu „Řešitel“ v aplikaci Microsoft Excel 2007

1) Zavedení doplňku „Řešitel“ (v případě že tento modul není již zaveden):

- Klepeme na „tlačítko sady Microsoft Office“  a zvolíme „Možnosti aplikace Excel“.
- Klepeme na položku „Doplňky“ a v rozevíracím seznamu „Spravovat“ vybereme položku „Doplňky aplikace Excel“.
- Klepeme na tlačítko „Přejít“.
- V seznamu „Doplňky k dispozici“ zaškrtneme políčko „Řešitel“ a potom klepeme na tlačítko „OK“.
- Po zavedení doplňku Řešitel bude ve skupině „Analýza“ na kartě „Data“ k dispozici příkaz „Řešitel“.

2) Hledání parametrů přenosu pomocí modulu „Řešitel“:

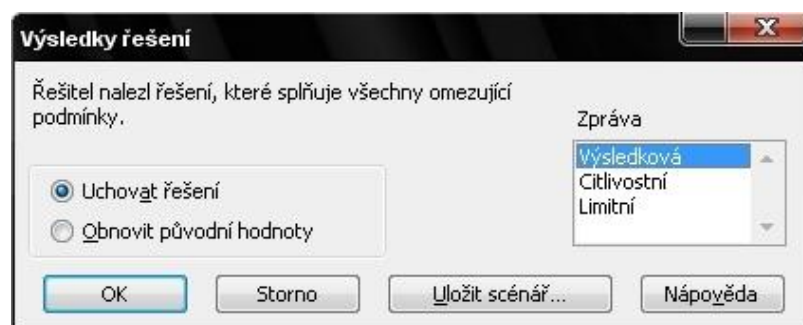


Obr. 20 – Okno „Parametry řešitele“

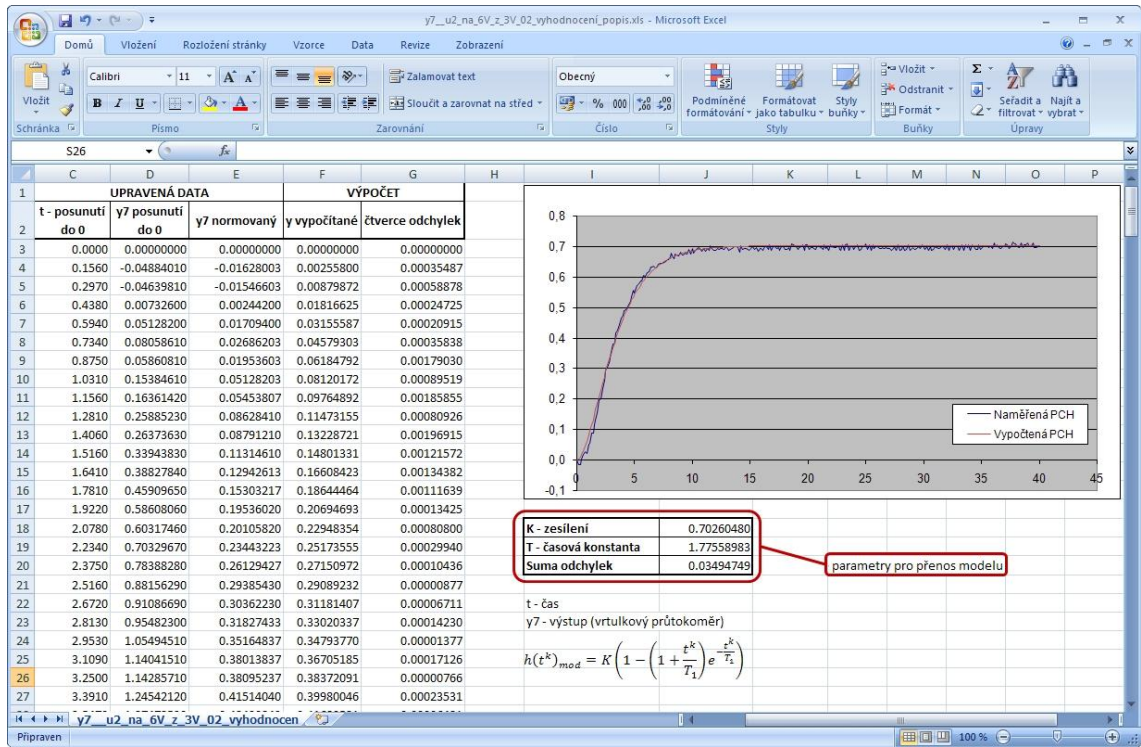
Parametry řešitele nastavíme tak, aby hodnota buňky pro sumu odchylek byla pro měřenou buňku pro časovou konstantu T minimální.



Obr. 21 – Okno „Možnosti řešitele“



Obr. 22 – Okno „Výsledky řešení“

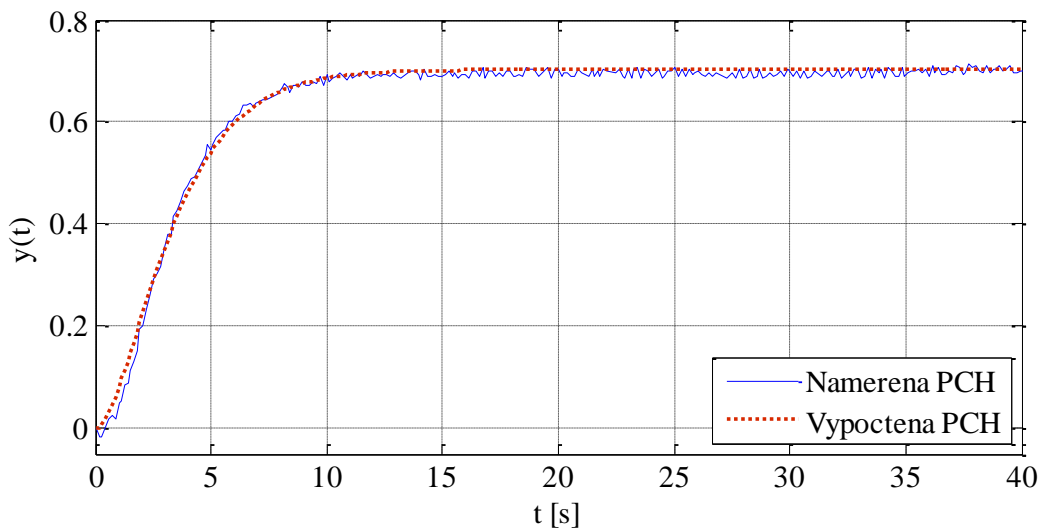


Obr. 23 – Získané parametry pro přenos modelu

Zesílení soustavy K bylo určeno jako průměr posledních dvaceti hodnot normovaného výstupu y_7 .

Metodou nejmenších čtverců byl tedy získán přenos modelu regulované soustavy pro jednotkový skok (1V) ve tvaru:

$$G_{mod}(s) = \frac{0,7026}{(1,7756s + 1)^2}$$

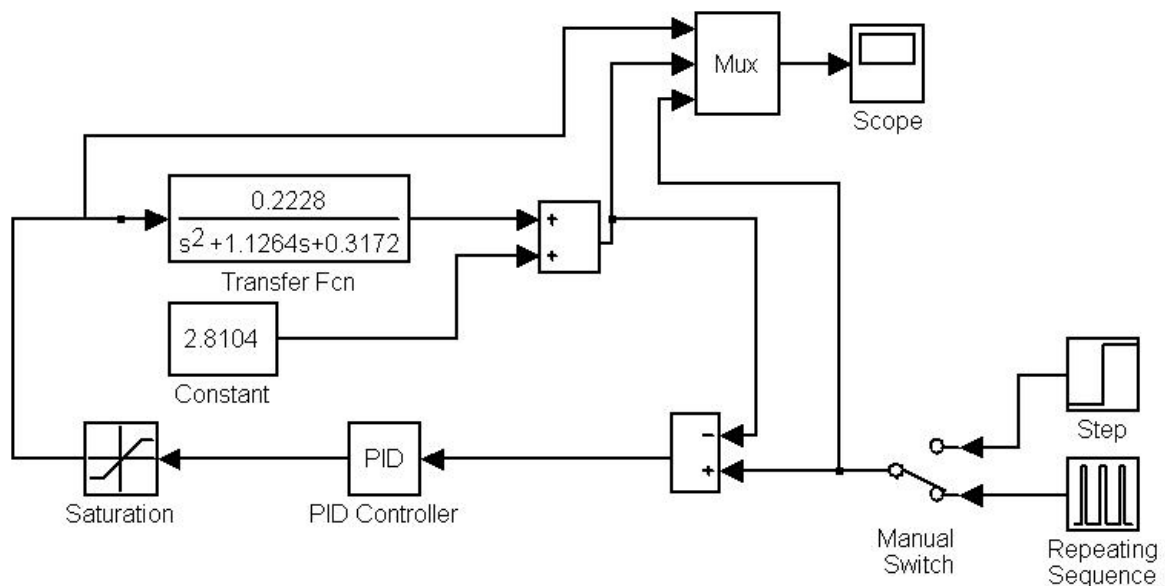


Obr. 24 – Srovnání přechodových charakteristik

6 SYNTÉZA REGULAČNÍHO OBVODU – VÝPOČET, SIMULACE A APLIKACE PŘI REÁLNÉM ŘÍZENÍ MODELU

6.1 Metody syntézy pro regulátory s pevně danou strukturou

Pro ověření parametrů regulátoru získaných výpočtem použijeme následující schéma vytvořené v programu MATLAB Simulink, do kterého jsme zařadili blok - konstantu ($C=2,8104$) - pro kompenzaci nelinearity řízeného reálného modelu.



Obr. 25 - Schéma uzavřeného regulačního obvodu vytvořené v programu MATLAB/SIMULINK

Identifikací byl pro vrtulkový průtokoměr stanoven náhradní přenos ve tvaru:

$$G_S(s) = \frac{0,7026}{(1,7756s + 1)^2} = \frac{0,2228}{s^2 + 1,1264s + 0,3172}$$

Dále budou potřeba následující úpravy:

Převod na typizovaný přenos – tří-parametrový model:

$$G_{upr,s}(s) = \frac{K}{1 + sT} e^{-sL}$$

Z přechodové charakteristiky určíme časovou konstantu $T \rightarrow y(T) = 0,6321k$

$\rightarrow T = 3,81$ a dopravní zpoždění $L = T_u = 0,5001$:

$$G_{upr,s}(s) = \frac{0,7026}{3,81s + 1} e^{-0,5001s}$$

Převod na typizovaný přenos – čtyř-parametrový model:

$$G_{upr,s}(s) = \frac{K}{(1 + sT_1)(1 + sT_2)} e^{-sL}; T_1 \geq T_2;$$

Z přechodové charakteristiky určíme časové konstanty $T_1 \rightarrow y(T_1) = 0,7K \rightarrow$

$\rightarrow T_1 = 4,33; T_2 \rightarrow y(T_2) = 0,33k \rightarrow T_2 = 2,09$, a dopravní zpoždění $L = T_u = 0,5001$:

$$\rightarrow G_{upr,s}(s) = \frac{K}{(1 + 4,33s)(1 + 2,09s)} e^{-s0,5001}$$

6.1.1 Ziegler-Nicholsova (Z-N) metoda kritického zesílení

Tuto metodu nelze aplikovat na soustavu 2. řádu, protože tato soustava je při kladných koeficientech polynomu $a(s)$ vždy stabilní a nelze ji rozkmitat.

6.1.2 Nastavení regulátoru z přechodové charakteristiky**Přenos regulátoru PI:**

$$G_R(s) = r_0 + \frac{r_{-1}}{s} = K_P \left(1 + \frac{1}{T_I s} \right)$$

Určení požadovaných hodnot dané metody syntézy a výpočet stavitelných parametrů regulátoru:

- naměřené hodnoty:

$$T_u = 0,5001; T_n = 4,8165; K = 0,7026; \rightarrow \gamma = \frac{T_n}{T_u} = 9,6311$$

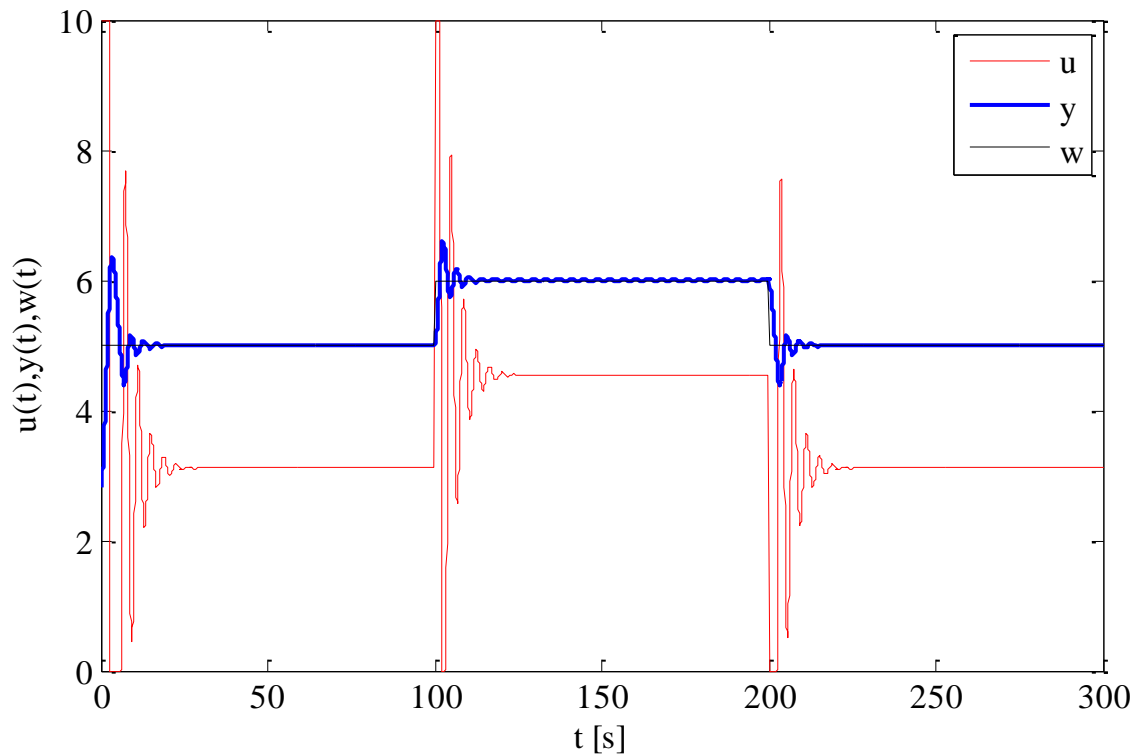
- parametry regulátoru:

$$K_P = 0,9\gamma \frac{1}{K} = 12,3370; T_I = 3,5T_u = 1,7504; \rightarrow r_0 = 12,3370;$$

$$r_{-1} = \frac{K_P}{T_I} = 7,0481$$

- výsledný přenos regulátoru PI:

$$G_R(s) = \underline{\underline{12,3370 + \frac{7,0481}{s} = 12,3370 \left(1 + \frac{1}{1,7504s} \right)}}$$



Obr. 26 - Simulace regulačního pochodu pro nastavení parametrů regulátoru PI z
přechodové charakteristiky

- převedení na diskretní přenos regulátoru PS:

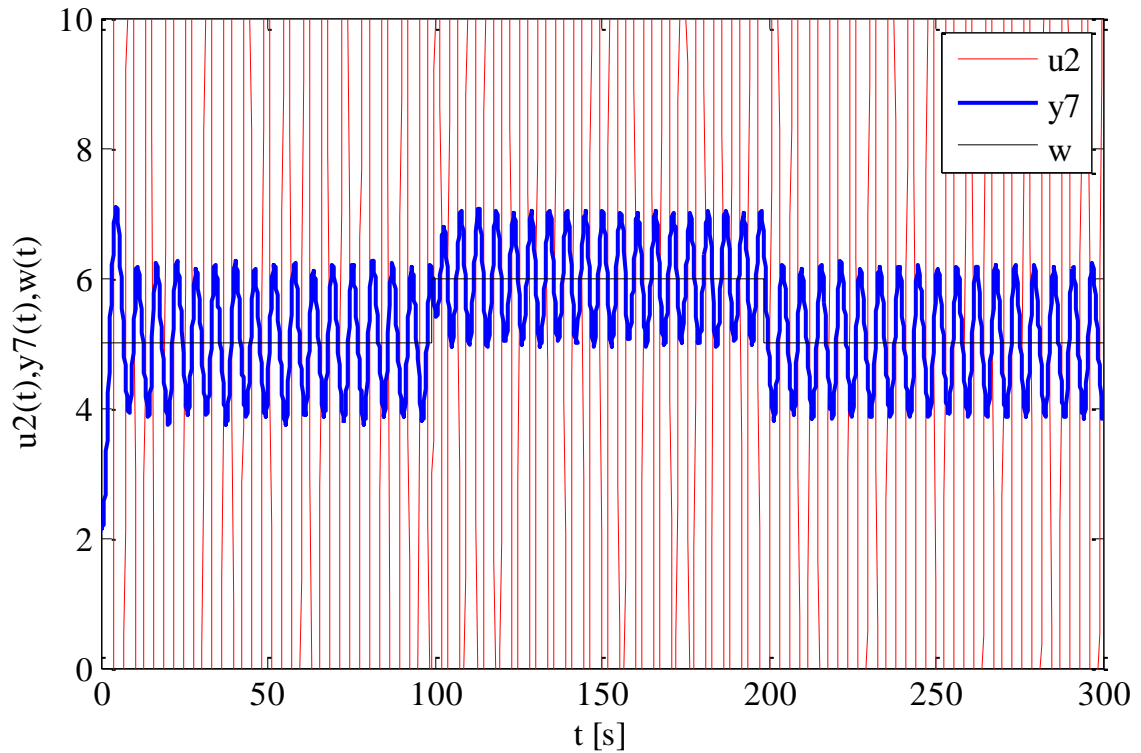
$$\frac{r_0 s + r_{-1}}{s} = \frac{U(s)}{E(s)} \rightarrow (r_0 s + r_{-1})E(s) = sU(s) \rightarrow L^{-1} \rightarrow r_0 e'(t) + r_{-1} e(t) = u'(t)$$

perioda vzorkování: $T = (t(k) - t(k - 1))$

$$u(k) = u(k - 1) + r_0(e(k) - e(k - 1)) + r_{-1}e(k)T$$

- výsledná rovnice regulátoru PS:

$$u(k) = \underline{\underline{u(k - 1) + 12,3370(e(k) - e(k - 1)) + 7,0481e(k)T}}$$



Obr. 27 - Regulační pochod pro nastavení parametrů regulátoru PI z přechodové charakteristiky

Přenos regulátoru PID:

$$G_R(s) = r_0 + \frac{r_{-1}}{s} + r_1 s = K_P \left(1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s \right)$$

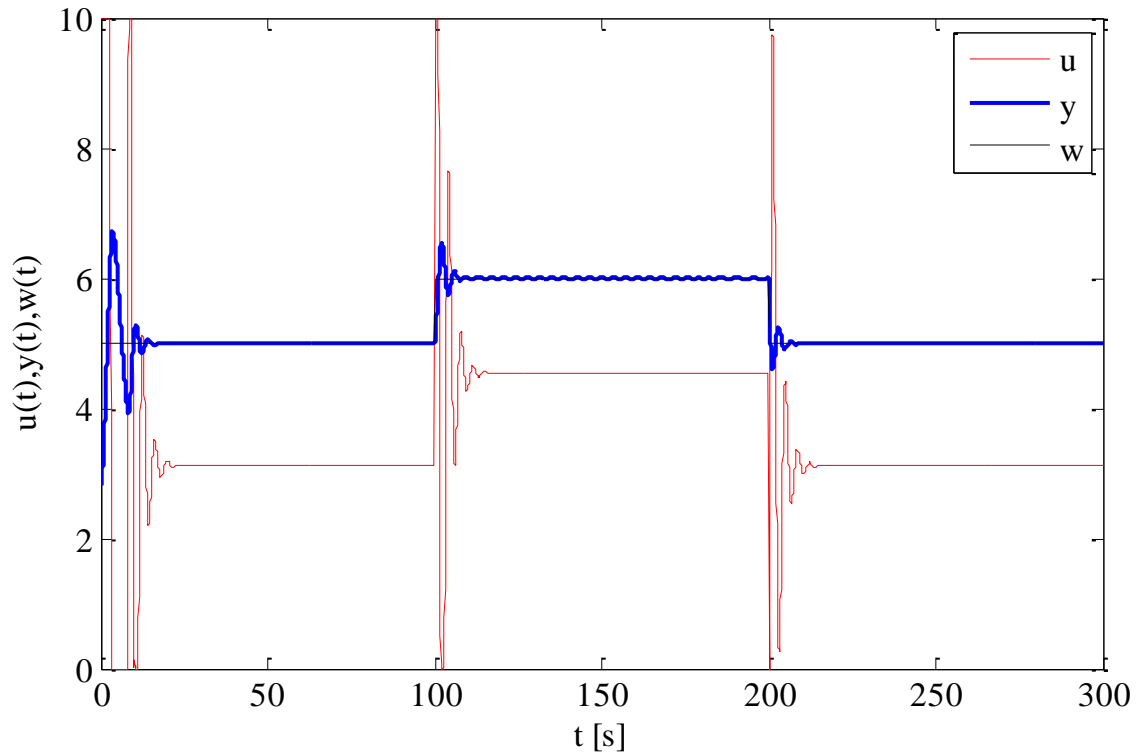
- parametry regulátoru:

$$K_P = 1,25 \gamma \frac{1}{k} = 17,1347; T_I = 2T_u = 1,0002; T_D = 0,5T_u = 0,25 \rightarrow r_0 = 17,1347;$$

$$r_{-1} = \frac{K_P}{T_I} = 17,1313; r_1 = K_P T_D = 4,2837$$

- výsledný přenos regulátoru PID:

$$G_R(s) = 17,1347 + \frac{17,1313}{s} + 4,2837s = 17,1347 \left(1 + \frac{1}{1,0002s} + 0,25s \right)$$



Obr. 28 - Simulace regulačního pochodu pro nastavení parametrů regulátoru PID z přechodové charakteristiky

- převedení na diskretní přenos regulátoru PSD:

$$\frac{r_1 s^2 + r_0 s + r_{-1}}{s} = \frac{U(s)}{E(s)} \rightarrow r_1 s^2 + r_0 s + r_{-1} E(s) = s U(s) \rightarrow$$

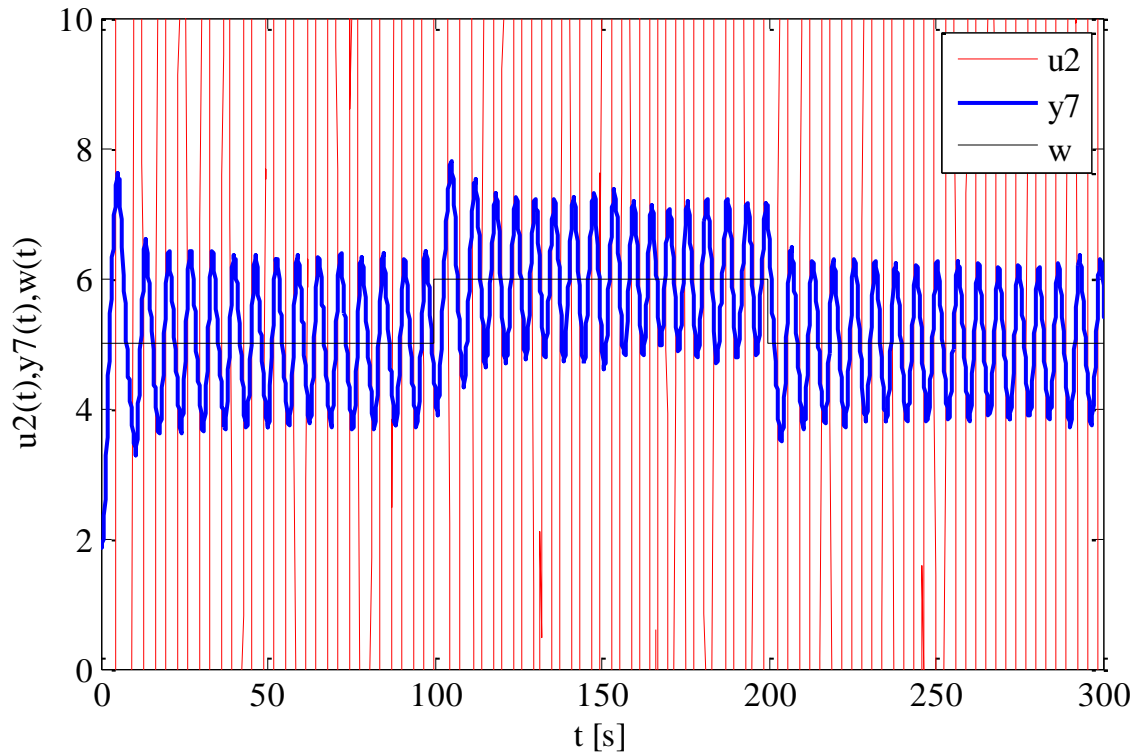
$$\rightarrow L^{-1} \rightarrow r_1 e''(t) + r_0 e'(t) + r_{-1} e(t) = u'(t)$$

$$\text{perioda vzorkování: } T = (t(k) - t(k-1))$$

$$u(k) = u(k-1) + r_1 \left(\frac{e(k) - 2e(k-1) + e(k-2)}{T} \right) + r_0 (e(k) - e(k-1)) + r_{-1} e(k)T$$

- výsledná rovnice regulátoru PSD:

$$u(k) = u(k-1) + \underline{\underline{4,2837 \left(\frac{e(k) - 2e(k-1) + e(k-2)}{T} \right) + 17,1347(e(k) - e(k-1)) + 17,1313e(k)T}}$$



Obr. 29 - Regulační pochod pro nastavení parametrů regulátoru PID z přechodové charakteristiky

6.1.3 Chien, Hrones a Reswickova metoda (CHR metoda)

Přenos regulátoru PI:

$$G_R(s) = r_0 + \frac{r_{-1}}{s} = K_P \left(1 + \frac{1}{T_I s} \right)$$

Určení požadovaných hodnot dané metody syntézy a výpočet stavitelných parametrů regulátoru:

- naměřené hodnoty:

$$T_u = 0,5001; T_n = 4,8165; K = 0,7026 \rightarrow L = T_u = 0,5001; a = \frac{K}{T_n} L = 0,0730;$$

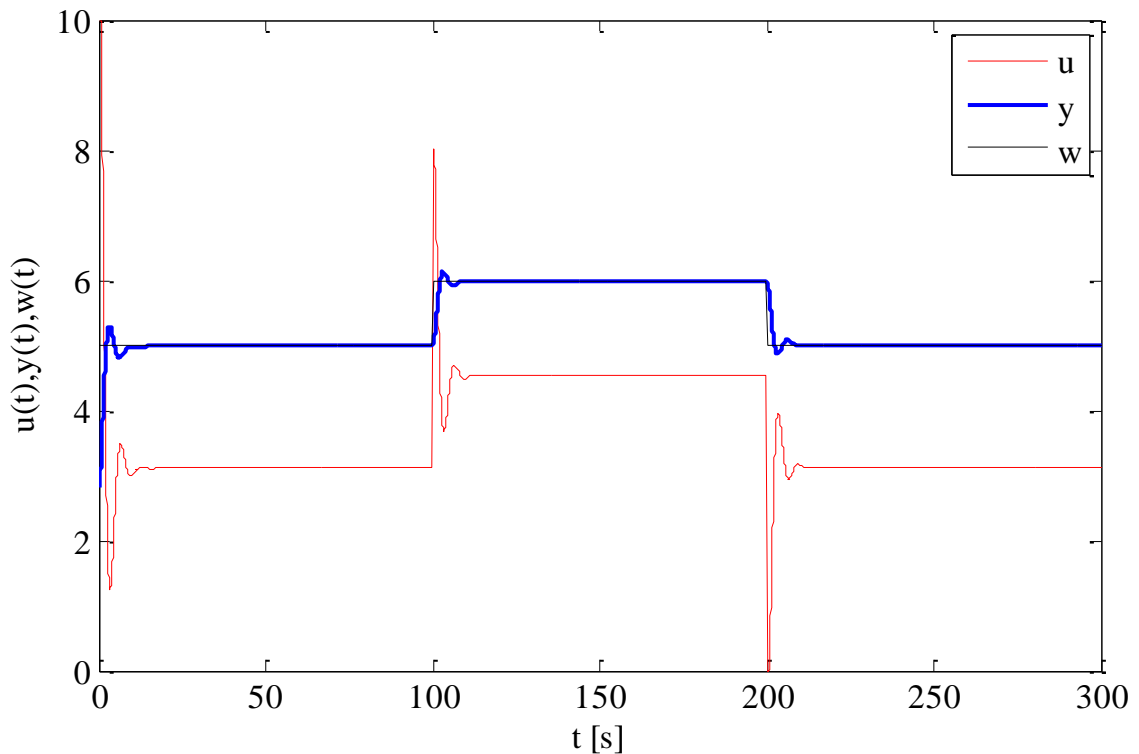
$$y(T) = 0,6321k \Rightarrow T = 3,81$$

- parametry regulátoru:

$$K_P = \frac{0,35}{a} = 4,7945; T_I = 1,2T = 4,5720 \rightarrow r_0 = 4,7945; r_{-1} = \frac{K_P}{T_I} = 1,0487$$

- výsledný přenos regulátoru PI:

$$\underline{\underline{G_R(s) = 4,7945 + \frac{1,0487}{s} = 4,7945 \left(1 + \frac{1}{4,5720s}\right)}}$$



Obr. 30 - Simulace regulačního pochodu pro nastavení parametrů regulátoru PI CHR metodou

- převedení na diskretní přenos regulátoru PS:

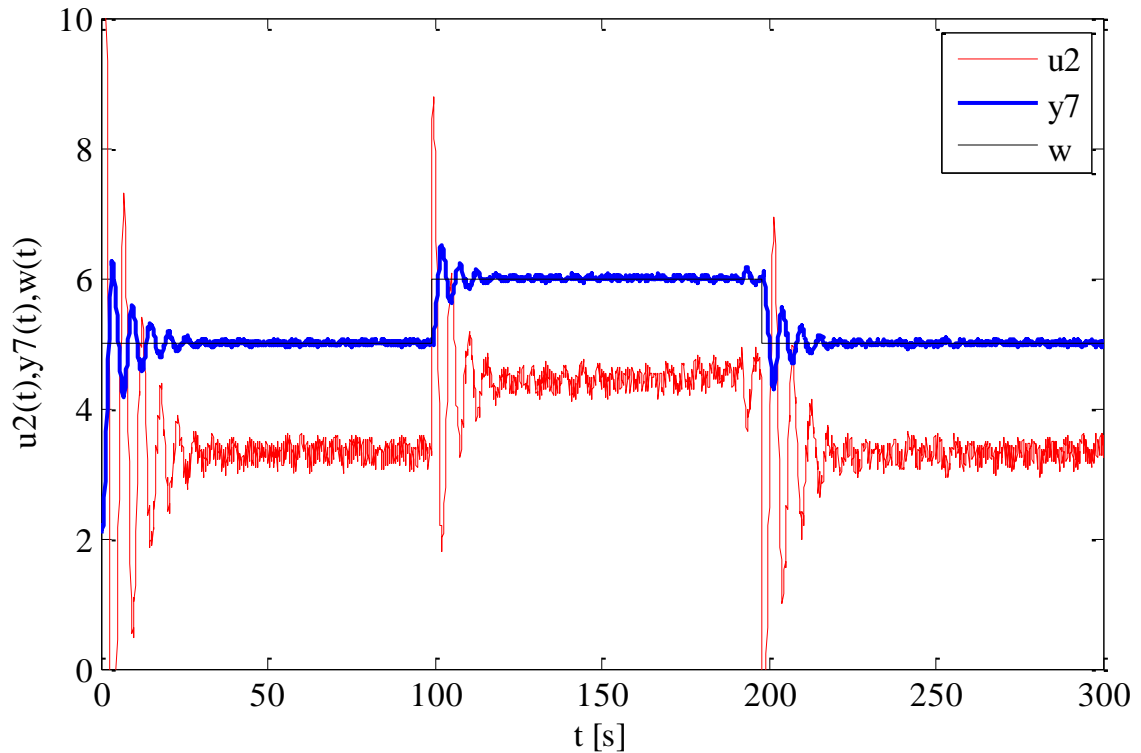
$$\frac{r_0s + r_{-1}}{s} = \frac{U(s)}{E(s)} \rightarrow (r_0s + r_{-1})E(s) = sU(s) \rightarrow L^{-1} \rightarrow r_0e'(t) + r_{-1}e(t) = u'(t)$$

perioda vzorkování: $T = (t(k) - t(k - 1))$

$$u(k) = u(k - 1) + r_0(e(k) - e(k - 1)) + r_{-1}e(k)T$$

- výsledná rovnice regulátoru PS:

$$\underline{\underline{u(k) = u(k - 1) + 4,7945(e(k) - e(k - 1)) + 1,0487e(k)T}}$$



Obr. 31 - Regulační pochod pro nastavení parametrů regulátoru PI CHR metodou

Přenos regulátoru PID:

$$G_R(s) = r_0 + \frac{r_{-1}}{s} + r_1 s = K_P \left(1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s \right)$$

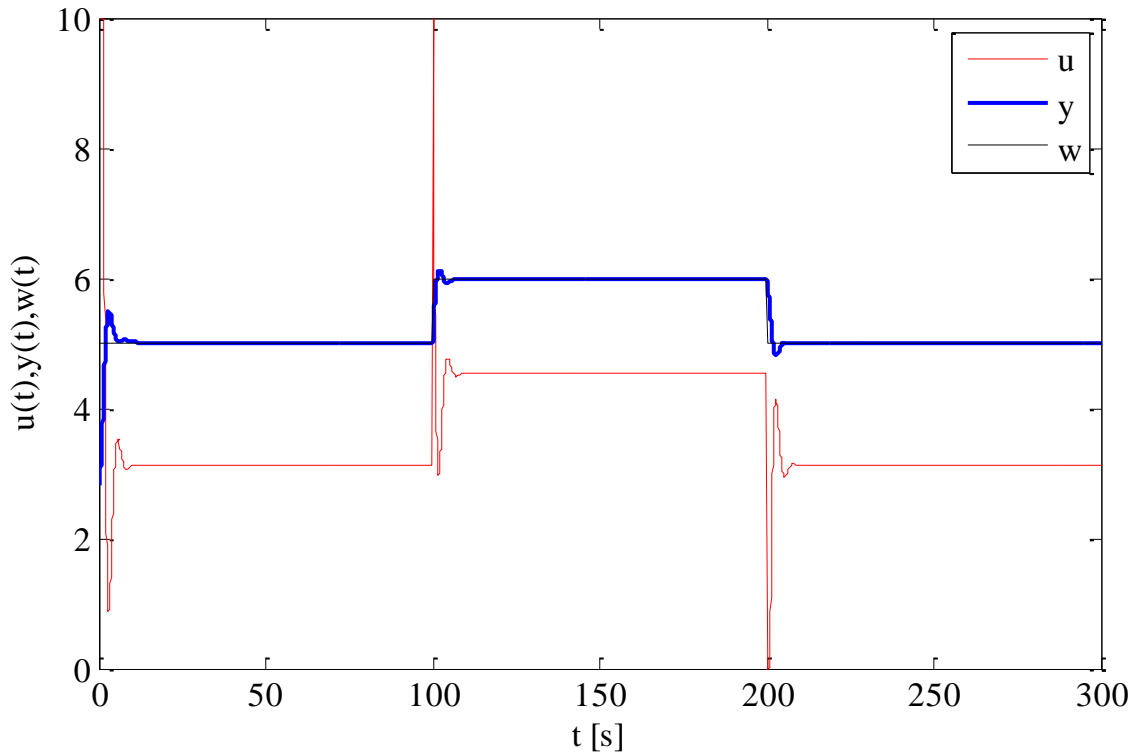
- parametry regulátoru:

$$K_P = \frac{0,6}{a} = 8,2192; T_I = T = 3,81; T_D = 0,5L = 0,25 \rightarrow r_0 = 8,2192;$$

$$r_{-1} = \frac{K_P}{T_I} = 2,1573; r_1 = T_D K_P = 2,0548$$

- výsledný přenos regulátoru PID:

$$G_R(s) = 8,2192 + \frac{2,1573}{s} + 2,0548s = \underline{\underline{8,2192 \left(1 + \frac{1}{3,81s} + 0,25s \right)}}$$



Obr. 32 - Simulace regulačního pochodu pro nastavení parametrů regulátoru PID CHR metodou

- převedení na diskretní přenos regulátoru PSD:

$$\frac{r_1 s^2 + r_0 s + r_{-1}}{s} = \frac{U(s)}{E(s)} \rightarrow r_1 s^2 + r_0 s + r_{-1} E(s) = s U(s) \rightarrow$$

$$\rightarrow L^{-1} \rightarrow r_1 e''(t) + r_0 e'(t) + r_{-1} e(t) = u'(t)$$

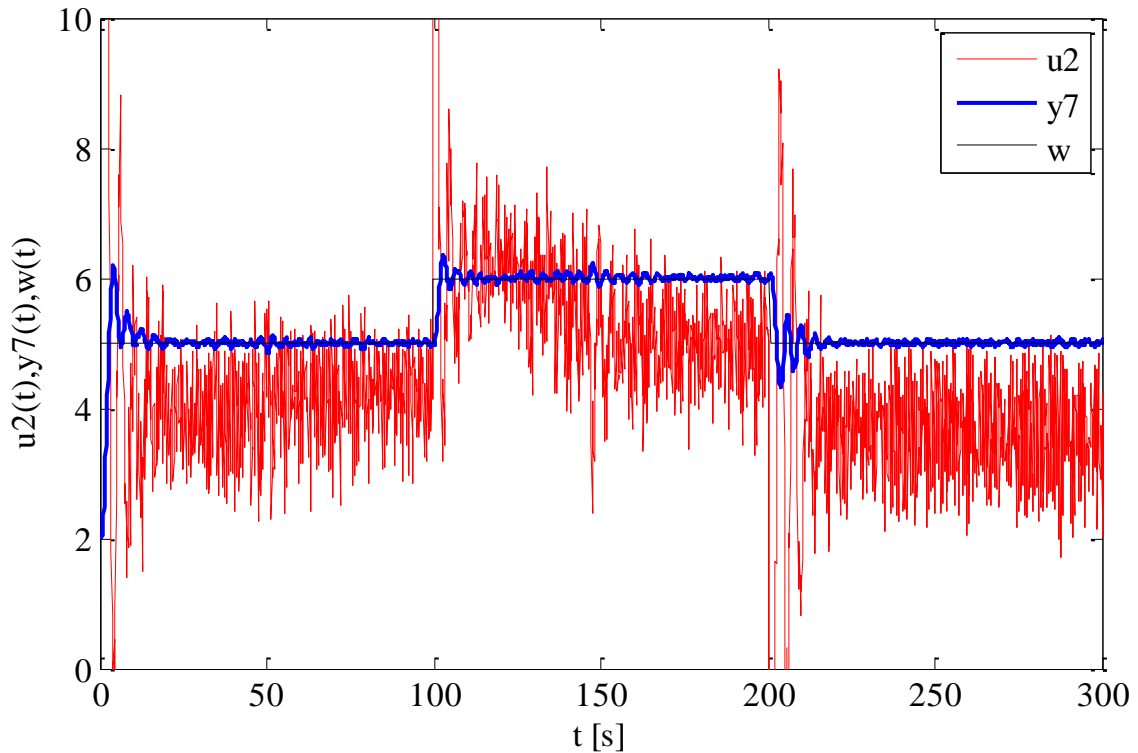
$$\text{perioda vzorkování: } T = (t(k) - t(k-1))$$

$$u(k) = u(k-1) + r_1 \left(\frac{e(k) - 2e(k-1) + e(k-2)}{T} \right) + r_0 (e(k) - e(k-1)) + r_{-1} e(k)T$$

- výsledná rovnice regulátoru PSD:

$$u(k) = u(k-1) + 2,0548 \left(\frac{e(k) - 2e(k-1) + e(k-2)}{T} \right) +$$

$$+ 8,2192(e(k) - e(k-1)) + 2,1573e(k)T$$



Obr. 33 - Regulační pochod pro nastavení parametrů regulátoru PID CHR metodou

6.1.4 Cohen-Coonova metoda

Použijeme typizovaný přenos:

$$G_{upr,s}(s) = \frac{K}{1+sT} e^{-sL} \rightarrow G_{upr,s}(s) = \frac{0,7026}{3,81s+1} e^{-0,5001s}$$

Přenos regulátoru PI:

$$G_R(s) = r_0 + \frac{r_{-1}}{s} = K_P \left(1 + \frac{1}{T_I s} \right)$$

Určení požadovaných hodnot dané metody syntézy a výpočet stavitelných parametrů regulátoru:

- získané hodnoty:

$$K = 0,7026; T = 3,81; L = 0,5001;$$

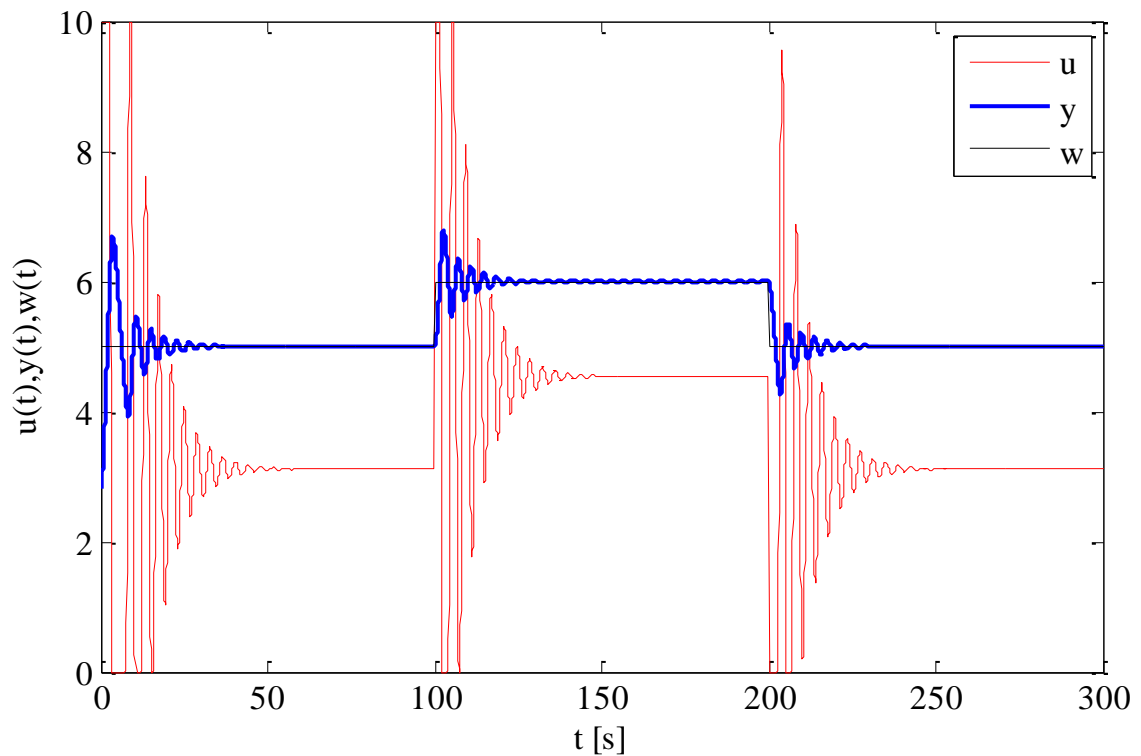
- parametry regulátoru:

$$r = \frac{L}{T} = 0,1313; K_P = \frac{1}{Kr} \left(0,9 + \frac{r}{12} \right) = 11,7508; T_I = \frac{30 + 3r}{9 + 20r} L = 1,3074$$

$$\rightarrow r_0 = 11,7508; r_{-1} = \frac{K_P}{T_I} = 10,3921$$

- výsledný přenos regulátoru PI:

$$\underline{\underline{G_R(s) = 11,7508 + \frac{10,3921}{s} = 11,7508 \left(1 + \frac{1}{1,3074s}\right)}}$$



Obr. 34 - Simulace regulačního pochodu pro nastavení parametrů regulátoru PI Cohen-Coonovou metodou

- převedení na diskretní přenos regulátoru PS:

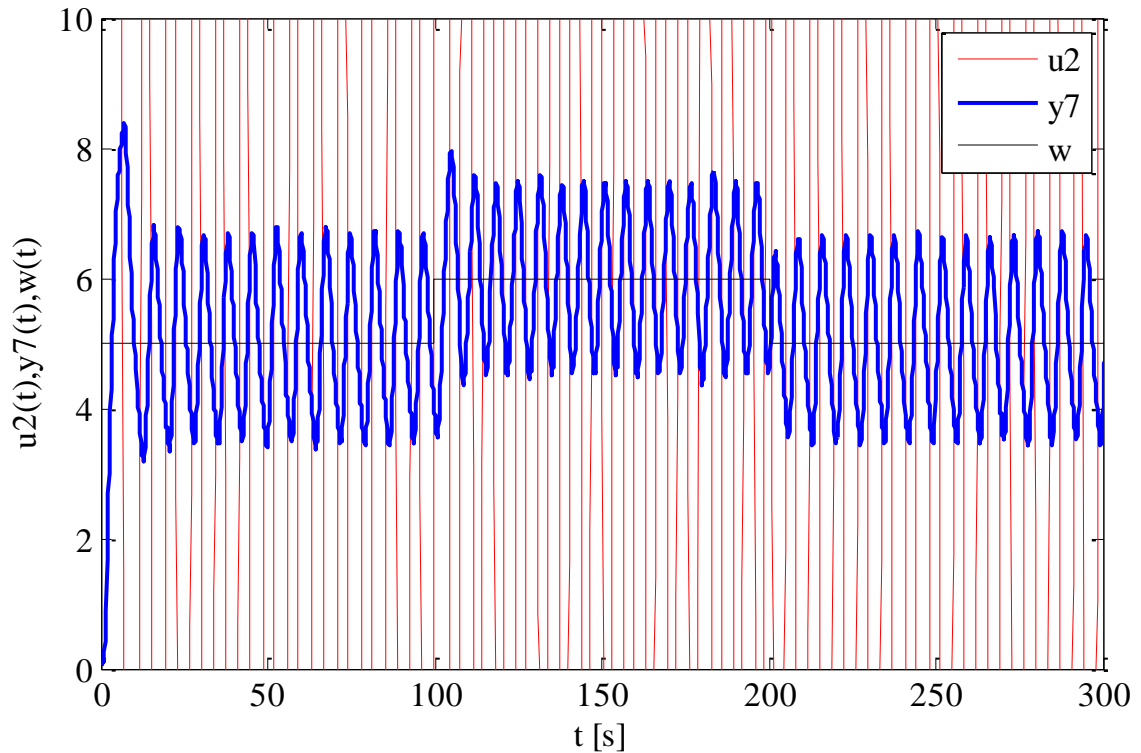
$$\frac{r_0 s + r_{-1}}{s} = \frac{U(s)}{E(s)} \rightarrow (r_0 s + r_{-1})E(s) = sU(s) \rightarrow L^{-1} \rightarrow r_0 e'(t) + r_{-1} e(t) = u'(t)$$

$$\text{perioda vzorkování: } T = (t(k) - t(k-1))$$

$$u(k) = u(k-1) + r_0(e(k) - e(k-1)) + r_{-1}e(k)T$$

- výsledná rovnice regulátoru PS:

$$\underline{\underline{u(k) = u(k-1) + 11,7508(e(k) - e(k-1)) + 10,3921e(k)T}}$$



Obr. 35 - Regulační pochod pro nastavení parametrů regulátoru PI Cohen-Coonovou metodou

Přenos regulátoru PID:

$$G_R(s) = r_0 + \frac{r_{-1}}{s} + r_1 s = K_P \left(1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s \right)$$

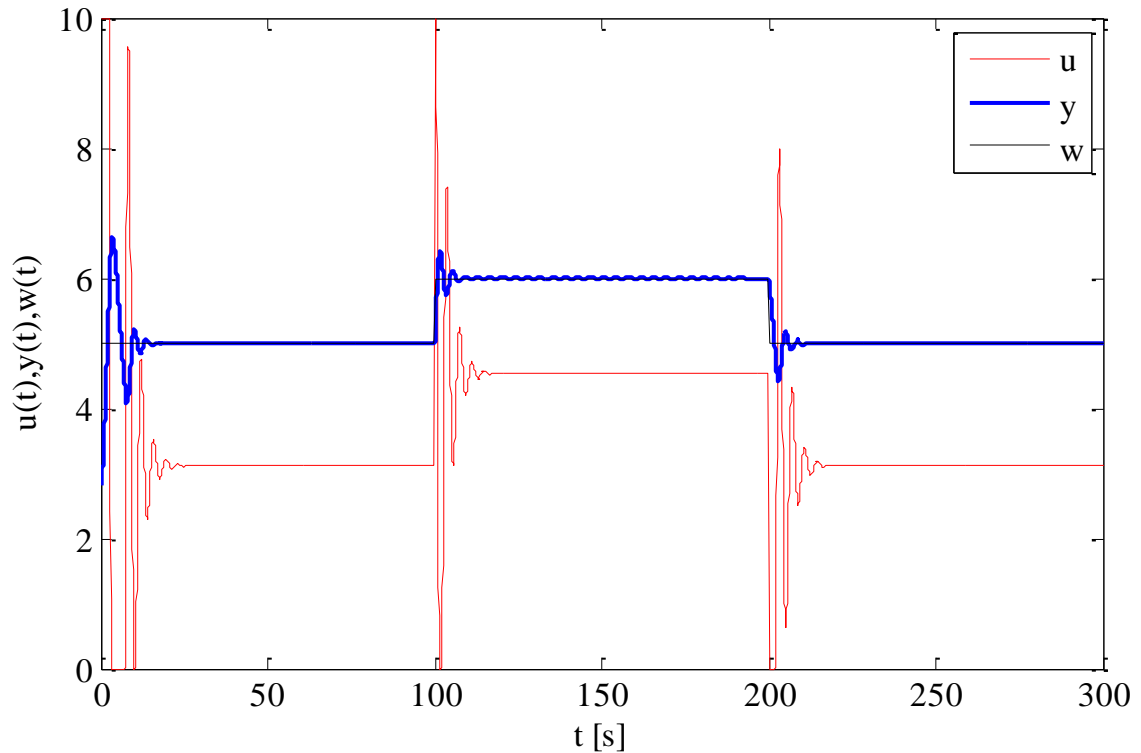
- parametry regulátoru:

$$r = \frac{L}{T} = 0,1313; K_P = \frac{1}{kr} \left(\frac{4}{3} + \frac{r}{4} \right) = 14,8087; T_I = \frac{32 + 6r}{13 + 8r} L = 1,1670;$$

$$T_D = \frac{4}{11 + 2r} L = 0,1776; \rightarrow r_0 = 14,8087; r_{-1} = \frac{K_P}{T_I} = 12,6895; r_1 = K_P T_D = 2,63$$

- výsledný přenos regulátoru PID:

$$G_R(s) = \underline{\underline{14,8087 + \frac{12,6895}{s} + 2,63s = 14,8087 \left(1 + \frac{1}{1,1670s} + 0,1776s \right)}}$$



Obr. 36 - Simulace regulačního pochodu pro nastavení parametrů regulátoru PID Cohen-Coonovou metodou

- převedení na diskretní přenos regulátoru PSD:

$$\frac{r_1 s^2 + r_0 s + r_{-1}}{s} = \frac{U(s)}{E(s)} \rightarrow r_1 s^2 + r_0 s + r_{-1} E(s) = s U(s) \rightarrow$$

$$\rightarrow L^{-1} \rightarrow r_1 e''(t) + r_0 e'(t) + r_{-1} e(t) = u'(t)$$

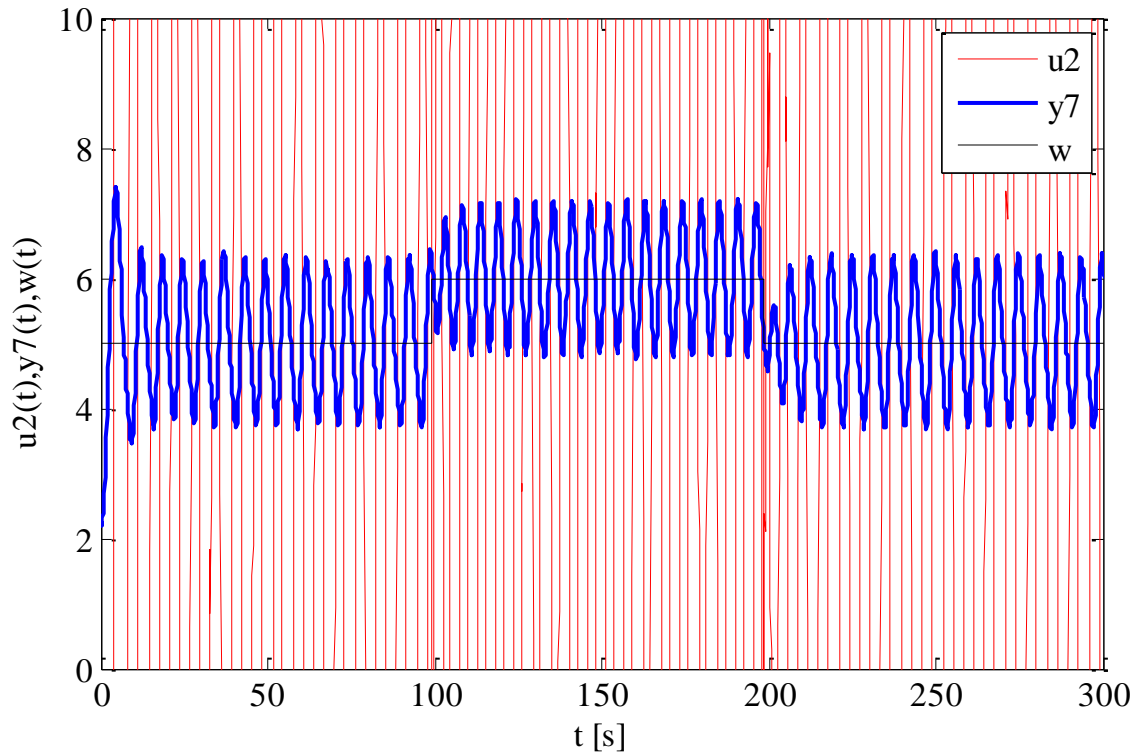
$$\text{perioda vzorkování: } T = (t(k) - t(k-1))$$

$$u(k) = u(k-1) + r_1 \left(\frac{e(k) - 2e(k-1) + e(k-2)}{T} \right) + r_0 (e(k) - e(k-1)) + r_{-1} e(k)T$$

- výsledná rovnice regulátoru PSD:

$$u(k) = u(k-1) + 2,63 \left(\frac{e(k) - 2e(k-1) + e(k-2)}{T} \right) +$$

$$+ 14,8087(e(k) - e(k-1)) + 12,6895e(k)T$$



Obr. 37 - Regulační pochod pro nastavení parametrů regulátoru PID Cohen-Coonovou metodou

6.1.5 Fruehafova metoda

Použijeme typizovaný přenos:

$$G_{upr,s}(s) = \frac{K}{1+sT} e^{-sL} \rightarrow G_{upr,s}(s) = \frac{0,7026}{3,81s+1} e^{-0,5001s}$$

Přenos regulátoru PI:

$$G_R(s) = r_0 + \frac{r_{-1}}{s} = K_P \left(1 + \frac{1}{T_I s} \right)$$

Určení požadovaných hodnot dané metody syntézy a výpočet stavitelných parametrů regulátoru:

- získané hodnoty:

$$K = 0,7026; T = 3,81; L = 0,5001;$$

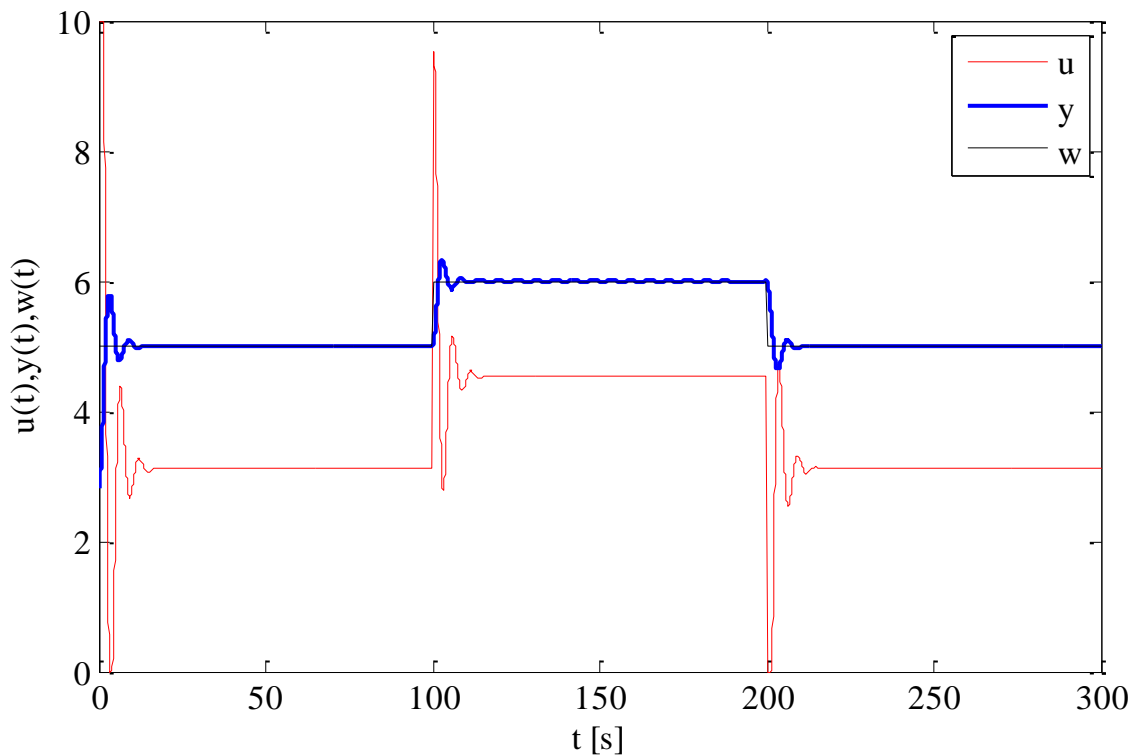
- parametry regulátoru:

$$r = \frac{L}{T} = 0,1313 < 0,33 \rightarrow PI - A: K_P = \frac{5T}{9kL} = 6,0241; T_I = 5L = 2,5005;$$

$$\rightarrow r_0 = 6,0241; r_{-1} = \frac{K_P}{T_I} = 2,4092$$

- výsledný přenos regulátoru PI:

$$\underline{\underline{G_R(s) = 6,0241 + \frac{2,4092}{s} = 6,0241 \left(1 + \frac{1}{2,5005s}\right)}}$$



Obr. 38 - Simulace regulačního pochodu pro nastavení parametrů regulátoru PI
Fruehaufovou metodou

- převedení na diskretní přenos regulátoru PS:

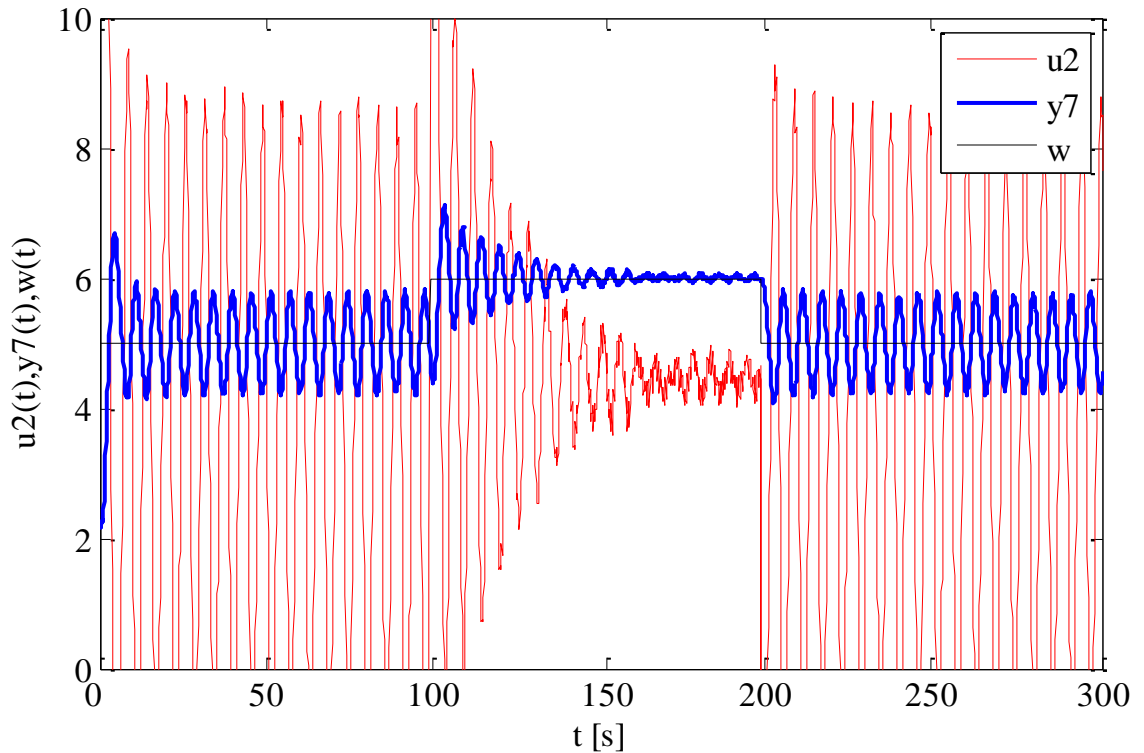
$$\frac{r_0 s + r_{-1}}{s} = \frac{U(s)}{E(s)} \rightarrow (r_0 s + r_{-1})E(s) = sU(s) \rightarrow L^{-1} \rightarrow r_0 e'(t) + r_{-1} e(t) = u'(t)$$

$$\text{perioda vzorkování: } T = (t(k) - t(k-1))$$

$$u(k) = u(k-1) + r_0(e(k) - e(k-1)) + r_{-1}e(k)T$$

- výsledná rovnice regulátoru PS:

$$\underline{\underline{u(k) = u(k-1) + 6,0241(e(k) - e(k-1)) + 2,4092e(k)T}}$$



Obr. 39 - Regulační pochod pro nastavení parametrů regulátoru PI Fruehaufovou metodou

Přenos regulátoru PID:

$$G_R(s) = r_0 + \frac{r_{-1}}{s} + r_1 s = K_P \left(1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s \right)$$

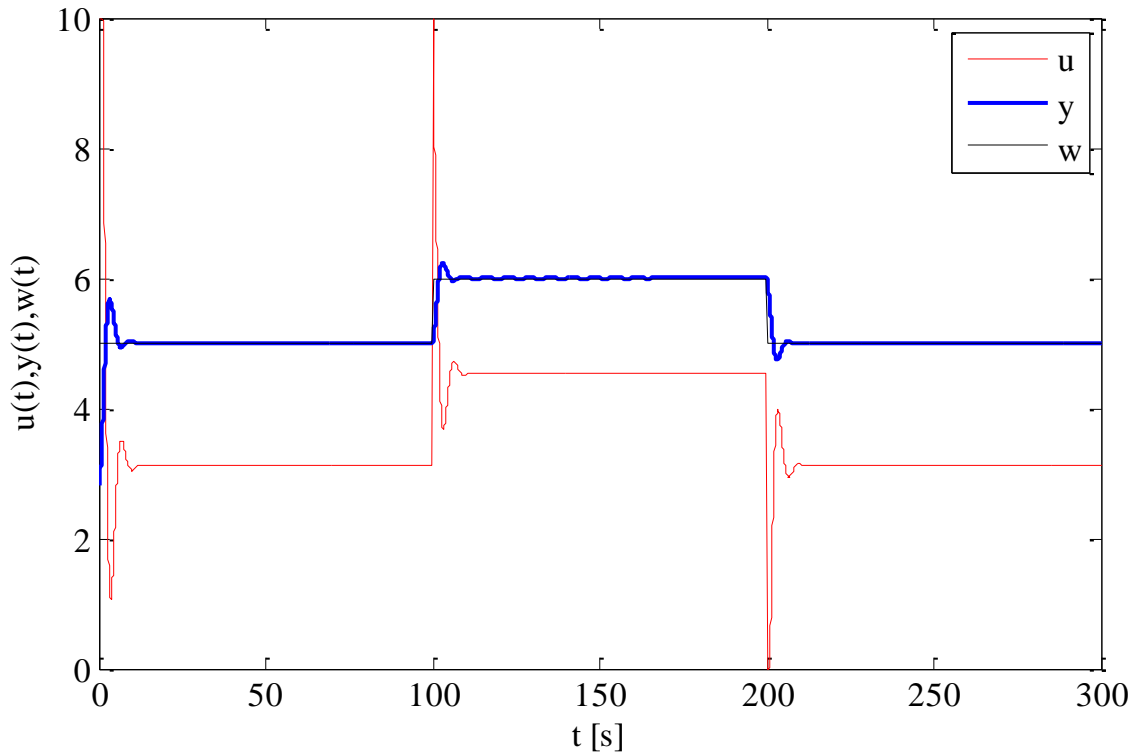
- parametry regulátoru:

$$r = \frac{L}{T} = 0,1313 < 0,33 \rightarrow PID - A: K_P = \frac{5T}{9kL} = 6,0241; T_I = 5L = 2,5005;$$

$$T_D \leq 0,5L = 0,25 \rightarrow r_0 = 6,0241; r_{-1} = \frac{K_P}{T_I} = 2,4092; r_1 = K_P T_D = 1,5060$$

- výsledný přenos regulátoru PID:

$$G_R(s) = 6,0241 + \frac{2,4092}{s} + 1,5060s = 6,0241 \left(1 + \frac{1}{2,5005s} + 0,25s \right)$$



Obr. 40 - Simulace regulačního pochodu pro nastavení parametrů regulátoru PID
Fruehaufovou metodou

- převedení na diskretní přenos regulátoru PSD:

$$\frac{r_1 s^2 + r_0 s + r_{-1}}{s} = \frac{U(s)}{E(s)} \rightarrow r_1 s^2 + r_0 s + r_{-1} E(s) = s U(s) \rightarrow$$

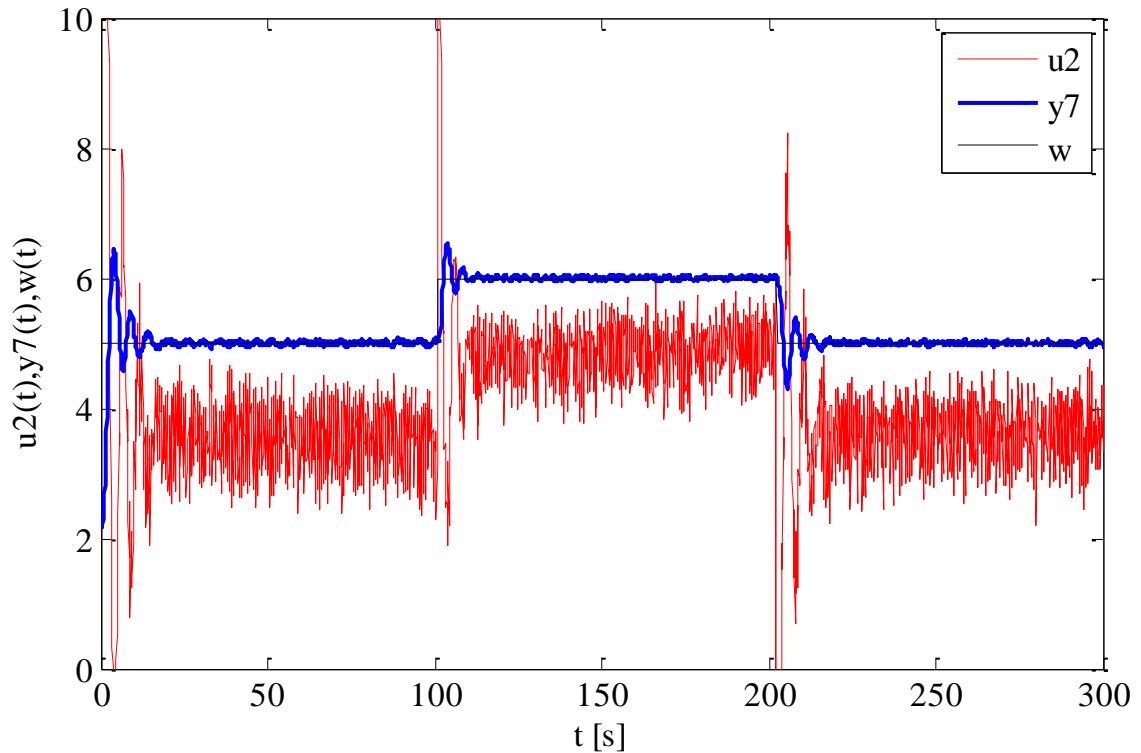
$$\rightarrow L^{-1} \rightarrow r_1 e''(t) + r_0 e'(t) + r_{-1} e(t) = u'(t)$$

$$\text{perioda vzorkování: } T = (t(k) - t(k-1))$$

$$u(k) = u(k-1) + r_1 \left(\frac{e(k) - 2e(k-1) + e(k-2)}{T} \right) + r_0 (e(k) - e(k-1)) + r_{-1} e(k)T$$

- výsledná rovnice regulátoru PSD:

$$u(k) = u(k-1) + \underline{\underline{1,5060 \left(\frac{e(k) - 2e(k-1) + e(k-2)}{T} \right) + 6,0241(e(k) - e(k-1)) + 2,4092e(k)T}}$$



Obr. 41 - Regulační pochod pro nastavení parametrů regulátoru PID Fruehaufovou metodou

6.1.6 Metoda vyváženého nastavení

Použijeme typizovaný přenos:

$$G_{upr,s}(s) = \frac{K}{1+sT} e^{-sL} \rightarrow G_{upr,s}(s) = \frac{0,7026}{3,81s+1} e^{-0,5001s}$$

Přenos regulátoru PI:

$$G_R(s) = r_0 + \frac{r_{-1}}{s} = K_P \left(1 + \frac{1}{T_I s} \right)$$

Určení požadovaných hodnot dané metody syntézy a výpočet stavitelných parametrů regulátoru:

- získané hodnoty:

$$K = 0,7026; T = 3,81; L = 0,5001; T_{ar} = L + T = 4,3101; \tau = \frac{L}{L+T} = 0,1160$$

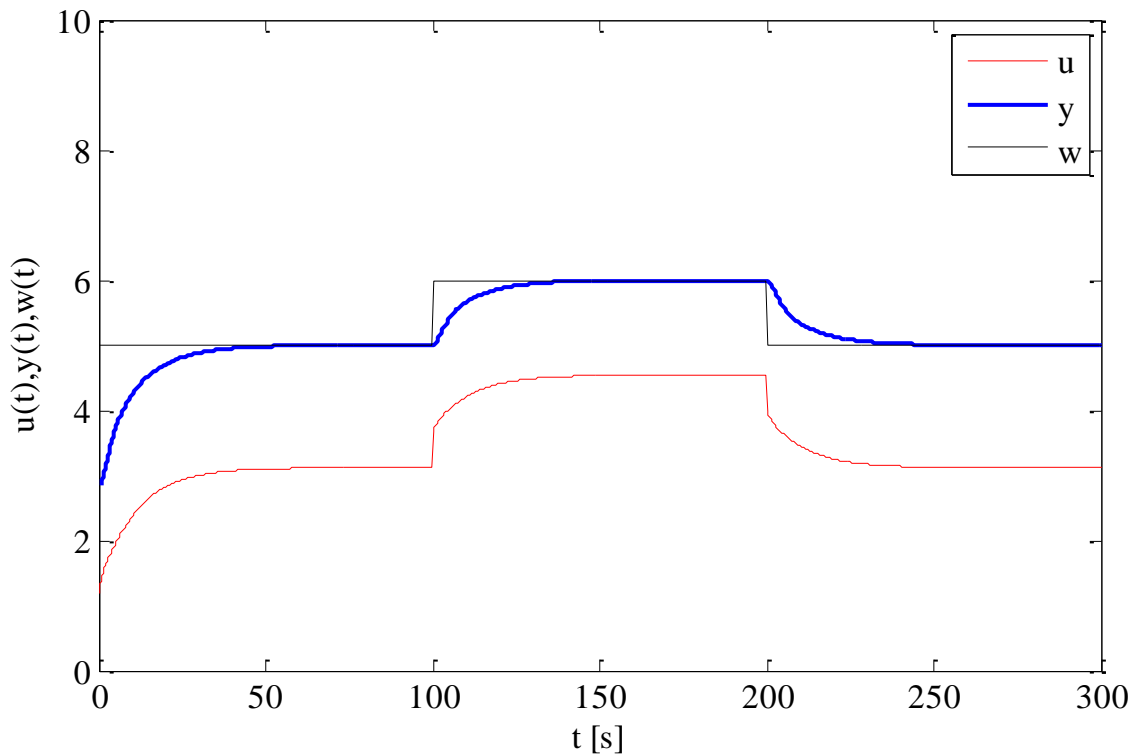
- parametry regulátoru:

$$K_P = \frac{1}{K} \left[1 - \frac{2\tau}{1 + \sqrt{1 + 2\tau^2}} \right] = 0,5429; T_I = \left[\frac{1 + \sqrt{1 + 2\tau^2}}{2} - \tau \right] T_{ar} = 3,8390$$

$$\rightarrow r_0 = 0,5429; r_{-1} = \frac{K_P}{T_I} = 0,1414$$

- výsledný přenos regulátoru PI:

$$\underline{\underline{G_R(s) = 0,5429 + \frac{0,1414}{s} = 0,5429 \left(1 + \frac{1}{3,8390s}\right)}}$$



Obr. 42 - Simulace regulačního pochodu pro nastavení parametrů regulátoru PI metodou vyváženého nastavení

- převedení na diskretní přenos regulátoru PS:

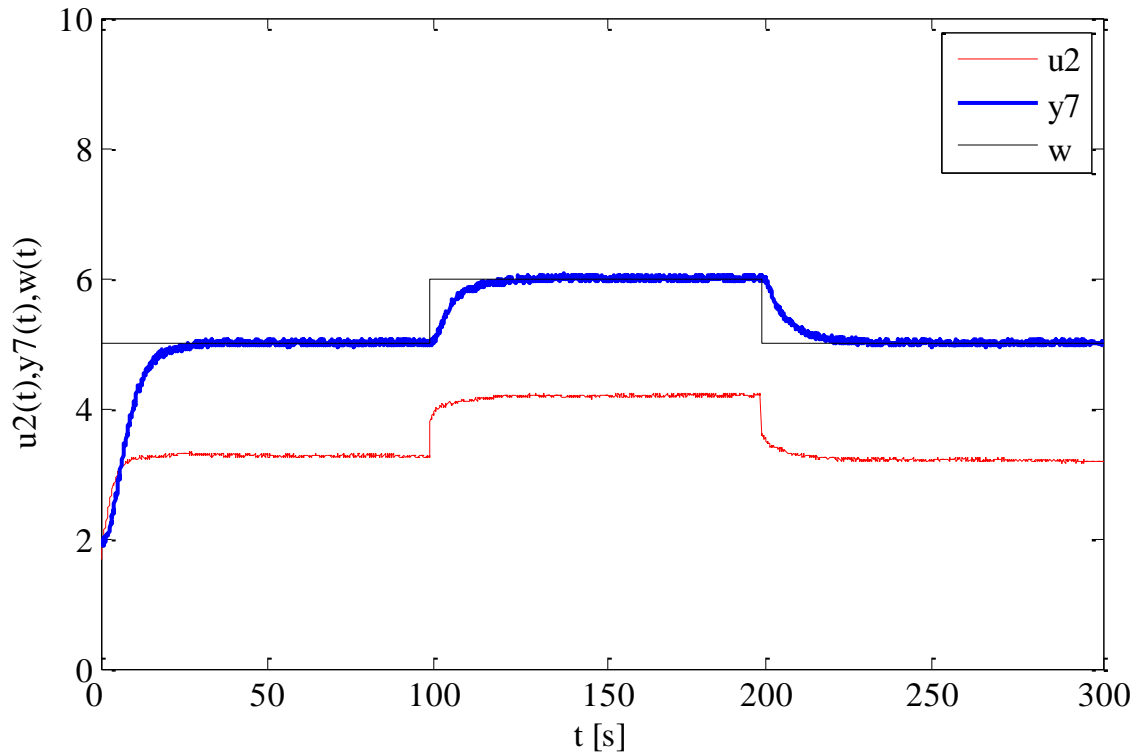
$$\frac{r_0 s + r_{-1}}{s} = \frac{U(s)}{E(s)} \rightarrow (r_0 s + r_{-1})E(s) = sU(s) \rightarrow L^{-1} \rightarrow r_0 e'(t) + r_{-1} e(t) = u'(t)$$

$$\text{perioda vzorkování: } T = (t(k) - t(k - 1))$$

$$u(k) = u(k - 1) + r_0(e(k) - e(k - 1)) + r_{-1}e(k)T$$

- výsledná rovnice regulátoru PS:

$$\underline{\underline{u(k) = u(k - 1) + 0,5429(e(k) - e(k - 1)) + 0,1414e(k)T}}$$



Obr. 43 - Regulační pochod pro nastavení parametrů regulátoru PI metodou vyváženého nastavení

6.1.7 Naslinova metoda

Přenos regulátoru PI:

$$G_R(s) = r_0 + \frac{r_{-1}}{s} = K_P \left(1 + \frac{1}{T_I s} \right)$$

- požadovaný maximální překmit:

$$5\% \rightarrow \alpha = 2$$

- určíme přenos řízení:

$$\begin{aligned} G_{W/Y}(s) &= \frac{G_R(s)G_S(s)}{1 + G_R(s)G_S(s)} = \frac{\left(r_0 + \frac{r_{-1}}{s}\right) \left(\frac{0,2228}{s^2 + 1,1264s + 0,3172}\right)}{1 + \left(r_0 + \frac{r_{-1}}{s}\right) \left(\frac{0,2228}{s^2 + 1,1264s + 0,3172}\right)} = \\ &= \frac{0,2228r_0s + 0,2228r_{-1}}{s^3 + 1,1264s^2 + (0,3172 + 0,2228r_0)s + 0,2228r_{-1}} \end{aligned}$$

- charakteristická rovnice:

$$s^3 + 1,1264s^2 + (0,3172 + 0,2228r_0)s + 0,2228r_{-1}$$

$$a_i^2 \geq \alpha a_{i-1} a_{i+1} \text{ pro } i = 1, 2, \dots, (n - 1)$$

platí:

$$\text{pro } i = 1: (0,3172 + 0,2228r_0)^2 \geq 2 * 0,2228r_{-1} * 1,1264 \rightarrow r_{-1} = 0,8016$$

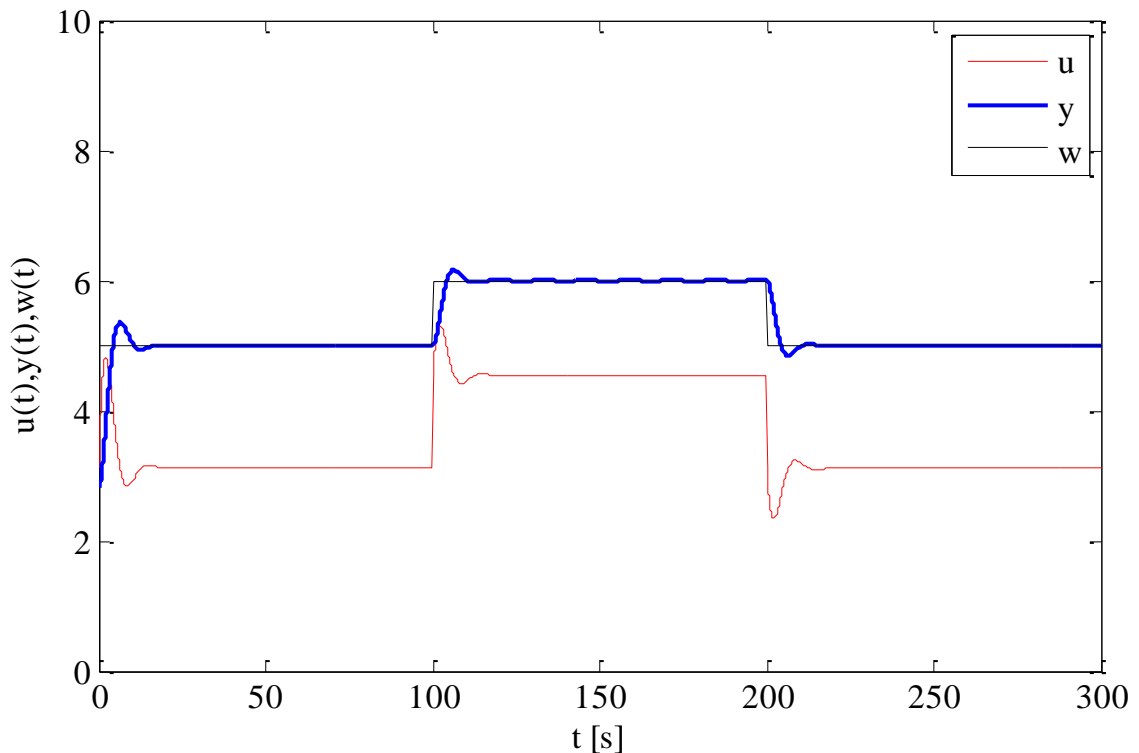
$$\text{pro } i = 2: (1,1264)^2 \geq 2 * (0,3172 + 0,2228r_0) * 1 \rightarrow r_0 = 1,4232$$

- parametry regulátoru:

$$r_0 = 1,4232; r_{-1} = 0,8016; \rightarrow K_P = 1,4232; T_I = \frac{r_0}{r_{-1}} = 1,7754$$

- výsledný přenos regulátoru PI:

$$\underline{\underline{G_R(s) = 1,4232 + \frac{0,8016}{s} = 1,4232 \left(1 + \frac{1}{1,7754s} \right)}}$$



Obr. 44 - Simulace regulačního pochodu pro nastavení parametrů regulátoru PI Naslinovou metodou

- převedení na diskrétní přenos regulátoru PS:

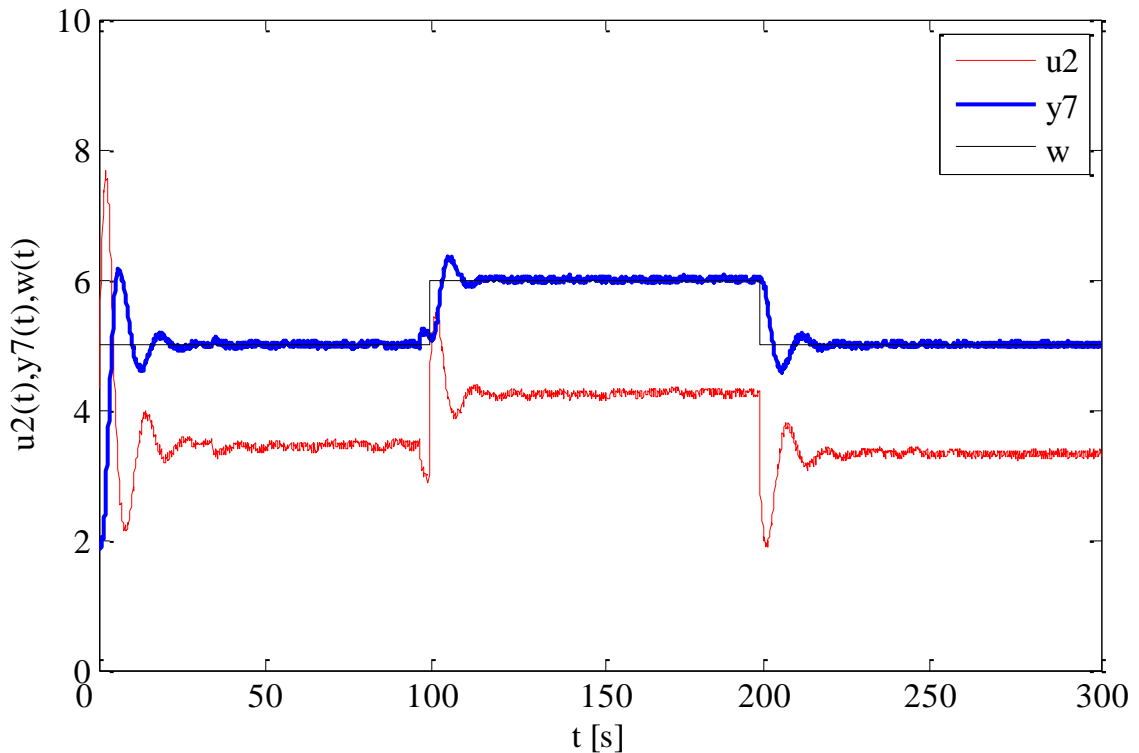
$$\frac{r_0 s + r_{-1}}{s} = \frac{U(s)}{E(s)} \rightarrow (r_0 s + r_{-1})E(s) = sU(s) \rightarrow L^{-1} \rightarrow r_0 e'(t) + r_{-1} e(t) = u'(t)$$

perioda vzorkování: $T = (t(k) - t(k - 1))$

$$u(k) = u(k - 1) + r_0(e(k) - e(k - 1)) + r_{-1}e(k)T$$

- výsledná rovnice regulátoru PS:

$$u(k) = u(k-1) + 1,4232(e(k) - e(k-1)) + 0,8016e(k)T$$



Obr. 45 – Regulační pochod pro nastavení parametrů regulátoru PI Naslinovou metodou

Přenos regulátoru PID:

$$G_R(s) = r_0 + \frac{r_{-1}}{s} + r_1 s = K_P \left(1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s \right)$$

- požadovaný maximální překmit:

$$5\% \rightarrow \alpha = 2$$

- určíme přenos řízení:

$$G_{W/Y}(s) = \frac{G_R(s)G_S(s)}{1 + G_R(s)G_S(s)} = \frac{\left(r_0 + \frac{r_{-1}}{s} + r_1 s\right) \left(\frac{0,2228}{s^2 + 1,1264s + 0,3172}\right)}{1 + \left(r_0 + \frac{r_{-1}}{s} + r_1 s\right) \left(\frac{0,2228}{s^2 + 1,1264s + 0,3172}\right)} =$$

$$= \frac{0,2228r_1 s^2 + 0,2228r_0 s + 0,2228r_{-1}}{s^3 + (1,1264 + 0,2228r_1)s^2 + (0,3172 + 0,2228r_0)s + 0,2228r_{-1}}$$

- charakteristická rovnice:

$$s^3 + (1,1264 + 0,2228r_1)s^2 + (0,3172 + 0,2228r_0)s + 0,2228r_{-1}$$

$$a_i^2 \geq \alpha a_{i-1} a_{i+1} \text{ pro } i = 1, 2, \dots, (n - 1)$$

platí:

pro $i = 1$:

$$(0,3172 + 0,2228r_0)^2 \geq 2 * (1,1264 + 0,2228r_1) * 0,2228r_{-1} \rightarrow r_{-1} = 0,8342$$

pro $i = 2$:

$$(1,1264 + 0,2228r_1)^2 \geq 2 * (0,3172 + 0,2228r_0) * 1 \rightarrow r_1 = 0,0673$$

Získáme dvě rovnice o třech neznámých parametrech, proto při řešení musíme jeden parametr zvolit:

$$r_0 = 1,5$$

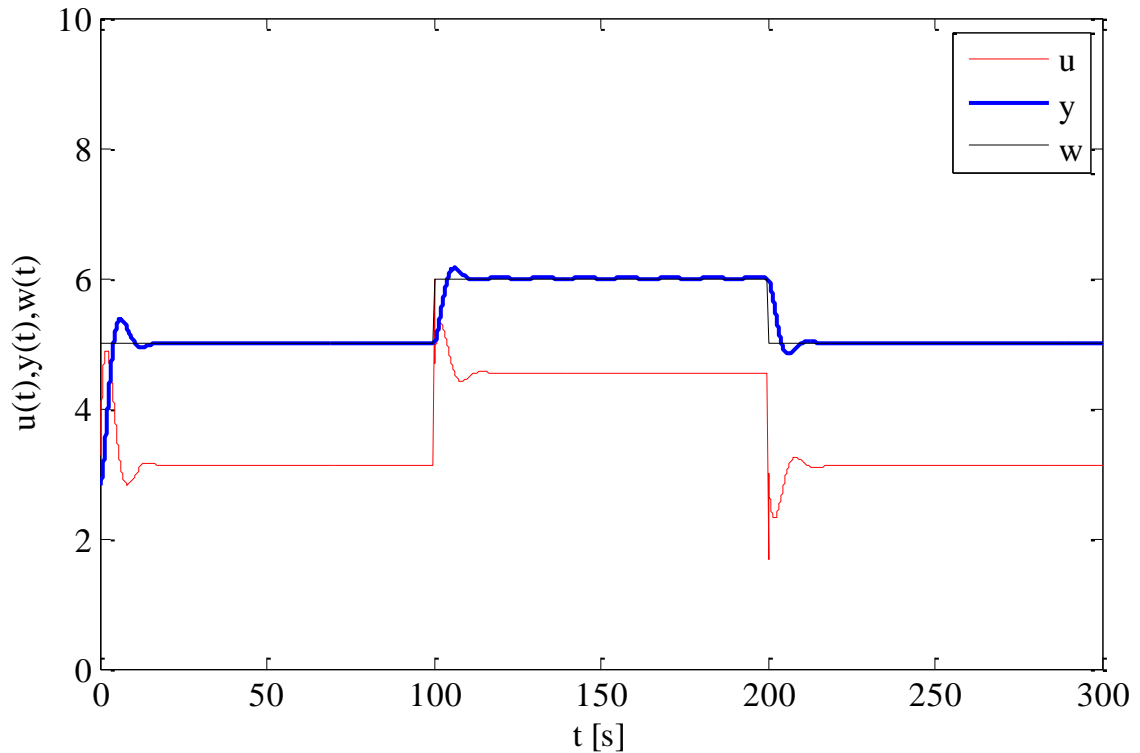
- parametry regulátoru:

$$r_0 = 1,5; r_{-1} = 0,8342; r_1 = 0,0673 \rightarrow K_p = 1,5; T_I = \frac{r_0}{r_{-1}} = 1,7981;$$

$$T_D = \frac{r_1}{r_0} = 0,0449$$

- výsledný přenos regulátoru PID:

$$G_R(s) = 1,5 + \frac{0,8342}{s} + 0,0673s = 1,5 \left(1 + \frac{1}{1,7981s} + 0,0449s \right)$$



Obr. 46 - Simulace regulačního pochodu pro nastavení parametrů regulátoru PID
Naslinovou metodou

- převedení na diskrétní přenos regulátoru PSD:

$$\frac{r_1 s^2 + r_0 s + r_{-1}}{s} = \frac{U(s)}{E(s)} \rightarrow r_1 s^2 + r_0 s + r_{-1} E(s) = s U(s) \rightarrow$$

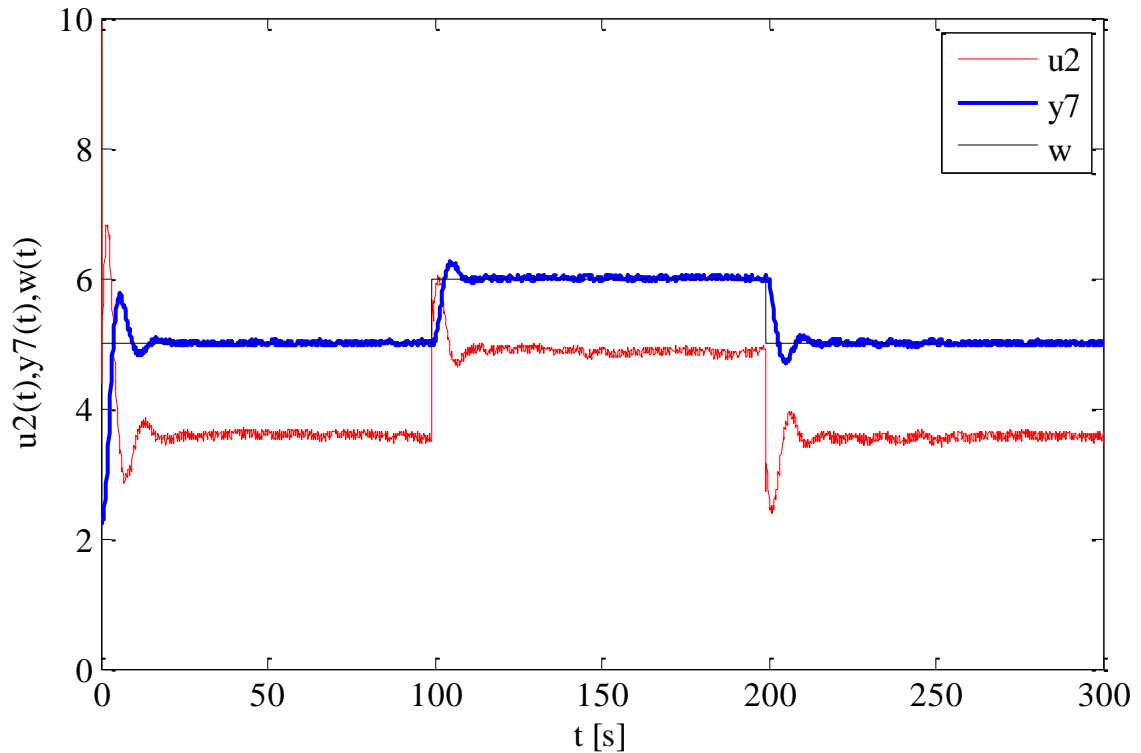
$$\rightarrow L^{-1} \rightarrow r_1 e''(t) + r_0 e'(t) + r_{-1} e(t) = u'(t)$$

$$\text{perioda vzorkování: } T = (t(k) - t(k-1))$$

$$u(k) = u(k-1) + r_1 \left(\frac{e(k) - 2e(k-1) + e(k-2)}{T} \right) + r_0 (e(k) - e(k-1)) + r_{-1} e(k)T$$

- výsledná rovnice regulátoru PSD:

$$u(k) = u(k-1) + \underline{\underline{0,0673 \left(\frac{e(k) - 2e(k-1) + e(k-2)}{T} \right) + 1,5(e(k) - e(k-1)) + 0,8342e(k)T}}$$



Obr. 47 – Regulační pochod pro nastavení parametrů regulátoru PID Naslinovou metodou

6.1.8 Whiteleyova metoda

Přenos regulátoru PI:

$$G_R(s) = r_0 + \frac{r_{-1}}{s} = K_P \left(1 + \frac{1}{T_I s} \right)$$

- určíme přenos řízení:

$$G_w(s) = \frac{G_R(s)G_S(s)}{1 + G_R(s)G_S(s)} = \dots = \frac{0,2228r_0s + 0,2228r_{-1}}{s^3 + 1,1264s^2 + (0,3172 + 0,2228r_0)s + 0,2228r_{-1}}$$

Standardní tvar přenosu získáme:

dělením všech koeficientů přenosu hodnotou $a_0 = 0,2228r_{-1}$,

zavedením a použitím substituce:

$$s = \left(\frac{a_0}{a_n} \right)^{\frac{1}{n}} q = (0,2228r_{-1})^{\frac{1}{3}} q$$

Postupně tedy získáme:

$$G_{W/Y}(s) = \frac{\frac{r_0}{r_{-1}}s + 1}{\frac{1}{0,2228r_{-1}}s^3 + \frac{1,1264}{0,2228r_{-1}}s^2 + \left(\frac{0,3172 + 0,2228r_0}{0,2228r_{-1}}\right)s + 1}$$

$$G_{W/Y}(s) = \frac{\frac{r_0}{r_{-1}}(0,2228r_{-1})^{\frac{1}{3}}q + 1}{q^3 + \frac{1,1264}{0,2228r_{-1}}(0,2228r_{-1})^{\frac{2}{3}}q^2 + \left(\frac{0,3172 + 0,2228r_0}{0,2228r_{-1}}\right)(0,2228r_{-1})^{\frac{1}{3}}q + 1}$$

Vzniklé koeficienty α_i charakteristické rovnice se porovnájí s koeficienty standardního tvaru v odpovídající tabulce pro třetí stupeň charakteristického polynomu a dostaneme:

$$\bar{a}_3 = \alpha_3 \Rightarrow 1 = 1$$

$$\bar{a}_2 = \alpha_2 \Rightarrow 5,1 = \frac{1,1264}{0,2228r_{-1}}(0,2228r_{-1})^{\frac{2}{3}} = \frac{1,1264}{\sqrt[3]{0,2228r_{-1}}}$$

$$\bar{a}_1 = \alpha_1 \Rightarrow 6,3 = \left(\frac{0,3172 + 0,2228r_0}{0,2228r_{-1}}\right)(0,2228r_{-1})^{\frac{1}{3}} = \frac{0,3172 + 0,2228r_0}{\sqrt[3]{(0,2228r_{-1})^2}}$$

$$\bar{a}_0 = \alpha_0 \Rightarrow 1 = 1$$

Na základě výše uvedených podmínek se určí parametry PI regulátoru. Z podmínky \bar{a}_2 se určí parametr r_{-1} a z podmínky \bar{a}_1 se určí parametr r_0 , tedy:

$$5,1 = \frac{1,1264}{\sqrt[3]{0,2228r_{-1}}} \rightarrow (\sqrt[3]{0,2228r_{-1}})^3 = \left(\frac{1,1264}{5,1}\right)^3 \rightarrow r_{-1} = 0,0484$$

$$6,3 = \frac{0,3172 + 0,2228r_0}{\sqrt[3]{(0,2228r_{-1})^2}} \rightarrow 6,3 = \frac{0,3172 + 0,2228r_0}{\sqrt[3]{(0,2228 * 0,0484)^2}} \rightarrow r_0 = -0,0434$$

Hodnota zesílení regulátoru r_0 vyšla záporná. Fyzikální význam nastavení záporné hodnoty nemá smysl. Proto použijeme např. regulátor PID:

Přenos regulátoru PID:

$$G_R(s) = r_0 + \frac{r_{-1}}{s} + r_1s = K_P \left(1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s\right)$$

- určíme přenos řízení:

$$G_w(s) = \frac{G_R(s)G_S(s)}{1 + G_R(s)G_S(s)} = \dots$$

$$= \frac{0,2228r_1s^2 + 0,2228r_0s + 0,2228r_{-1}}{s^3 + (1,1264 + 0,2228r_1)s^2 + (0,3172 + 0,2228r_0)s + 0,2228r_{-1}}$$

Standardní tvar přenosu získáme:

dělením všech koeficientů přenosu hodnotou $a_0 = 0,2228r_{-1}$,

zavedením a použitím substituce:

$$s = \left(\frac{a_0}{a_n}\right)^{\frac{1}{n}} q = (0,2228r_{-1})^{\frac{1}{3}} q$$

Postupně tedy získáme:

$$G_{W/Y}(s) = \frac{\frac{r_1}{r_{-1}}s^2 + \frac{r_0}{r_{-1}}s + 1}{\frac{1}{0,2228r_{-1}}s^3 + \left(\frac{1,1264 + 0,2228r_1}{0,2228r_{-1}}\right)s^2 + \left(\frac{0,3172 + 0,2228r_0}{0,2228r_{-1}}\right)s + 1}$$

$$G_{W/Y}(s) =$$

$$\frac{\frac{r_1}{r_{-1}}(0,2228r_{-1})^{\frac{2}{3}}q^2 + \frac{r_0}{r_{-1}}(0,2228r_{-1})^{\frac{1}{3}}q + 1}{q^3 + \left(\frac{1,1264 + 0,2228r_1}{0,2228r_{-1}}\right)(0,2228r_{-1})^{\frac{2}{3}}q^2 + \left(\frac{0,3172 + 0,2228r_0}{0,2228r_{-1}}\right)(0,2228r_{-1})^{\frac{1}{3}}q + 1}$$

Vzniklé koeficienty α_i charakteristické rovnice se porovnají s koeficienty standardního tvaru v odpovídající tabulce pro třetí stupeň charakteristického polynomu a dostaneme:

$$\bar{a}_3 = \alpha_3 \Rightarrow 1 = 1$$

$$\bar{a}_2 = \alpha_2 \Rightarrow 6,7 = \left(\frac{1,1264 + 0,2228r_1}{0,2228r_{-1}}\right)(0,2228r_{-1})^{\frac{2}{3}} = \frac{1,1264 + 0,2228r_1}{\sqrt[3]{0,2228r_{-1}}}$$

$$\bar{a}_1 = \alpha_1 \Rightarrow 6,7 = \left(\frac{0,3172 + 0,2228r_0}{0,2228r_{-1}}\right)(0,2228r_{-1})^{\frac{1}{3}} = \frac{0,3172 + 0,2228r_0}{\sqrt[3]{(0,2228r_{-1})^2}}$$

$$\bar{a}_0 = \alpha_0 \Rightarrow 1 = 1$$

Získáme dvě rovnice o třech neznámých parametrech, proto při řešení musíme jeden parametr zvolit:

$$r_0 = 4$$

$$6,7 = \frac{1,1264 + 0,2228r_1}{\sqrt[3]{0,2228r_{-1}}} \rightarrow 6,7 = \frac{1,1264 + 0,2228r_1}{\sqrt[3]{0,2228r_{-1}}} \rightarrow r_1 = 7,7154$$

$$6,7 = \frac{0,3172 + 0,2228r_0}{\sqrt[3]{(0,2228r_{-1})^2}} \rightarrow \left(\sqrt[3]{(0,2228r_{-1})^2}\right)^{\frac{3}{2}} = \left(\frac{1,2084}{6,7}\right)^{\frac{3}{2}} \rightarrow r_{-1} = 0,3438$$

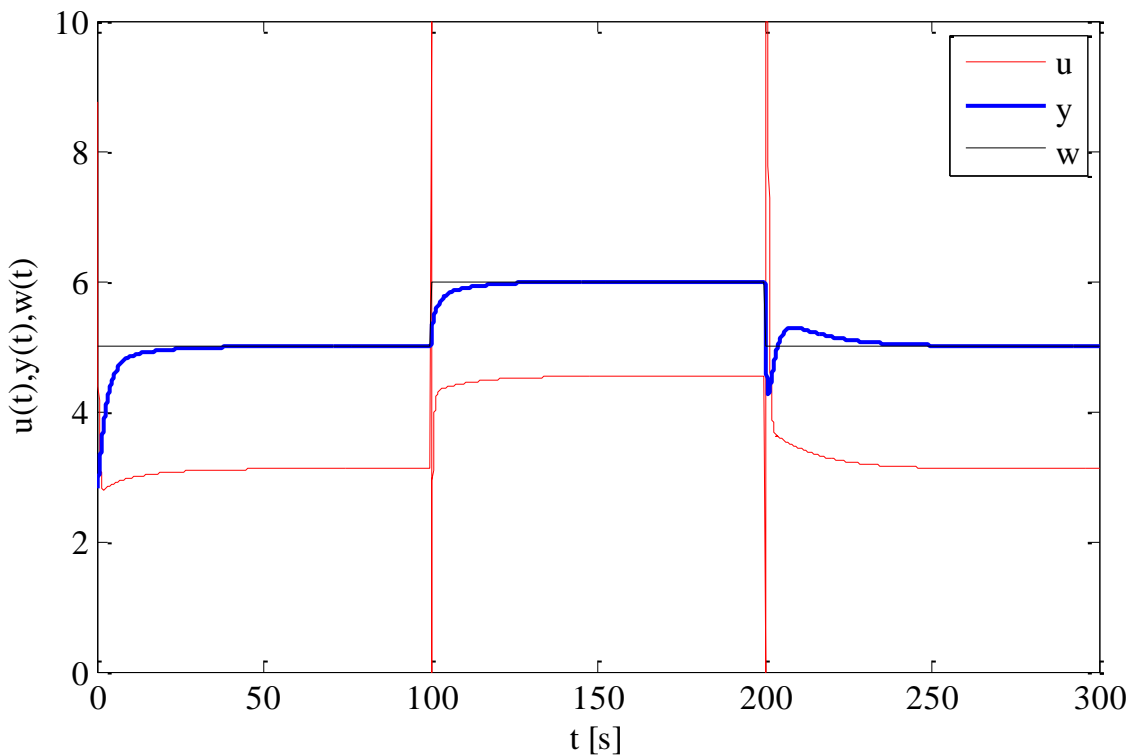
- parametry regulátoru:

$$r_0 = 4; r_{-1} = 0,3438; r_1 = 7,7154 \rightarrow K_P = 4; T_I = \frac{r_0}{r_{-1}} = 11,6347;$$

$$T_D = \frac{r_1}{r_0} = 1,9313$$

- výsledný přenos regulátoru PID:

$$G_R(s) = 4 + \frac{0,3438}{s} + 7,7154s = 4 \left(1 + \frac{1}{11,6347s} + 1,9313s\right)$$



Obr. 48 - Simulace regulačního pochodu pro nastavení parametrů regulátoru PID Whiteleyovou metodou

- převedení na diskrétní přenos regulátoru PSD:

$$\frac{r_1s^2 + r_0s + r_{-1}}{s} = \frac{U(s)}{E(s)} \rightarrow r_1s^2 + r_0s + r_{-1}E(s) = sU(s) \rightarrow$$

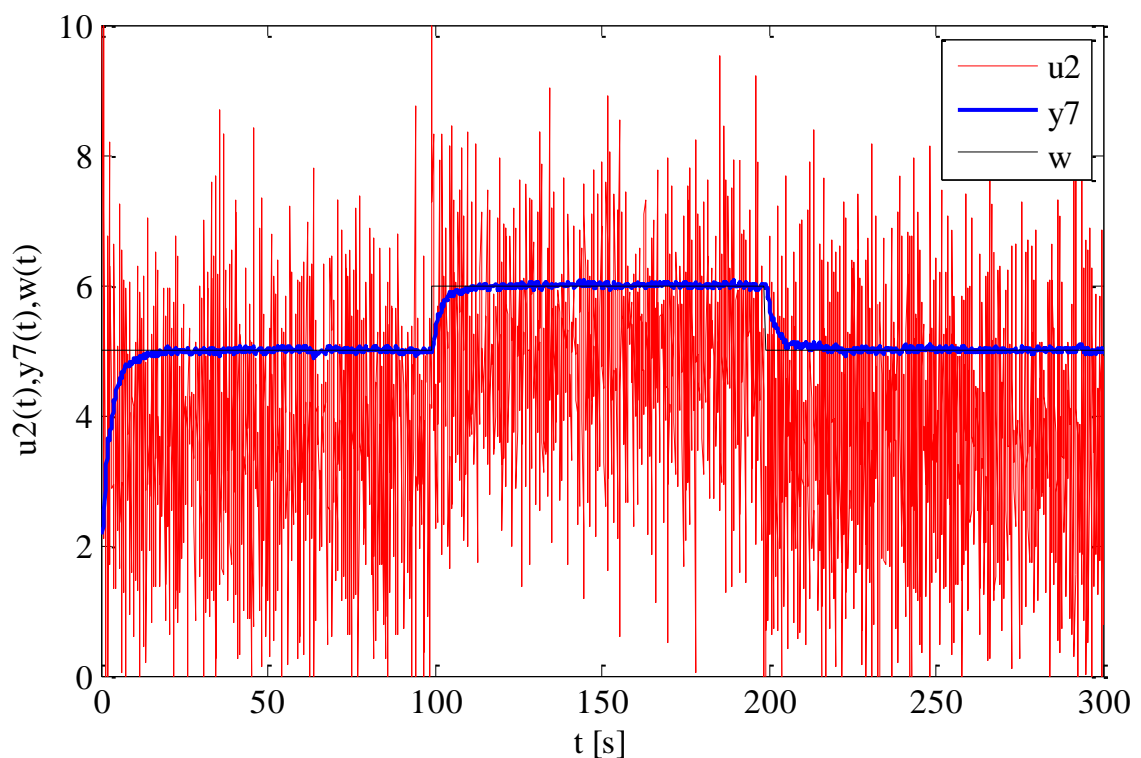
$$\rightarrow L^{-1} \rightarrow r_1e''(t) + r_0e'(t) + r_{-1}e(t) = u'(t)$$

$$\text{perioda vzorkování: } T = (t(k) - t(k - 1))$$

$$u(k) = u(k-1) + r_1 \left(\frac{e(k) - 2e(k-1) + e(k-2)}{T} \right) + r_0(e(k) - e(k-1)) + r_{-1}e(k)T$$

- výsledný přenos regulátoru PSD:

$$u(k) = u(k-1) + 7,7154 \left(\frac{e(k) - 2e(k-1) + e(k-2)}{T} \right) + 4(e(k) - e(k-1)) + 0,3438e(k)T$$



Obr. 49 – Regulační pochod pro nastavení parametrů regulátoru PID Whiteleyovou metodou

6.1.9 Metoda požadovaného modelu

Použijeme typizovaný přenos:

$$G_{upr,s}(s) = \frac{K}{1+sT} e^{-sL} \rightarrow G_{upr,s}(s) = \frac{0,7026}{3,81s+1} e^{-0,5001s}$$

Přenos regulátoru PI:

$$G_R(s) = r_0 + \frac{r_{-1}}{s} = K_P \left(1 + \frac{1}{T_I s} \right)$$

Požadovaný překmit přechodové charakteristiky regulačního obvodu $\kappa = 0$

- získané hodnoty:

$$K = 0,7026; \quad T_1 = 3,81; \quad L = 0,5001$$

- parametry regulátoru:

$$T_I = T_1 = 3,81$$

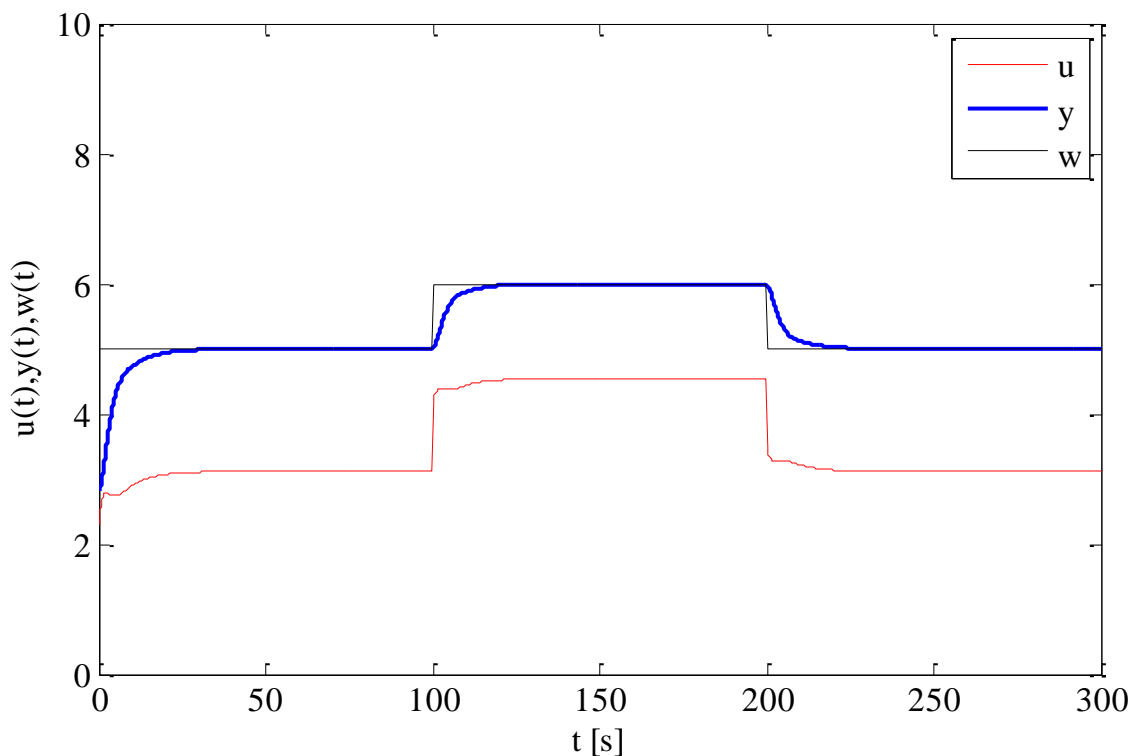
$$a_0 = \frac{1}{\beta L} \Rightarrow a_0 = \frac{1}{2,718 * 0,5001} = 0,7357$$

$$K_P = \frac{a_0}{k_1} \Rightarrow K_P = \frac{0,7357}{0,7026} = 1,0471$$

$$r_{-1} = \frac{K_P}{T_I} = 0,2748$$

- výsledný přenos regulátoru PI:

$$\underline{\underline{G_R(s) = 1,0471 + \frac{0,2748}{s} = 1,0471 \left(1 + \frac{1}{3,81s}\right)}}$$



Obr. 50 - Simulace regulačního pochodu pro nastavení parametrů regulátoru PI metodou požadovaného modelu

- převedení na diskretní přenos regulátoru PS:

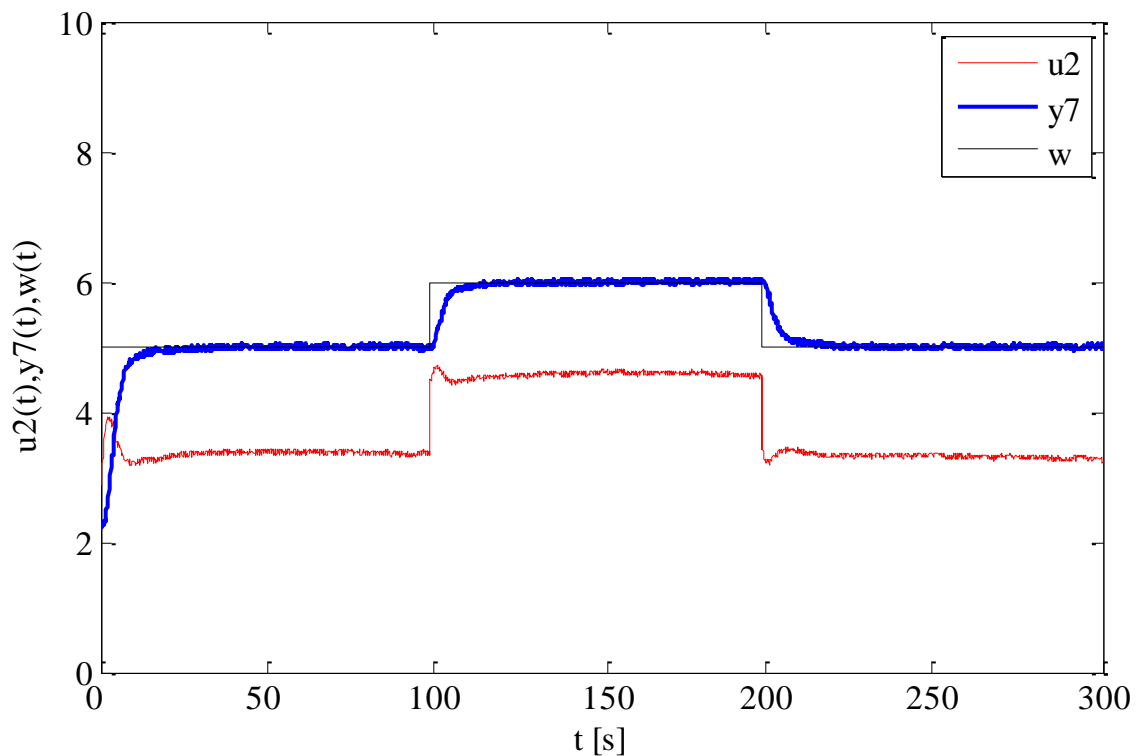
$$\frac{r_0 s + r_{-1}}{s} = \frac{U(s)}{E(s)} \rightarrow (r_0 s + r_{-1})E(s) = sU(s) \rightarrow L^{-1} \rightarrow r_0 e'(t) + r_{-1} e(t) = u'(t)$$

perioda vzorkování: $T = (t(k) - t(k - 1))$

$$u(k) = u(k - 1) + r_0(e(k) - e(k - 1)) + r_{-1}e(k)T$$

- výsledná rovnice regulátoru PS:

$$\underline{\underline{u(k) = u(k - 1) + 1,0471(e(k) - e(k - 1)) + 0,2748e(k)T}}$$



Obr. 51 - Regulační pochod pro nastavení parametrů regulátoru PI metodou požadovaného modelu

Přenos regulátoru PID:

$$G_R(s) = r_0 + \frac{r_{-1}}{s} + r_1 s = K_P \left(1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s \right)$$

Použijeme typizovaný přenos:

$$G_{upr,s}(s) = \frac{K}{(1 + sT_1)(1 + sT_2)} e^{-sL}; T_1 \geq T_2;$$

$$\rightarrow G_{upr,s}(s) = \frac{k}{(1 + 4,33s)(1 + 2,09s)} e^{-s0,5001}$$

Požadovaný překmit přechodové charakteristiky regulačního obvodu $\kappa = 0$

- získané hodnoty:

$$K = 0,7026; T_1 = 4,33; T_2 = 2,09; L = 0,5001$$

- parametry regulátoru:

$$T_I = T_1 + T_2 = 6,42$$

$$T_D = \frac{T_1 T_2}{T_1 + T_2} = 1,4096$$

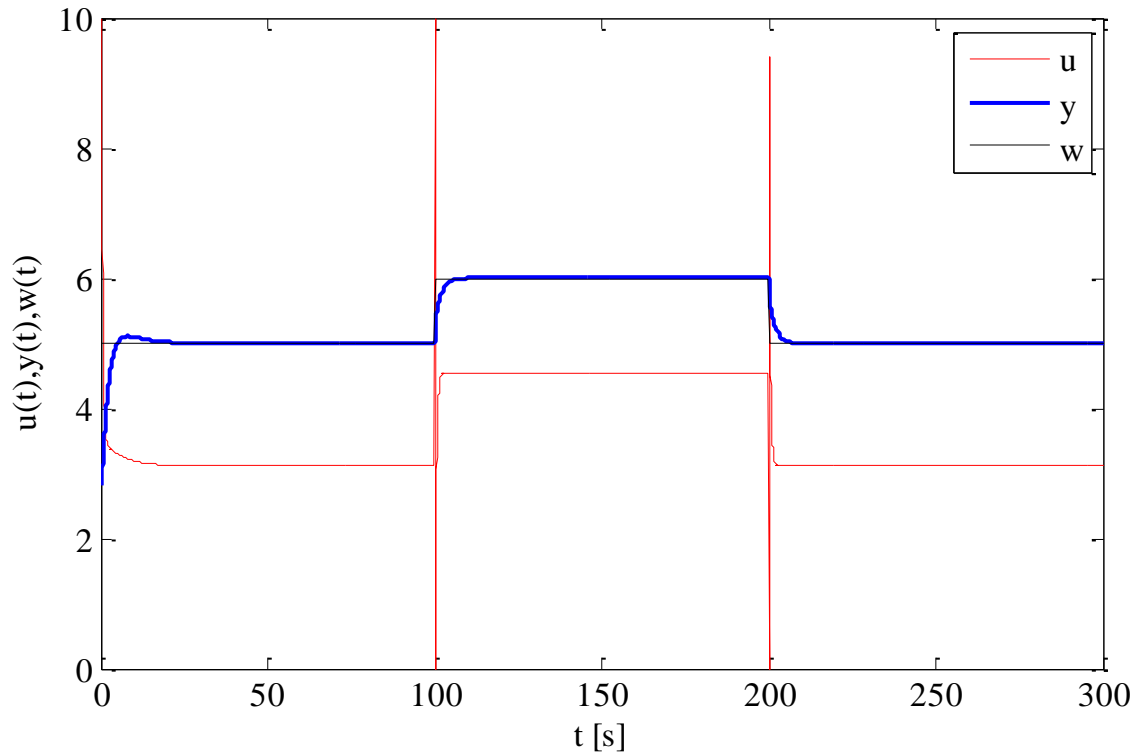
$$a_0 = \frac{1}{\beta L} \Rightarrow a_0 = \frac{1}{2,718 * 0,5001} = 0,7357$$

$$K_P = \frac{a_0 T_I}{K} \Rightarrow K_P = \frac{0,7357 * 6,42}{0,7026} = 6,7225$$

$$r_0 = K_P = 6,7225; r_{-1} = \frac{K_P}{T_I} = 1,0471; r_1 = K_P T_D = 9,4760$$

- výsledný přenos regulátoru PID:

$$G_R(s) = \underline{\underline{6,7225 + \frac{1,0471}{s} + 9,4760s = 6,7225 \left(1 + \frac{1}{6,42s} + 1,4096s \right)}}$$



Obr. 52 - Simulace regulačního pochodu pro nastavení parametrů regulátoru PID metodou požadovaného modelu

- převedení na diskretní přenos regulátoru PSD:

$$\frac{r_1 s^2 + r_0 s + r_{-1}}{s} = \frac{U(s)}{E(s)} \rightarrow r_1 s^2 + r_0 s + r_{-1} E(s) = s U(s) \rightarrow$$

$$\rightarrow L^{-1} \rightarrow r_1 e''(t) + r_0 e'(t) + r_{-1} e(t) = u'(t)$$

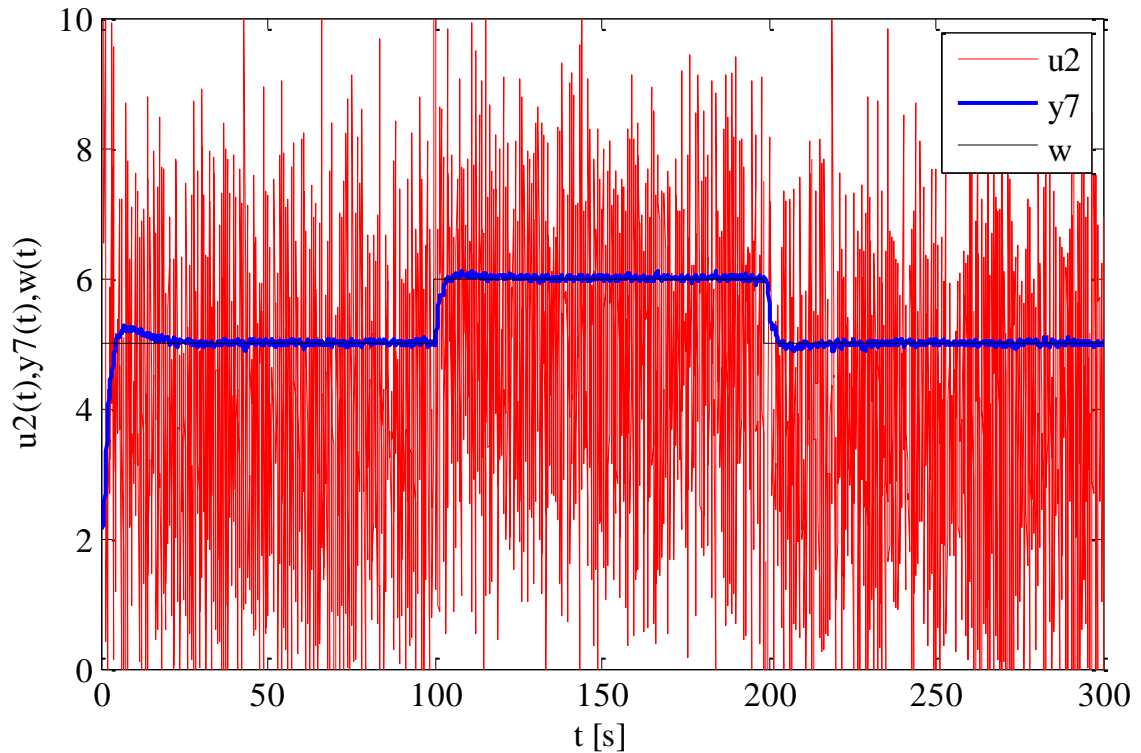
$$\text{perioda vzorkování: } T = (t(k) - t(k-1))$$

$$u(k) = u(k-1) + r_1 \left(\frac{e(k) - 2e(k-1) + e(k-2)}{T} \right) + r_0 (e(k) - e(k-1)) + r_{-1} e(k)T$$

- výsledná rovnice regulátoru PSD:

$$u(k) = u(k-1) + 9,4760 \left(\frac{e(k) - 2e(k-1) + e(k-2)}{T} \right) +$$

$$+ 6,7225(e(k) - e(k-1)) + 1,0471e(k)T$$



Obr. 53 - Regulační pochod pro nastavení parametrů regulátoru PID metodou požadovaného modelu

6.2 Metody syntézy pro regulátory s obecnou strukturou

6.2.1 1DOF konfigurace systému řízení

$$G_S(s) = \frac{0,2228}{s^2 + 1,1264s + 0,3172} = \frac{b_0}{s^2 + a_1s + a_0}$$

Vstupní veličinou regulačního obvodu je pouze žádaná hodnota ve tvaru skoku, tzn., že na obvod nepůsobí poruchy:

$$w(t) = 1; u(t) = 0; v(t) = 0 \rightarrow w(s) = \frac{1}{s}; n(s) = v(s) = 0 \rightarrow f_w(s) = s;$$

$$f_n(s) = f_v(s) = 1$$

Určíme stupeň polynomu $f(s)$:

$$f(s) = f_w(s) = s \rightarrow \deg f = 1$$

Určíme stupně polynomů $q(s), \tilde{p}(s), d(s)$:

$$\deg q \leq \deg a + \deg f - 1 = 2 + 1 - 1 = 2 \rightarrow q(s) = q_2s^2 + q_1s + q_0$$

$$\deg \tilde{p} \geq \deg a - 1 = 2 - 1 = 1 \rightarrow p(s) = \tilde{p}_1 s + \tilde{p}_0$$

$$\deg d \geq 2 \deg a + \deg f - 1 = 4 + 1 - 1 = 4 \rightarrow d(s) = s^4 + d_3 s^3 + d_2 s^2 + d_1 s + d_0$$

Dosazením do diofantické rovnice $af\tilde{p} + bq = d$ dostaneme:

$$\begin{aligned} (s^2 + a_1 s + a_0)s(\tilde{p}_1 s + \tilde{p}_0) + b_0(q_2 s^2 + q_1 s + q_0) &= \\ = s^4 + d_3 s^3 + d_2 s^2 + d_1 s + d_0 \end{aligned}$$

Po úpravě:

$$\begin{aligned} \tilde{p}_1 s^4 + (\tilde{p}_0 + a_1 \tilde{p}_1) s^3 + (a_1 \tilde{p}_0 + a_0 \tilde{p}_1 + b_0 q_2) s^2 + (a_0 \tilde{p}_0 + b_0 q_1) s + b_0 q_0 &= \\ = s^4 + d_3 s^3 + d_2 s^2 + d_1 s + d_0 \end{aligned}$$

Porovnáním koeficientů u stejných mocnin získáme soustavu rovnic:

$$\begin{array}{rcl} s^4: & \tilde{p}_1 & = 1 \\ s^3: & a_1 \tilde{p}_1 + \tilde{p}_0 & = d_3 \\ s^2: & a_0 \tilde{p}_1 + a_1 \tilde{p}_0 + b_0 q_2 & = d_2 \\ s^1: & a_0 \tilde{p}_0 + b_0 q_1 & = d_1 \\ s^0: & b_0 q_0 & = d_0 \end{array}$$

Řešením soustavy rovnic získáme koeficienty pro regulátor ve tvaru:

$$Q(s) = \frac{q(s)}{p(s)} = \frac{q(s)}{f(s)\tilde{p}(s)} = \frac{q_2 s^2 + q_1 s + q_0}{s(\tilde{p}_1 s + \tilde{p}_0)}$$

Koeficienty polynomu $d(s)$ volíme tak, aby byla zajištěna stabilita systému řízení, např.:

$$d(s) = (s + m)^{\deg d} = (s + m)^4 = s^4 + 4s^3 m + 6s^2 m^2 + 4sm^3 + m^4$$

kde „ m “ je volený kladný koeficient, přičemž pro každý volený koeficient m , resp. polynom $d(s)$ je nutno ověřit stabilitu výsledného regulátoru.

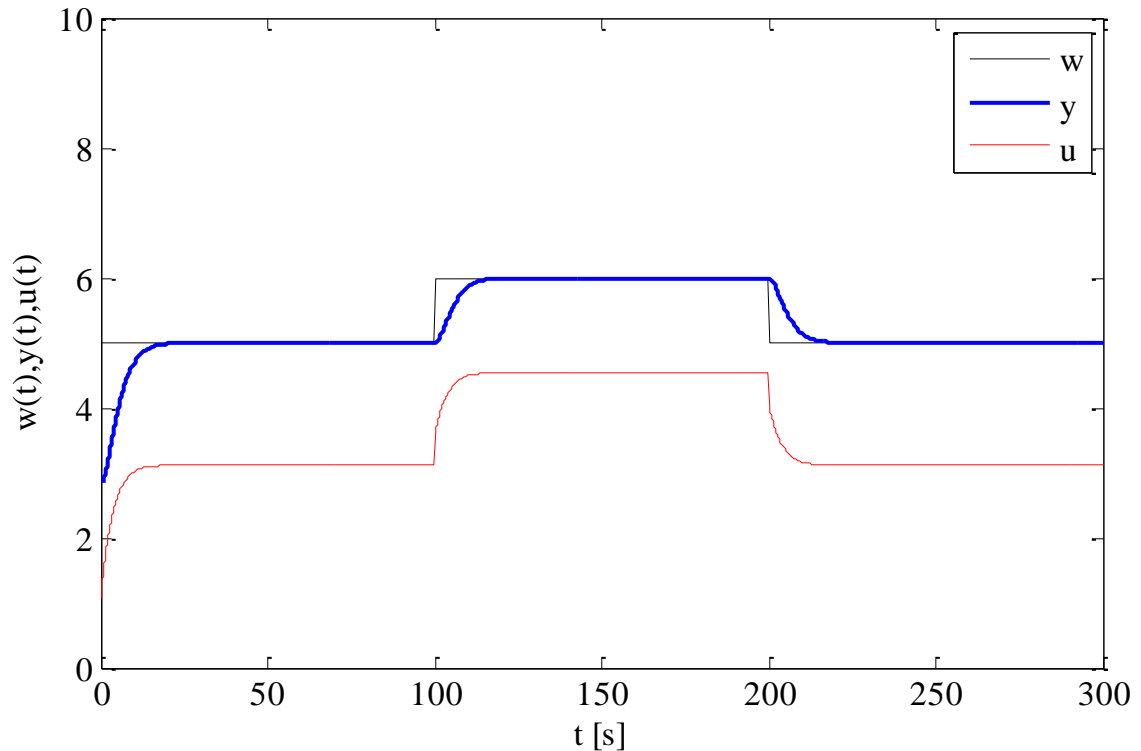
Pro $m = 0,5$:

$$\begin{aligned} d(s) &= (s + m)^{\deg d} = (s + m)^4 = s^4 + 2s^3 + 1,5s^2 + 0,5s + 0,0625 = \\ &= s^4 + d_3 s^3 + d_2 s^2 + d_1 s + d_0 \end{aligned}$$

Řešení soustavy rovnic:

$$\tilde{p}_1 = 1$$

$$a_1 \tilde{p}_1 + \tilde{p}_0 = d_3 \Rightarrow 1,1264 + \tilde{p}_0 = 2 \Rightarrow \tilde{p}_0 = \underline{\underline{0,8736}}$$



Obr. 55 - Simulace regulačního pochodu pro nastavení parametrů regulátoru IDOF konfigurací systému řízení pro $m=0,5$

- převedení na diskretní přenos regulátoru:

$$\frac{q_2 s^2 + q_1 s + q_0}{s(s + \tilde{p}_0)} = \frac{U(s)}{E(s)} \rightarrow (q_2 s^2 + q_1 s + q_0)E(s) = (s^2 + \tilde{p}_0 s)U(s) \rightarrow$$

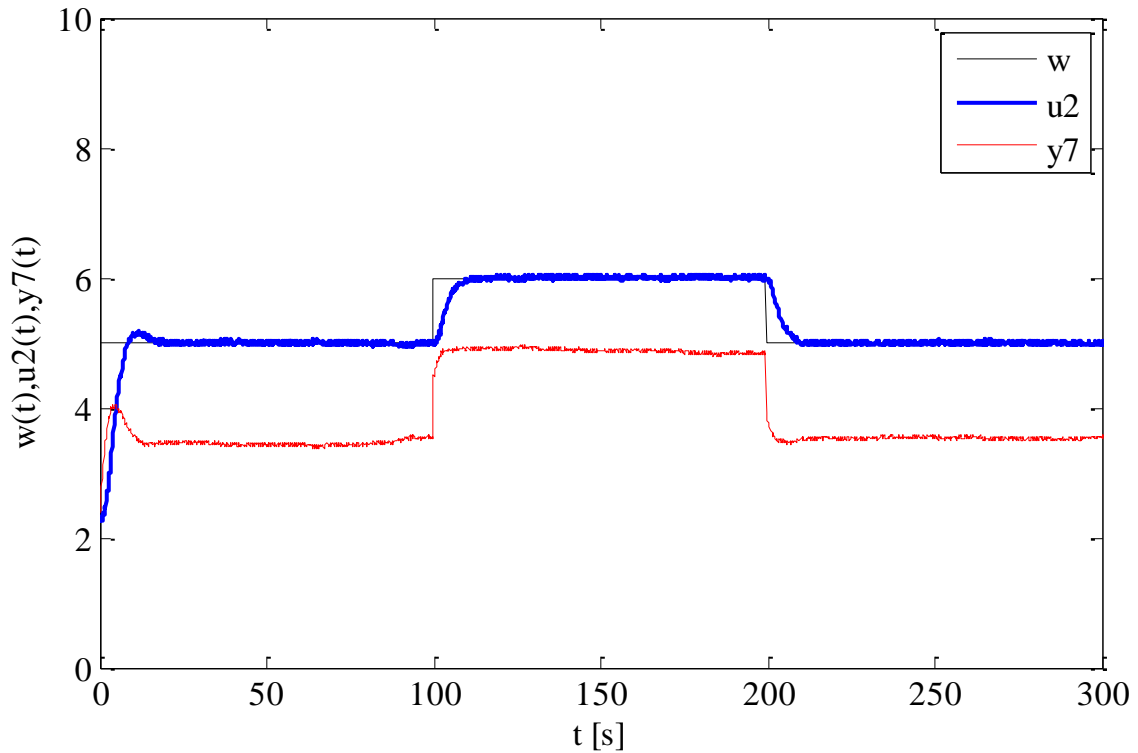
$$\rightarrow L^{-1} \rightarrow q_2 e''(t) + q_1 e'(t) + q_0 e(t) = u'(t) + \tilde{p}_0 u'(t)$$

$$\text{perioda vzorkování: } T = (t(k) - t(k-1))$$

$$u(k) = \left[q_2 \left(\frac{e(k) - 2e(k-1) + e(k-2)}{T} \right) + q_1 (e(k) - e(k-1)) + \right. \\ \left. + q_0 e(k)T + \frac{2u(k-1)}{T} - \frac{u(k-2)}{T} + \tilde{p}_0 u(k-1) \right] / \left(\frac{1}{T} + \tilde{p}_0 \right)$$

- výsledná rovnice regulátoru:

$$u(k) = \left[\underline{\underline{0,8922 \left(\frac{e(k) - 2e(k-1) + e(k-2)}{T} \right) + 1,0004(e(k) - e(k-1)) +}} \right. \\ \left. \underline{\underline{+ 0,2805e(k)T + \frac{2u(k-1)}{T} - \frac{u(k-2)}{T} + 0,8736u(k-1)}} \right] / \left(\frac{1}{T} + 0,8736 \right)$$



Obr. 56 - Regulačního pochodu pro nastavení parametrů regulátoru 1DOF konfigurací systému řízení pro $m=0,5$

6.2.2 2DOF konfigurace systému řízení

$$G_S(s) = \frac{0,2228}{s^2 + 1,1264s + 0,3172} = \frac{b_0}{s^2 + a_1s + a_0}$$

Vstupní veličinou regulačního obvodu je pouze žádaná hodnota ve tvaru skoku, tzn., že na obvod nepůsobí poruchy

$$w(t) = 1; n(t) = 0 \rightarrow w(s) = \frac{1}{s}; n(s) = v(s) = 0 \rightarrow f_w(s) = s; f_n(s) = f_v(s) = 1$$

Určení stupně polynomu $f_1(s)$ a $f_2(s)$:

$$f_2(s) = f_w(s) = s \rightarrow \deg f_2 = 1; f_1(s) = 1 \rightarrow \deg f_1 = 0$$

Určení stupňů polynomů $q(s), \tilde{p}(s), d(s), r(s), t(s)$:

nejdříve se určí pomocná konstanta k :

$$k = \deg f_2 - \deg f_1 - \deg a = 1 - 0 - 2 = -1 \Rightarrow k = 0$$

Stupně polynomů:

$$\deg q = \deg a + \deg f_1 - 1 = 2 + 0 - 1 = 1 \rightarrow q(s) = q_1s + q_0$$

$$\deg \tilde{p} = \deg a - 1 + k = 2 - 1 + 0 = 1 \rightarrow p(s) = \tilde{p}_1s + \tilde{p}_0$$

$$\deg d = 2 \deg a + \deg f_1 - 1 + k = 2 * 2 + 0 - 1 = 3 \rightarrow$$

$$\rightarrow d(s) = s^3 + d_2s^2 + d_1s + d_0$$

$$\deg r = \deg f_2 - 1 = 1 - 1 = 0 \rightarrow r(s) = r_0$$

$$\deg t = \deg d - \deg f_2 = 3 - 1 = 2 \rightarrow t_2s^2 + t_1s + t_0$$

Dosazením do diofantické rovnice $af_1\tilde{p} + bq = d$ a $tf_2 + br = d$ dostaneme:

$$(s^2 + a_1s + a_0)(\tilde{p}_1s + \tilde{p}_0) + b_0(q_1s + q_0) = s^3 + d_2s^2 + d_1s + d_0$$

$$(t_2s^2 + t_1s + t_0)s + b_0r_0 = s^3 + d_2s^2 + d_1s + d_0$$

Úpravou a následným srovnáním koeficientů u stejných mocnin se získají soustavy rovnic:

$$s^3: \quad \tilde{p}_1 \quad \quad \quad = 1$$

$$s^2: \quad a_1\tilde{p}_1 \quad + \tilde{p}_0 \quad \quad \quad = d_2$$

$$s^1: \quad a_0\tilde{p}_1 \quad + a_1\tilde{p}_0 \quad + b_0q_1 \quad \quad \quad = d_1$$

$$s^0: \quad \quad \quad a_0\tilde{p}_0 \quad \quad \quad + b_0q_0 \quad = d_0$$

$$s^3: \quad t_2 \quad \quad \quad = 1$$

$$s^2: \quad \quad t_1 \quad \quad \quad = d_2$$

$$s^1: \quad \quad \quad t_0 \quad \quad \quad = d_1$$

$$s^0: \quad \quad \quad \quad b_0r_0 \quad = d_0$$

Řešením dvou soustav rovnic se získají koeficienty pro 2 regulátory ve tvaru:

$$Q(s) = \frac{q(s)}{p(s)} = \frac{q(s)}{f_1(s)\tilde{p}(s)} = \frac{q_1s + q_0}{\tilde{p}_1s + \tilde{p}_0} \quad \text{a} \quad R(s) = \frac{r(s)}{p(s)} = \frac{r(s)}{f_1(s)\tilde{p}(s)} = \frac{r_0}{\tilde{p}_1s + \tilde{p}_0}$$

Koeficienty polynomu $d(s)$ jsou voleny tak, aby byla zajištěna stabilita systému řízení, např.:

$$d(s) = (s + m)^{\deg d} = (s + m)^3 = s^3 + 3s^2m + 3sm^2 + m^3$$

kde „ m “ je volený kladný koeficient, přičemž pro každý volený koeficient m , resp. polynom $d(s)$ je nutno ověřit stabilitu výsledného regulátoru.

Pro $m = 0,5$:

$$d(s) = (s + m)^{\deg d} = (s + 0,8)^3 = s^3 + 1,5s^2 + 0,75s + 0,125 =$$

$$= s^3 + d_2 s^2 + d_1 s + d_0$$

Řešení soustavy rovnic:

$$\tilde{p}_1 = \underline{1}$$

$$a_1 \tilde{p}_1 + \tilde{p}_0 = d_2 \rightarrow 1,1264 * 1 + \tilde{p}_0 = 1,5 \rightarrow \tilde{p}_0 = \underline{0,3736}$$

$$a_0 \tilde{p}_1 + a_1 \tilde{p}_0 + b_0 q_1 = d_1 \rightarrow 0,3172 * 1 + 1,1264 * 0,3736 + 0,2228 q_1 = 0,75 \rightarrow$$

$$\rightarrow q_1 = \underline{0,0538}$$

$$a_0 \tilde{p}_0 + b_0 q_0 = d_0 \rightarrow 0,3172 * 0,3736 + 0,2228 q_0 = 0,125 \rightarrow q_0 = \underline{0,0291}$$

$$t_2 = \underline{1}$$

$$t_1 = d_2 \rightarrow t_1 = \underline{1,5}$$

$$t_0 = d_1 \rightarrow t_0 = \underline{0,75}$$

$$b_0 r_0 = d_0 \rightarrow 0,2228 r_0 = 0,125 \rightarrow r_0 = \underline{0,5610}$$

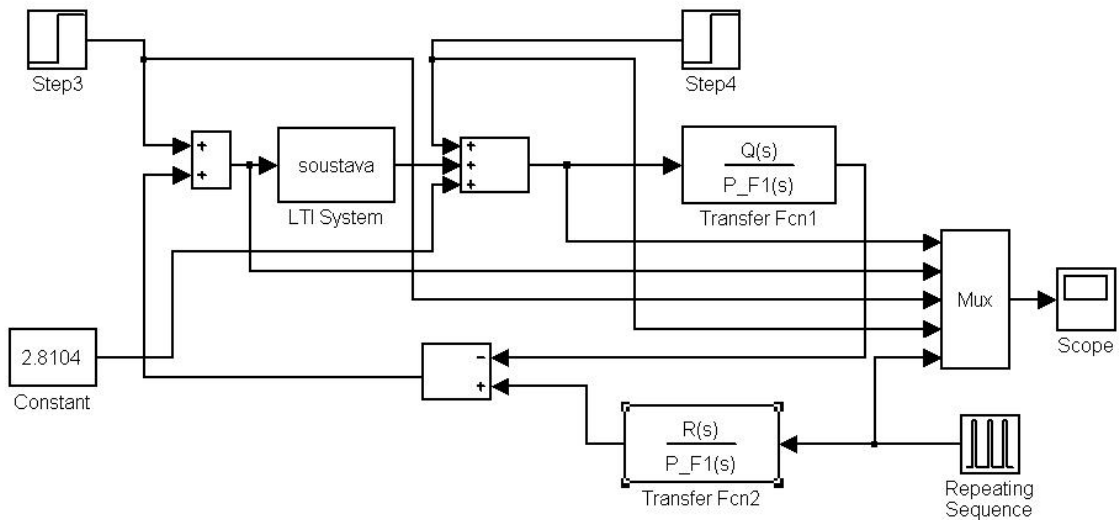
Koeficienty regulátoru:

$$m = 0,5: Q(s) = \frac{q_1 s + q_0}{\tilde{p}_1 s + \tilde{p}_0} = \frac{0,0538 s + 0,0291}{s + 0,3736}$$

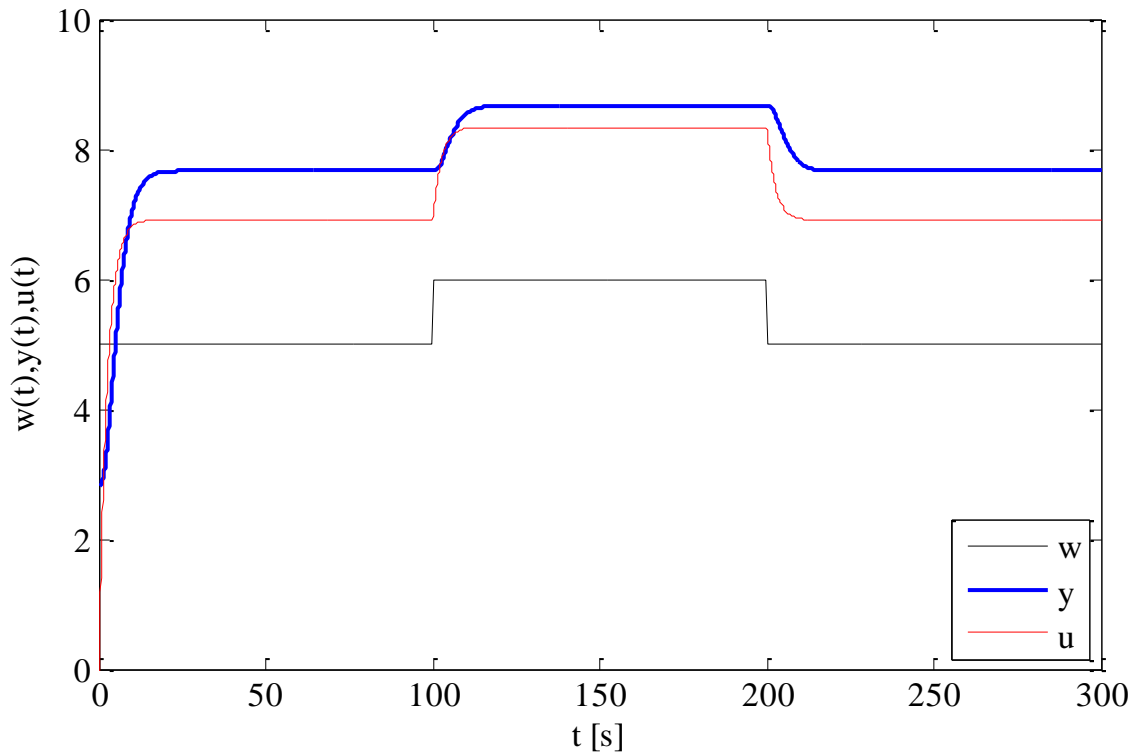
$$R(s) = \frac{r_0}{\tilde{p}_1 s + \tilde{p}_0} = \frac{0,5610}{s + 0,3736}$$

$$t(s) = t_2 s^2 + t_1 s + t_0 = s^2 + 1,5 s + 0,75$$

Pro ověření parametrů regulátoru získaných výpočtem použijeme následující schéma vytvořené v programu MATLAB Simulink, do kterého jsme zařadili blok - konstantu (C=2,8104) - pro kompenzaci nelinearity řízeného reálného modelu.



Obr. 57 - Schéma 2DOF konfigurace systému řízení vytvořené v programu
MATLAB/SIMULINK



Obr. 58 - Simulace regulačního pochodu pro nastavení parametrů regulátoru 1DOF
konfigurací systému řízení pro $m=0,5$ a $f_1(s) = 1$

Přesto, že je ze simulace patrné, že zřejmě tato struktura regulátoru nebude vhodná pro řízení dané soustavy, provedeme regulační experiment. Vzniklá regulační odchylka by totiž mohla být způsobena zavedením konstanty pro kompenzaci nelinearity řízeného systému do simulačního obvodu.

- převedení na diskrétní přenos regulátoru:

$$\frac{r_0}{\tilde{p}_1 s + \tilde{p}_0} = \frac{U_1(s)}{W(s)} \rightarrow r_0 W(s) = (\tilde{p}_1 s + \tilde{p}_0) U_1(s) \rightarrow$$

$$\rightarrow L^{-1} \rightarrow r_0 w(t) = u_1'(t) + \tilde{p}_0 u_1(t)$$

$$\frac{q_1 s + q_0}{s + \tilde{p}_0} = \frac{U_2(s)}{Y(s)} \rightarrow (q_1 s + q_0) Y(s) = (s + \tilde{p}_0) U_2(s) \rightarrow$$

$$\rightarrow L^{-1} \rightarrow q_1 y'(t) + q_0 y(t) = u_2'(t) + \tilde{p}_0 u_2(t)$$

$$\text{perioda vzorkování: } T = (t(k) - t(k-1))$$

$$u_1(k) = \left[r_0 w(k) + \frac{u_1(k-1)}{T} \right] / \left(\frac{1}{T} + \tilde{p}_0 \right)$$

$$u_2(k) = \left[q_1 \left(\frac{y(k) - y(k-1)}{T} \right) + q_0 y(k) + \frac{u_2(k-1)}{T} \right] / \left(\frac{1}{T} + \tilde{p}_0 \right)$$

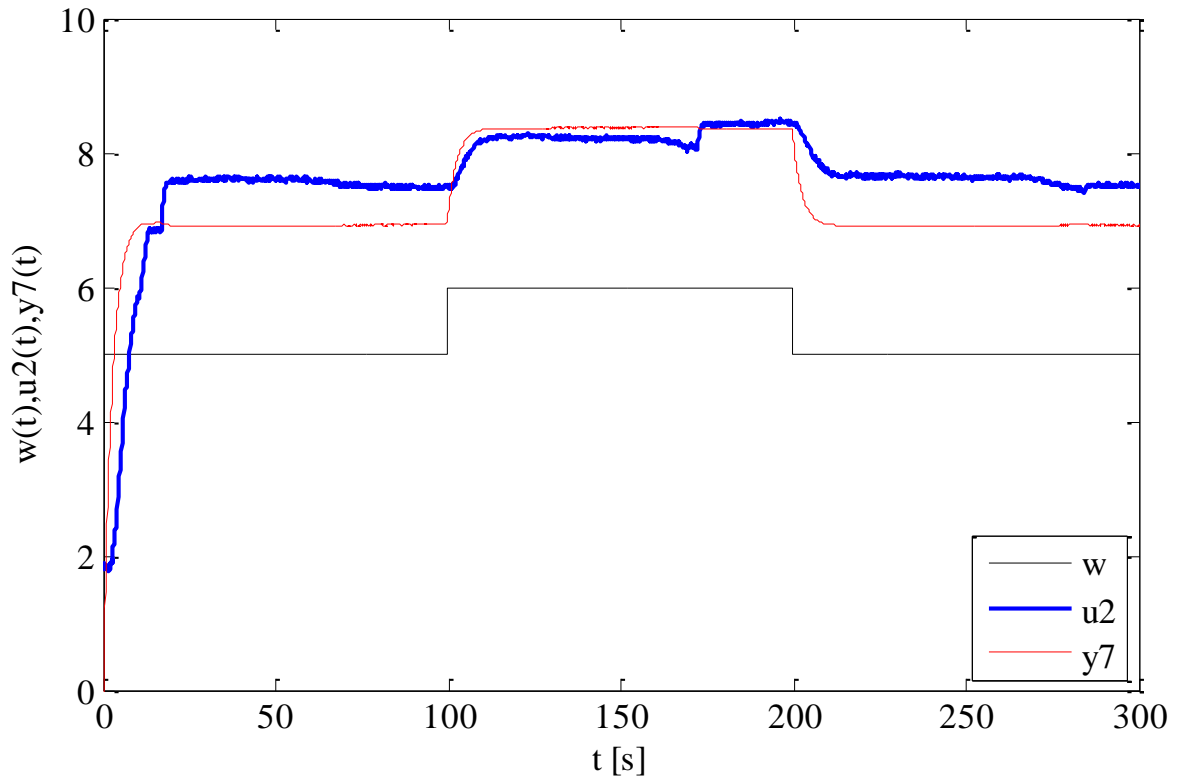
$$u(k) = u_1 - u_2 =$$

$$= \frac{r_0 w(k)T + u_1(k-1) - [q_1(y(k) - y(k-1)) + q_0 y(k)T + u_2(k-1)]}{1 + \tilde{p}_0}$$

- výsledná rovnice regulátoru:

$$u(k) = \frac{\{0,5610w(k)T + u_1(k-1) - [0,0538(y(k) - y(k-1)) +$$

$$\frac{+0,0291y(k)T + u_2(k-1)]\}}{(1 + 0,3736)}$$



Obr. 59 - Regulačního pochodu pro nastavení parametrů regulátoru 2DOF konfigurací systému řízení pro $m=0,5$ a $f_1(s) = 1$

Danou strukturu regulátoru nelze skutečně z důvodu vzniku trvalé regulační odchylky použít, proto je nutné do výpočtu zahrnout vliv poruchy:

$$w(t) = 1; n(t) = 1; \rightarrow w(s) = \frac{1}{s}; n(s) = v(s) = \frac{1}{s}; \rightarrow f_w(s) = s; f_n(s) = f_v(s) = s$$

Určení stupně polynomu $f_1(s)$ a $f_2(s)$:

$$f_2(s) = f_w(s) = s \rightarrow \deg f_2 = 1; f_1(s) = f_n(s) = f_v(s) = s \rightarrow \deg f_1 = 1$$

Určení stupňů polynomů $q(s), \tilde{p}(s), d(s), r(s), t(s)$:

nejdříve se určí pomocná konstanta k :

$$k = \deg f_2 - \deg f_1 - \deg a = 1 - 1 - 2 = -2 \Rightarrow k = 0$$

Stupně polynomů:

$$\deg q = \deg a + \deg f_1 - 1 = 2 + 1 - 1 = 1 \rightarrow q(s) = q_2 s^2 + q_1 s + q_0$$

$$\deg \tilde{p} = \deg a - 1 + k = 2 - 1 + 0 = 1 \rightarrow p(s) = \tilde{p}_1 s + \tilde{p}_0$$

$$\deg d = 2 \deg a + \deg f_1 - 1 + k = 2 * 2 + 1 - 1 = 4 \rightarrow$$

$$\rightarrow d(s) = s^4 + d_3s^3 + d_2s^2 + d_1s + d_0$$

$$\deg r = \deg f_2 - 1 = 1 - 1 = 0 \rightarrow r(s) = r_0$$

$$\deg t = \deg d - \deg f_2 = 4 - 1 = 3 \rightarrow t_3s^3 + t_2s^2 + t_1s + t_0$$

Dosazením do diofantické rovnice $af_1\tilde{p} + bq = d$ a $tf_2 + br = d$ dostaneme:

$$(s^2 + a_1s + a_0)s(\tilde{p}_1s + \tilde{p}_0) + b_0(q_2s^2 + q_1s + q_0) = s^4 + d_3s^3 + d_2s^2 + d_1s + d_0$$

$$(t_3s^3 + t_2s^2 + t_1s + t_0)s + b_0r_0 = s^4 + d_3s^3 + d_2s^2 + d_1s + d_0$$

Úpravou a následným srovnáním koeficientů u stejných mocnin se získají soustavy rovnic:

$$\begin{array}{rcll} s^4: & \tilde{p}_1 & & = 1 \\ s^3: & a_1\tilde{p}_1 & +\tilde{p}_0 & = d_3 \\ s^2: & a_0\tilde{p}_1 & +a_1\tilde{p}_0 & b_0q_2 & = d_2 \\ s^1: & & a_0\tilde{p}_0 & +b_0q_1 & = d_1 \\ s^0: & & & b_0q_0 & = d_0 \end{array}$$

$$\begin{array}{rcll} s^4 & t_3 & & = 1 \\ s^3: & & t_2 & = d_3 \\ s^2: & & & t_1 & = d_2 \\ s^1: & & & & t_0 & = d_1 \\ s^0: & & & & & b_0r_0 & = d_0 \end{array}$$

Řešením dvou soustav rovnic se získají koeficienty pro 2 regulátory ve tvaru:

$$Q(s) = \frac{q(s)}{p(s)} = \frac{q(s)}{f_1(s)\tilde{p}(s)} = \frac{q_2s^2 + q_1s + q_0}{s(\tilde{p}_1s + \tilde{p}_0)} \text{ a } R(s) = \frac{r(s)}{p(s)} = \frac{r(s)}{f_1(s)\tilde{p}(s)} = \frac{r_0}{s(\tilde{p}_1s + \tilde{p}_0)}$$

Koeficienty polynomu $d(s)$ jsou voleny tak, aby byla zajištěna stabilita systému řízení, např.:

$$d(s) = (s + m)^{\deg d} = (s + m)^4 = s^4 + 4s^3m + 6s^2m^2 + 4sm^3 + m^4$$

kde „ m “ je volený kladný koeficient, přičemž pro každý volený koeficient m , resp. polynom $d(s)$ je nutno ověřit stabilitu výsledného regulátoru.

Pro $m = 0,5$:

$$\begin{aligned} d(s) &= (s + m)^{\deg d} = (s + m)^4 = s^4 + 2s^3 + 1,5s^2 + 0,5s + 0,0625 = \\ &= s^4 + d_3s^3 + d_2s^2 + d_1s + d_0 \end{aligned}$$

Řešení soustavy rovnic:

$$\tilde{p}_1 = \underline{1}$$

$$a_1\tilde{p}_1 + \tilde{p}_0 = d_3 \rightarrow 1,1264 * 1 + \tilde{p}_0 = 2 \rightarrow \tilde{p}_0 = \underline{0,8736}$$

$$a_0\tilde{p}_1 + a_1\tilde{p}_0 + b_0q_2 = d_2 \rightarrow 0,3172 * 1 + 1,1264 * 0,8736 + 0,2228q_2 = 1,5 \rightarrow \\ \rightarrow q_2 = \underline{0,8922}$$

$$a_0\tilde{p}_0 + b_0q_1 = d_1 \rightarrow 0,3172 * 0,8736 + 0,2228q_1 = 0,5 \rightarrow q_1 = \underline{1,0004}$$

$$b_0q_0 = d_0 \rightarrow 0,2228q_0 = 0,0625 \rightarrow q_0 = \underline{0,2805}$$

$$t_3 = \underline{1}$$

$$t_2 = d_3 \rightarrow t_2 = 2$$

$$t_1 = d_2 \rightarrow t_1 = \underline{1,5}$$

$$t_0 = d_1 \rightarrow t_0 = \underline{0,5}$$

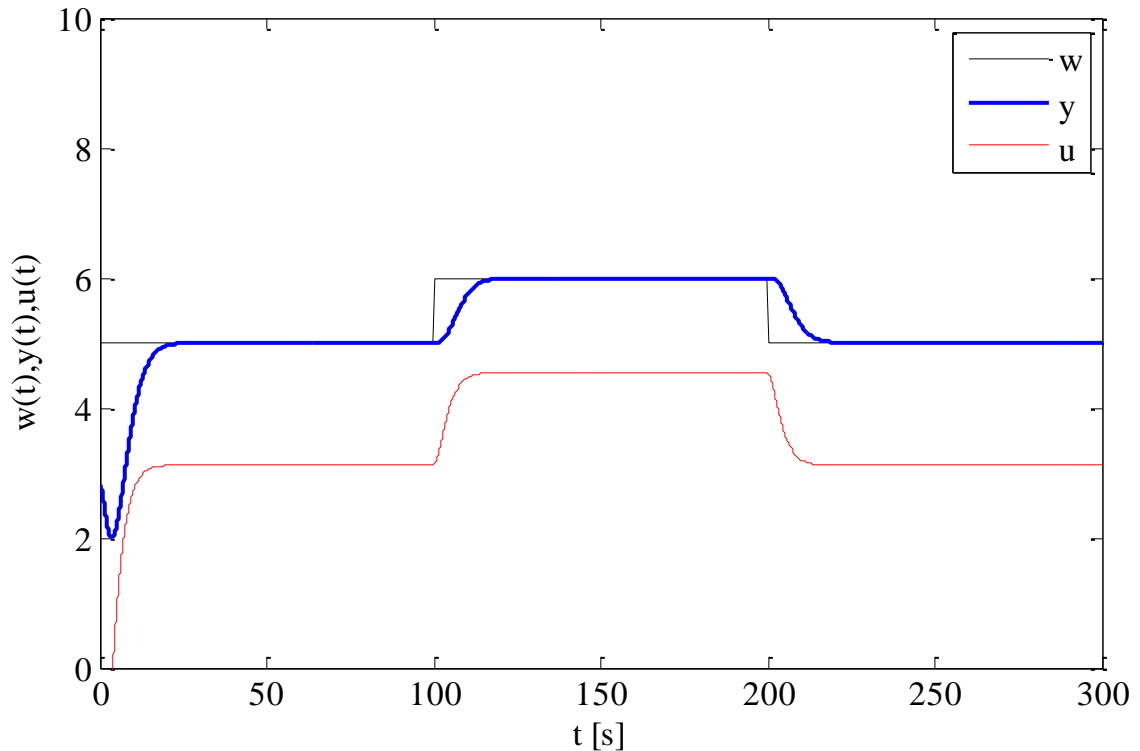
$$b_0r_0 = d_0 \rightarrow 0,2228r_0 = 0,0625 \rightarrow r_0 = \underline{0,2805}$$

Koeficienty regulátoru:

$$m = 0,5: Q(s) = \frac{q_2s^2 + q_1s + q_0}{s(\tilde{p}_1s + \tilde{p}_0)} = \frac{0,8922s^2 + 1,0004s + 0,2805}{s(s + 0,8736)}$$

$$R(s) = \frac{r_0}{s(\tilde{p}_1s + \tilde{p}_0)} = \frac{0,2805}{s(s + 0,8736)}$$

$$t(s) = t_3s^3 + t_2s^2 + t_1s + t_0 = s^3 + 2s^2 + 1,5s + 0,5$$



Obr. 60 - Simulace regulačního pochodu pro nastavení parametrů regulátoru 2DOF konfigurací systému řízení pro $m=0,5$ a $f_1(s) = s$

- převedení na diskrétní přenos regulátoru:

$$\frac{r_0}{\tilde{p}_1 s^2 + \tilde{p}_0 s} = \frac{U_1(s)}{W(s)} \rightarrow r_0 W(s) = (\tilde{p}_1 s^2 + \tilde{p}_0 s) U_1(s) \rightarrow$$

$$\rightarrow L^{-1} \rightarrow r_0 w(t) = u_1''(t) + \tilde{p}_0 u_1'(t)$$

$$\frac{q_2 s^2 + q_1 s + q_0}{\tilde{p}_1 s^2 + \tilde{p}_0 s} = \frac{U_2(s)}{Y(s)} \rightarrow (q_2 s^2 + q_1 s + q_0) Y(s) = (\tilde{p}_1 s^2 + \tilde{p}_0 s) U_2(s) \rightarrow$$

$$\rightarrow L^{-1} \rightarrow q_1 y'(t) + q_0 y(t) = u_2'(t) + \tilde{p}_0 u_2(t)$$

perioda vzorkování: $T = (t(k) - t(k-1))$

$$u_1(k) = \left[r_0 w(k)T + \frac{(u_1(k-1)(2 + \tilde{p}_0 T)) - u_1(k-2)}{T} \right] / \left(\frac{1}{T} + \tilde{p}_0 \right)$$

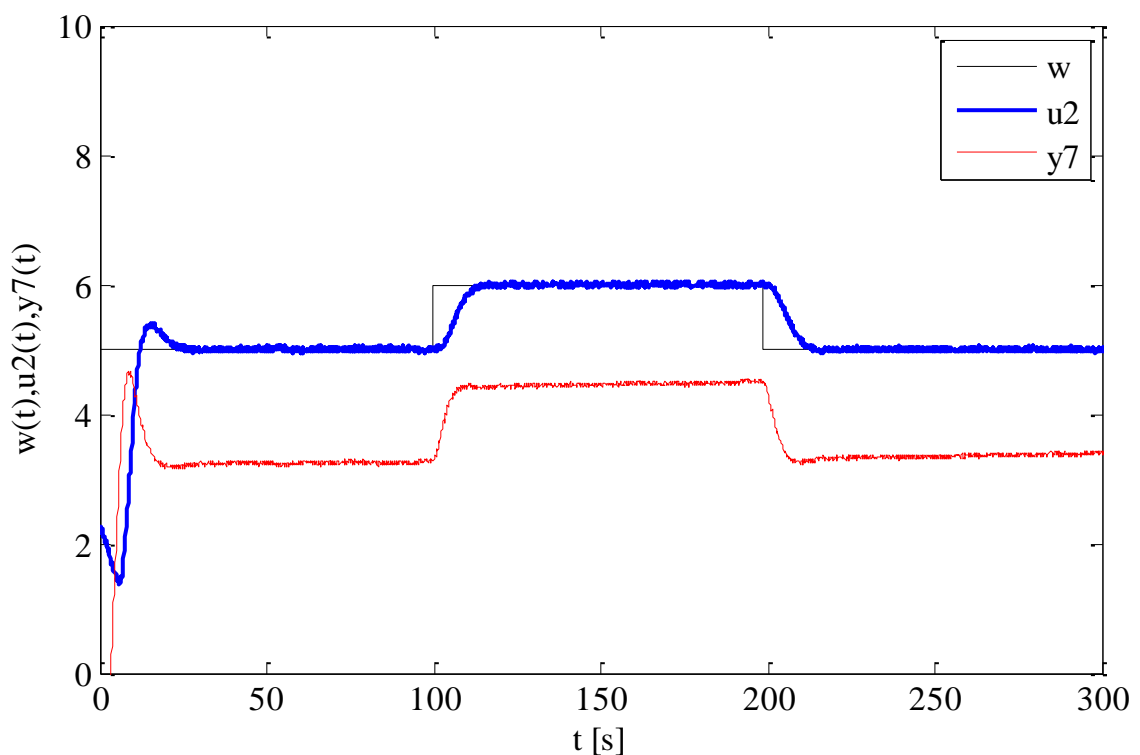
$$u_2(k) = \left[q_2 \frac{y(k) - 2y(k-1) + y(k-2)}{T} + q_1 (y(k) - y(k-1)) + q_0 y(k)T + \frac{(u_2(k-1)(2 + \tilde{p}_0 T)) - u_2(k-2)}{T} \right] / \left(\frac{1}{T} + \tilde{p}_0 \right)$$

$$u(k) = u_1 - u_2 = \{ r_0 w(k)T^2 + (u_1(k-1)(2 + \tilde{p}_0 T)) - u_1(k-2) -$$

$$- [q_2(y(k) - 2y(k-1) + y(k-2)) + q_1(y(k) - y(k-1))T + q_0y(k)T^2 + (u_2(k-1)(2 + \tilde{p}_0T) - u_2(k-2))] / (1 + \tilde{p}_0T)$$

- výsledná rovnice regulátoru:

$$u(k) = \frac{\{0,2805w(k)T^2 + (u_1(k-1)(2 + 0,8736T) - u_1(k-2) - [0,8922(y(k) - 2y(k-1) + y(k-2)) + 1,0004(y(k) - y(k-1))T + 0,2805y(k)T^2 + (u_2(k-1)(2 + 0,8736T) - u_2(k-2))]\} / (1 + 0,8736T)$$

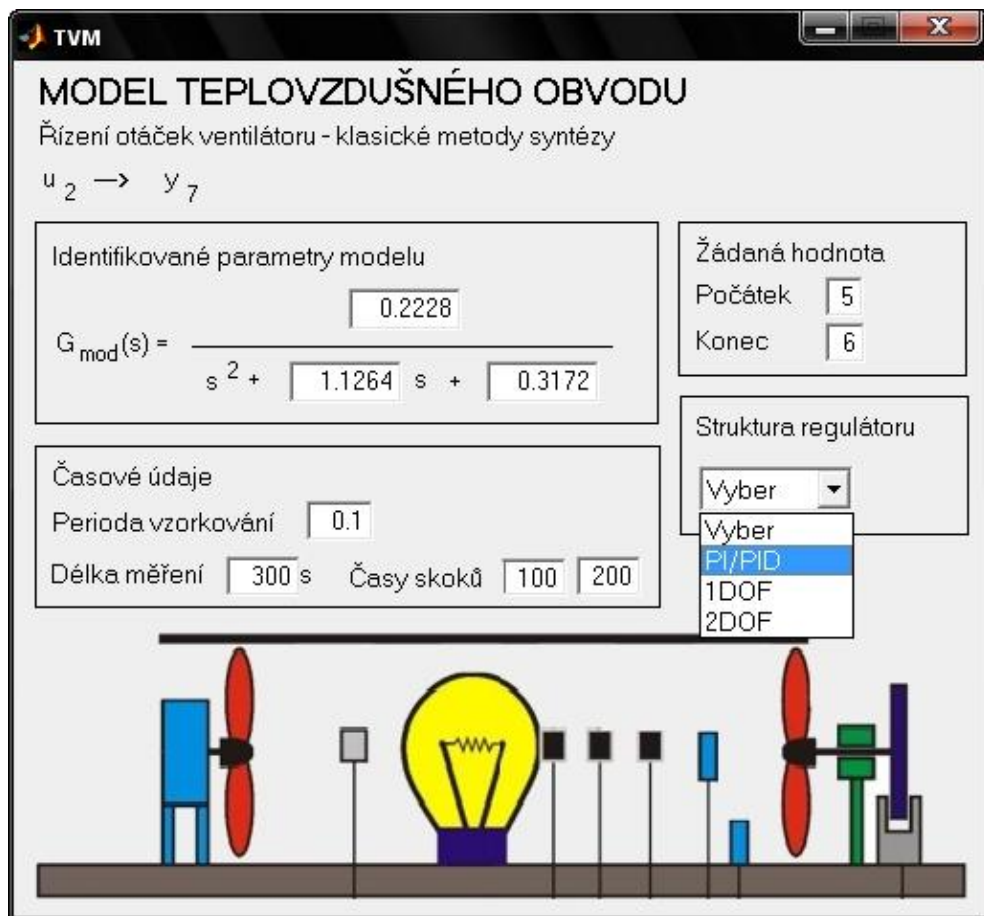


Obr. 61 - Regulačního pochodu pro nastavení parametrů regulátoru 2DOF konfigurací systému řízení pro $m=0,5$ a $f_1(s) = s$

6.3 Grafické prostředí pro řízení laboratorního modelu

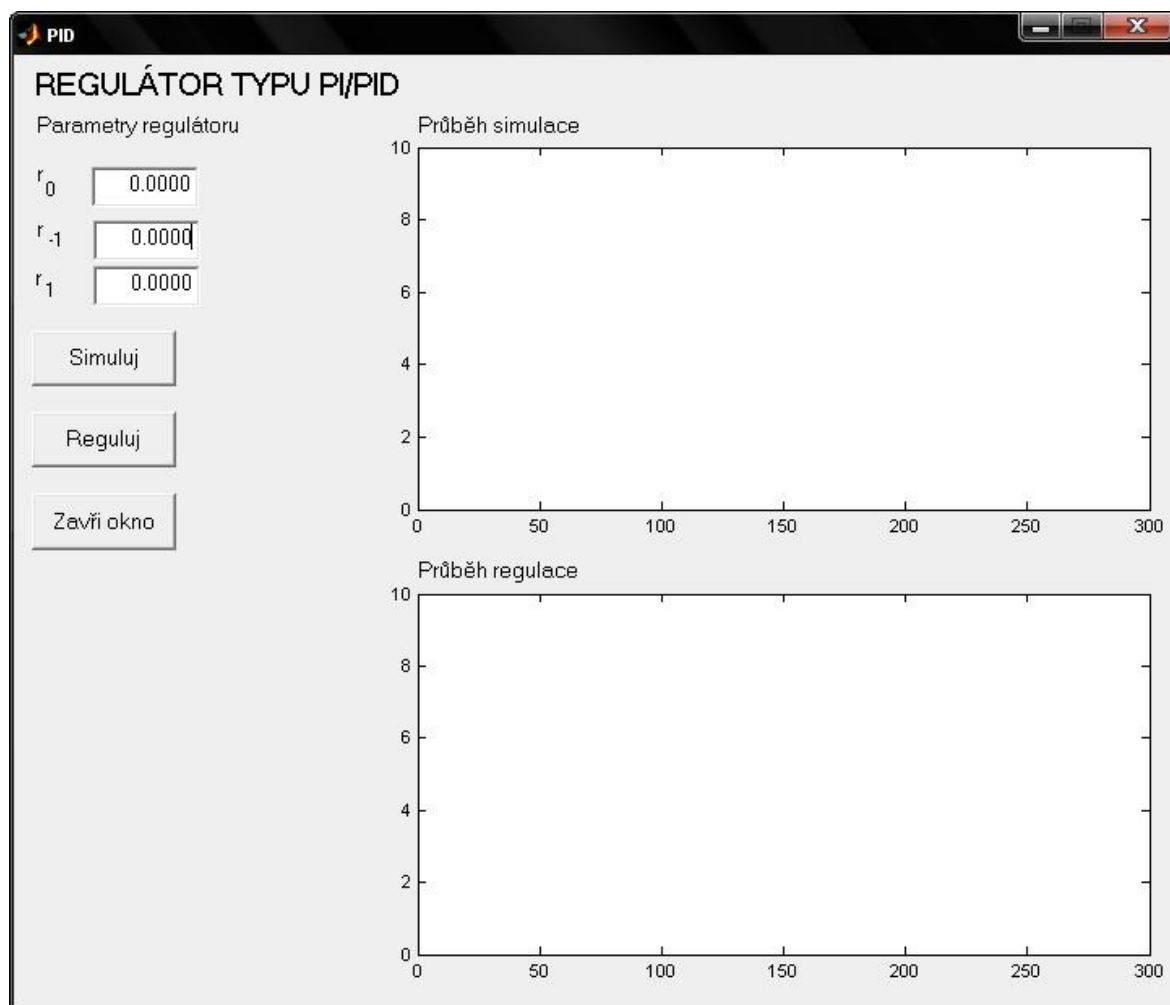
Pro potřeby grafického znázornění použitých metod návrhu regulátorů, byl sestaven ovládací modul, který kromě simulace regulačních průběhů umožňuje také řízení laboratorního modelu pro popisovaný jednorozměrný systém (vstup u_2 – ovládací napětí otáček čelního ventilátoru a výstup y_7 – vrtulkový průtokoměr). Tento modul spustíme

zadáním příkazu TVM do příkazového řádku aplikace MATLAB (musí být nastavena cesta na adresář, ve kterém se modul nachází).



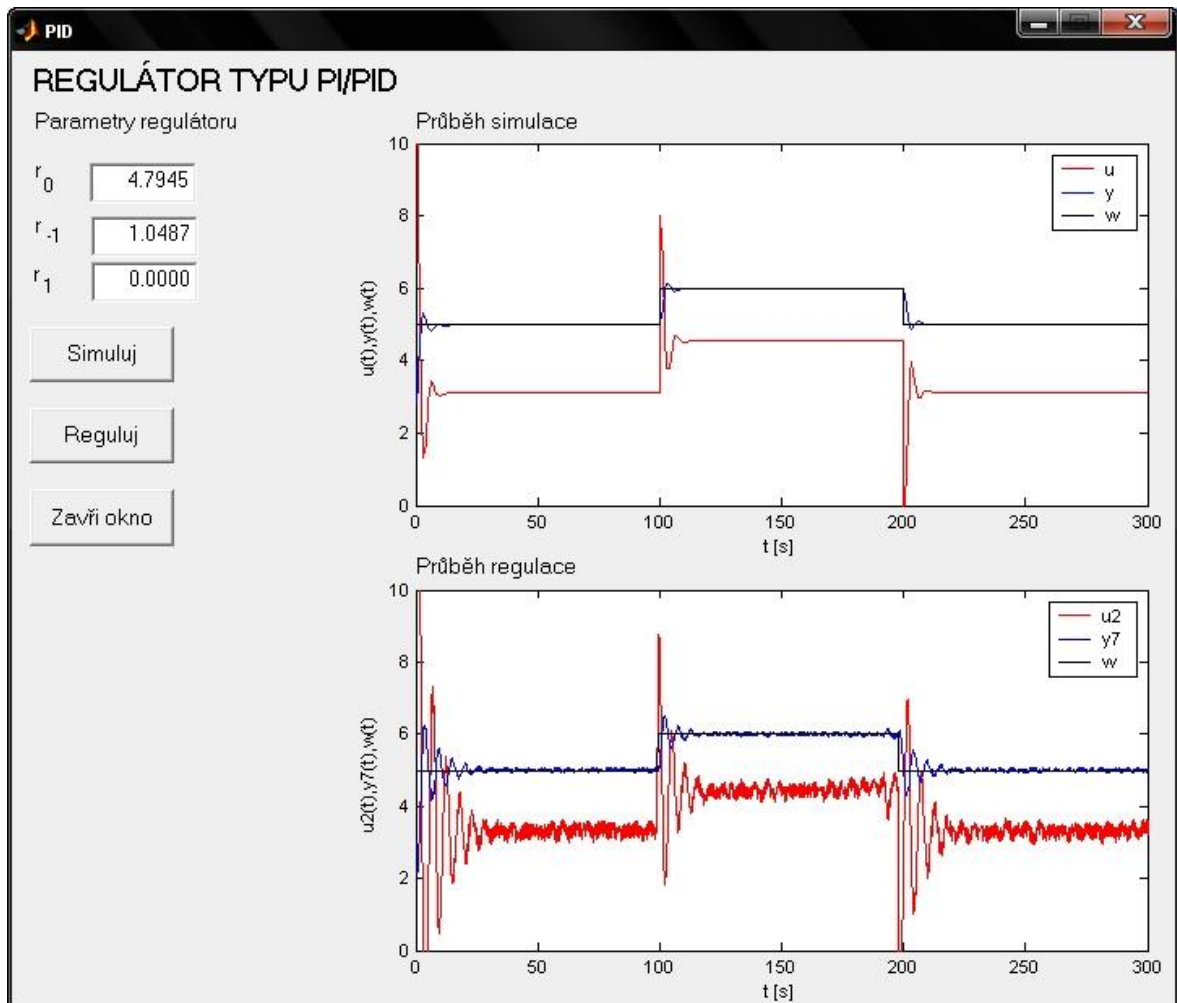
Obr. 62 – Úvodní okno pro základní nastavení a výběr struktury regulátoru

Úvodní okno vytvořené aplikací obsahuje přednastavené parametry modelu, žádané hodnoty a časových údajů, se kterými jsme pracovali při výpočtech parametrů regulátorů. Tyto hodnoty lze dle potřeb měnit. Nachází se zde také položka „Struktura regulátoru“ pro výběr PI/PID, 1DOF nebo 2DOF konfigurace řízení.



Obr. 63 – Okno pro simulaci a řízení laboratorního modelu pro PI/PID regulátor

Pro každou z výše uvedených struktur regulátorů je potřeba nastavit výpočtem získané parametry regulátoru. Volba „Simuluj“ spustí simulaci regulačního pochodu, volba „Reguluj“ pak reálný experiment. Položka „Zavři okno“ umožní návrat k základnímu oknu a výběru struktury regulátoru.



Obr. 64 – Ukázka průběhu simulace a řízení laboratorního modelu pro PI/PID regulátor

6.4 Porovnání vybraných metod syntézy podle kvality regulace

Srovnání uvedených metod syntézy bylo provedeno metodou kvadratické regulační plochy a podle největší regulační odchylky.

Kvadratická regulační plocha

$$J_K = \int_0^{\infty} [y(t) - y(\infty)]^2 dt = \int_0^{\infty} [y(t) - w(t)]^2 dt \approx \int_0^{t_r} [y(t) - w(t)]^2 dt$$

Výpočet kvadratické plochy byl proveden v programu MS Excel pro funkci ve tvaru:

$$J_K = \sum_{i=1}^n [(y(t^k) - w(t^k))^2 * (t^k - t^{k-1})]; \quad k = 1, 2, \dots, n$$

Tab. 23 - Srovnání metod syntézy podle kvadratické regulační plochy

Metoda syntézy	Kvadratická regulační plocha J_K	
	Simulace	Experiment
Nastavení z PCH – PI	10,7072	neustálí se - 191,5391
Nastavení z PCH – PID	13,0737	neustálí se - 262,1072
CHR – PI	6,3878	19,1507
CHR – PID	5,6986	19,6456
Cohen-Coonova metoda – PI	16,3335	neustálí se - 419,1335
Cohen-Coonova metoda – PID	12,0965	neustálí se - 234,4673
Fruehaufova metoda – PI	7,3606	77,5342
Fruehaufova metoda – PID	6,5187	17,7442
Metoda vyváženého nastavení – PI	34,2157	55,5557
Naslinova metoda – PI	11,9440	26,8046
Naslinova metoda – PID	11,6100	19,5700
Whiteleyova metoda – PID	11,6172	19,0597
Metoda požadovaného modelu – PI	18,3333	27,0085
Metoda požadovaného modelu – PID	6,7306	15,6877
Polynomiální syntéza - 1DOF	18,5853	29,5254
Polynomiální syntéza - 2DOF	72,3345	102,4202

Pro uvedenou metodu platí, že čím menší je hodnota kvadratické regulační plochy J_K , tím lepší je kvalita regulace. Z Tab. 23 je vidět, že podle metody kvadratické regulační plochy se jeví jako nejlepší z uvedených metod syntézy CHR metoda nastavení parametrů regulátoru typu PID pro simulaci regulačního pochodu a metoda požadovaného modelu PID struktury regulátoru pro reálný experiment.

Zřejmá je také skutečnost, že regulační průběh ve srovnání se simulačním dává vždy větší kvadratickou regulační plochu. Navíc u metody nastavení z PCH a Cohen-Coonovy metody nebylo dosaženo cíle řízení. Výstupní veličina se neustálila na žádané hodnotě, i když simulační průběh byl uspokojivý. Výstupem byly netlumené kmity.

Největší regulační odchylka

Pro praxi má často velký význam také hodnocení největší regulační odchylky (maximální překmit), která umožňuje celkové dynamické posouzení systému. Může také někdy způsobit nemalé problémy v oblasti stability a popř. vést i k porušení části regulačního obvodu, překročí-li její hodnota přípustné meze přetížitelnosti daného členu. O kvalitní

regulaci nelze hovořit, zůstane-li po odeznění poruchy na výstupu z regulované soustavy trvalá odchylka, popř. se po změně žádané hodnoty systém ustálí v nové stabilní poloze, která se výrazně liší od požadované.[15]

Výpočet největší regulační odchylky byl opět proveden v programu MS Excel pro funkci ve tvaru:

$$y_{max} = \max[y(t^k) - w(t^k)]; k = 1, 2, \dots, n$$

Tab. 24 - Srovnání metod syntézy podle maximálního překmitu

Metoda syntézy	Maximální překmit y_{max}	
	Simulace	Experiment
Nastavení z PCH – PI	1,3630	neustálí se - 2,1038
Nastavení z PCH – PID	1,7229	neustálí se - 2,6044
CHR – PI	0,2945	1,2466
CHR – PID	0,4917	1,1905
Cohen-Coonova metoda – PI	1,6933	neustálí se - 3,3932
Cohen-Coonova metoda – PID	1,6165	neustálí se - 2,3944
Fruehaufova metoda – PI	0,8073	1,6838
Fruehaufova metoda – PID	0,6364	1,4518
Metoda vyváženého nastavení – PI	0	0,0696
Naslinova metoda – PI	0,3569	1,1832
Naslinova metoda – PID	0,3678	0,7607
Whiteleyova metoda – PID	0	0,0806
Metoda požadovaného modelu – PI	0	0,0586
Metoda požadovaného modelu – PID	0,1082	0,2772
Polynomiální syntéza - 1DOF	0	0,1893
Polynomiální syntéza - 2DOF	0	0,4139

Z Tab. 24 je vidět, že podle hodnocení největší regulační odchylky se jeví jako nejlepší z uvedených metod syntézy pro simulaci regulačního pochodu tyto metody: metoda vyváženého nastavení pro PI, Whiteleyho metoda pro PID, metoda požadovaného modelu pro PI a pro regulátory s obecnou strukturou 1DOF konfigurace řízení, které vykazují nulový překmit. Při reálném řízení dané soustavy dávají pro toto kritérium nejlepší výsledky: metoda požadovaného modelu pro PI, metoda vyváženého nastavení pro PI a Whiteleyova metoda pro PID regulátor.

ZÁVĚR

Cílem práce bylo experimentální ověření metod návrhu spojitých konvenčních regulátorů při řízení laboratorního modelu teplovzdušného obvodu, který byl vyvinut na katedře ATŘ VŠB-TU Ostrava a to se zaměřením na regulátory standardního typu PI a PID.

Z dosažených výsledků syntézy je patrné, že pro jednotlivé metody jsme dosáhli odlišných výsledků pro simulační a reálný experiment. Tyto rozdíly jsou způsobeny určitou mírou nepřesnosti, která vznikla při identifikaci systému – pro daný reálný objekt prakticky nelze stanovit takový matematický model, pro který bychom získali stejnou odezvu na vstupní signál pro simulační i reálný průběh.

Problémy působí také fakt, že při simulaci pracujeme s lineárním systémem, u reálné soustavy jsme pouze předpokládali, že je lineární v určité části své statické charakteristiky (5-6V na výstupu). Nelinearity dané řízené soustavy jsou způsobeny jak samotnými konstrukčními vlastnostmi modelu, tak i vlivem okolí, a způsobují změny jeho statických i dynamických vlastností. Statické vlastnosti jsou dány zesílením soustavy, dynamické časovými konstantami a dynamickým zpožděním. Změny těchto parametrů měly výrazný vliv na řízení regulované soustavy. Nelze také opomenout vliv poruch, které na obvod působí.

Z tohoto důvodu také nelze s jistotou tvrdit jen na základě simulace regulačního pochodu, že je navrhnutý regulátor vhodný pro řízení dané soustavy. Patrné je to zejména u metody nastavení z přechodové charakteristiky a u Cohen-Coonovy metody a to jak pro PI, tak pro PID regulátor. Simulace dává uspokojivý výstup, ale na základě reálného experimentu bylo zjištěno, že tyto metody při řízení zvoleného systému vstup-výstup na laboratorním modelu způsobují, že se systém stane příliš kmitavým a nedosáhneme toho, aby se regulovaná veličina ustálila na žádané hodnotě.

Se zajímavým případem jsme se setkali u Fruehaufovy metody pro PI regulátor, kdy jsme pro žádanou hodnotu 5V nedosáhli cíle řízení, tedy ustálení výstupní veličiny na žádané hodnotě, ale při změně pracovního bodu na 6V se výstupní veličina k žádané hodnotě blíží. U struktury PID tento problém nenastal.

Z reálných měření lze také vysledovat, že pokud jsme pro návrh regulátoru obdrželi již kmitavý simulační průběh, skutečný regulační pochod je ještě kmitavější. Naopak jako

výhodné se jeví metody, které dávají nulový nebo minimální překmit. Záleží však na tom, jaký požadavek na kvalitu regulačního pochodu klademe (nejmenší kvadratická plocha, regulační pochod bez překmitů, co nejrychlejší ustálení průběhu regulace na žádané hodnotě atd.). Toto jsou však protichůdné požadavky a proto je „optimální“ seřízení regulátoru vždy kompromisem mezi nimi. Srovnání viz Tab. 23 a Tab. 24.

Nevýhodou řízení laboratorního modelu prostřednictvím m-funkcí (vytvořených v MATLABu a použitých v diplomové práci) je to, že během měření nedostáváme informace o sledovaných veličinách (výsledky obdržíme až po dokončení experimentu). Za výhodu lze považovat možnost následného zpracování naměřených dat přímo v prostředí aplikace MATLAB.

Nevýhodou je i nedodržení vzorkovací periody, což je dáno vlastnostmi řídicí jednotky CTRL a samotnou komunikací po sériové lince. Z toho důvodu bylo také nutno při převodu spojitého regulátoru na diskrétní použít přepočtení respektující tyto rozdíly vzorkovací periody.

CONCLUSION

The aim of the diploma thesis is in experimental verification of continuous-time conventional controllers design methods in regulation of laboratory model of air-heating tunnel, which was developed at ATR department of VŠB-TU in Ostrava and the diploma thesis focuses on controllers of standard type PI and PID.

According to the obtained results, it is evident that for the individual methods a different result was obtained for the simulated and for the real experiment. These differences are caused by a certain degree of imprecision, which arose during identification of the system; for given real object, it is practically not possible to construct a mathematical model, so that it has the same response for simulated and real input signal.

Another reason for these problems is fact that we work during the simulation with linear system, but for real system we only assumed that that it is linear only in certain segment of its static characteristic (5-6V for the output). The non-linearity of the given controlled system is caused by the construction properties of the model and also by the influence of system environment and it causes changes in its static and dynamical properties. Static properties are determined by system gain, dynamical ones by time constants and dynamic delay. The changes of these properties have a significant influence on control of the regulated system. One can't also omit the disturbances, which affect the system.

This reason also causes that one can't state only based on the simulation of the regulation process that the proposed controller is suitable for regulation of the given system. This is evident especially for the method of step characteristic settings and for Cohen-Coon method for both PI and PID controllers. The simulation results in satisfactory output. However based on the real experiment, it was discovered that these methods cause that the system start to oscillate and the regulated variable do not come to stay at requested value.

The Fruehauf method was an interesting case; for the requested value of 5V, we didn't reach the goal of the regulation (stabilization of the output variable on the value), but when the requested value was changed to 6V then the output variable approaches the requested value. For structure PID this problem didn't appear.

From the real experiments, it can be also concluded that if we obtain for the controller design oscillated simulation run, then the real run is even more oscillating. The most

suitable methods seem to be those, which return zero or minimal overshoot. The choice depends on the chosen quality condition (the smallest quadratic surface, regulation run without overshoots, settling time). However, these quality conditions are in contradiction; hence the “optimal” setting of the controller is always a compromise. Compare Tab. 23 and Tab. 24.

A disadvantage of the laboratory model regulation by means of m-functions (which were created in MATLAB and used in the diploma thesis) is that during the measure we do not obtain the information about observed variables (the results are obtained after the experiment). On the other hand, an advantage is the possibility of processing the obtained data directly in MATLAB environment.

A disadvantage is also that the sampling period was not kept the same because of the CTRL control unit properties and the communication on serial link. This was also the reason why it was necessary to use appropriate transformation for conversion from continuous-time to discrete-time controller.

SEZNAM POUŽITÉ LITERATURY

- [1] BALÁTĚ, J. *Automatické řízení*. 2004. přeprac. vyd. Praha : BEN, 2004. 654 s. ISBN 80-7300-148-9.
- [2] ŠULC, B., VÍTEČKOVÁ, M. *Teorie a praxe návrhu regulačních obvodů*. 2004. vyd. Praha : Vydavatelství ČVUT, 2004. 333 s. ISBN 80-01-03007-5.
- [3] BOBÁL, V. *Identifikace systémů*. Brno : VUT, 1990. 242 s. ISBN 80-214-0125-7.
- [4] PROKOP, R. *Základy automatizace pro bakalářské studium*. Zlín : Ediční středisko FT, 1998.
- [5] NAVRÁTIL, P. *Informační systém CAAC – počítačová podpora automatického řízení*. Zlín, 2004. 133 s., 1 CD-ROM.
- [6] DUŠEK, F., HONC, D. Využití sériové linky pod MATLABem verze 6. In Proceedings of conference MATLAB 2002, Praha, 2002.
- [7] KLÁN, P., GOREZ, R. Vyvážené nastavení PI regulátorů. *Automa*, Vol. 6., No. 4., pp. 49-53, 2000.
- [8] KLÁN, P., HONC, D., JINDŘICH, J. Nová měřicí jednotka CTRL V3. In Proceedings of conference MATLAB 2003, Praha, 2003.
- [9] MATUŠŮ, R. Robust Control of Systems with Parametric Uncertainty: An Algebraic Approach. Doctoral Thesis, Faculty of Applied Informatics, Tomas Bata University in Zlín, 2007.
- [10] PROKOP, R., MATUŠŮ, R., PROKOPOVÁ, Z. *Teorie automatického řízení – lineární spojité dynamické systémy*. Skriptum FAI UTB ve Zlíně, 2006.
- [11] SMUTNÝ, L., ŠKUTA, J., FARNÍK, J. Model teplovzdušného obvodu. Technická zpráva k HS 311107 “Technická pomoc při návrhu a zhotovení modelu teplovzdušného obvodu”, VŠB-TU Ostrava, 2002.
- [12] ŠVARC, I. *Automatizace – Automatické řízení*. Akademické nakladatelství CERM, Brno, 2002.
- [13] VÍTEČKOVÁ, M. Seřízení regulátorů metodou inverze dynamiky. VŠB-TU Ostrava, 2000.
- [14] SLOVÁK, Tomáš. *Využití simulačního programu SIPRO pro identifikaci a prezentaci výsledků v prostředí Internetu*. [s.l.], 2002. 98 s. VŠB – Technická univerzita Ostrava. Bakalářská práce.

- [15] AUTOMA [online]. 2000-2009 [cit. 2009-04-15]. Dostupný z WWW: <http://www.odbornecasopisy.cz/index.php?id_document=29005>.
- [16] BOBÁL, V. *Praktické aspekty samočinně se nastavujících regulátorů*. Brno : Nakladatelství VUTIUM, 1999.
- [17] VYORALOVÁ, Jana. *Podpora cvičení z předmětu: „Teorie automatického řízení I.“*. [s.l.], 2007. 74 s. Bakalářská práce.

SEZNAM POUŽITÝCH SYMBOLŮ A ZKRATEK

1DOF	One Degree Of Freedom
2DOF	Two Degrees Of Freedom
a_i	koeficienty levé strany lineární diferenciální rovnice, koeficienty mnohočlenu ve jmenovateli přenosu
b_i	koeficienty pravé strany lineární diferenciální rovnice, koeficienty mnohočlenu v čitateli přenosu
CHR	Chien, Hrones a Reswickova metoda
D	derivační regulátor
e	regulační odchylka
FR	fotorezistor
$G(s)$	Laplaceův přenos, L-obraz spojité impulzní funkce
$G(j\omega)$	frekvenční přenos
$G_R(s)$	přenos regulátoru
$G_S(s)$	přenos soustavy
$G_{W/Y}(s)$	přenos řízení
$h(t)$	přechodová funkce
I	integrační regulátor
J_K	kvadratická regulační plocha
K_P, K_R, r_0	zesílení analogového regulátoru
K_{Pk}, K_{Rk}, r_{0k}	kritické zesílení analogového regulátoru
K	statické zesílení soustavy
K_O	zesílení otevřeného regulačního obvodu
L	operátor přímé Laplaceovy transformace, dopravní zpoždění u spojitých systémů
L^{-1}	operátor zpětné Laplaceovy transformace
n	poruchová veličina na výstupu z regulované soustavy
P	proporcionální regulátor
PCH	přechodová charakteristika
PI	proporcionálně-integrační regulátor

PD	proporcionálně-derivační regulátor
PID	proporcionálně-integračně-derivační regulátor
$Q(s)$	zpětnovazební část regulátoru
$R(s)$	přímovazební část regulátoru
r_0, K_P	proporcionální konstanta (váha proporcionální složky, zesílení) analogového regulátoru
r_{-1}, K_I	integrační konstanta (váha integrační složky) analogového regulátoru
r_1, K_D	derivační konstanta (váha derivační složky) analogového regulátoru
RT	referenční termistor
t	(spojitý) čas
TA	termoanemometr
T_D	derivační časová konstanta
T_I	integrační časová konstanta
T_k	kritická perioda
T_n	doba náběhu
T_u	doba průtahu
T_W	časová konstanta uzavřeného obvodu
u	akční veličina
v	poruchová veličina na vstupu do regulované soustavy
VP	objemový vrtulkový průtokoměr
w	žádaná veličina
y	regulovaná veličina
κ	relativní překmit
ω	úhlová frekvence
ω_k	kritická úhlová frekvence
τ	normalizované dopravní zpoždění

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 1 - Schéma uzavřeného regulačního obvodu	11
Obr. 2 - Určení T_k při r_{0k}	17
Obr. 3 - Určení T_k a K_{Pk} při vložení nelinearity (relé) do zpětné vazby	18
Obr. 4 - Určení parametrů K , Tn a Tu z přechodové charakteristiky regulované soustavy	19
Obr. 5 - Určení parametrů a , L , T z přechodové charakteristiky regulované soustavy	20
Obr. 6 - Regulační pochod odpovídající standardnímu tvaru	23
Obr. 7 - Rozložení pólů přenosu řízení (32) v komplexní rovině	27
Obr. 8 - Přechodová charakteristika uzavřeného obvodu s dopravním zpožděním	28
Obr. 9 - Přechodová charakteristika uzavřeného obvodu bez dopravního zpoždění	29
Obr. 10 - 1DOF konfigurace systému řízení	31
Obr. 11 - 2DOF konfigurace systému řízení	35
Obr. 12 - Diskrétní náhrady integrace spojitého signálu	41
Obr. 13 - Diskrétní náhrady derivace spojitého signálu	42
Obr. 14 - Regulační pochody kmitavé ($y_1(t)$) a periodické ($y_2(t)$) vyvolané změnou žádané hodnoty w nebo vznikem poruchy v	44
Obr. 15- Způsob propojení počítače PC s jednotkou CTRL a laboratorním objektem (modelem teplovzdušného obvodu)	46
Obr. 16 - Zapojení modelu teplovzdušného obvodu s počítačem PC a jednotkou CTRL [14]	48
Obr. 17 - Model teplovzdušného obvodu propojený s jednotkou CTRL a PC	48
Obr. 18 - Statická charakteristika pro vrtulkový průtokoměr	51
Obr. 19 - Naměřená přechodová charakteristika pro vstup $u_2 = 3$ a $6V$	52
Obr. 20 - Okno „Parametry řešitele“	53
Obr. 21 - Okno „Možnosti řešitele“	54
Obr. 22 - Okno „Výsledky řešení“	54
Obr. 23 - Získané parametry pro přenos modelu	55
Obr. 24 - Srovnání přechodových charakteristik	55
Obr. 25 - Schéma uzavřeného regulačního obvodu vytvořené v programu MATLAB/SIMULINK	56

Obr. 26 - Simulace regulačního pochodu pro nastavení parametrů regulátoru PI z přechodové charakteristiky.....	58
Obr. 27 - Regulační pochod pro nastavení parametrů regulátoru PI z přechodové charakteristiky	59
Obr. 28 - Simulace regulačního pochodu pro nastavení parametrů regulátoru PID z přechodové charakteristiky.....	60
Obr. 29 - Regulační pochod pro nastavení parametrů regulátoru PID z přechodové charakteristiky	61
Obr. 30 - Simulace regulačního pochodu pro nastavení parametrů regulátoru PI CHR metodou	62
Obr. 31 - Regulační pochod pro nastavení parametrů regulátoru PI CHR metodou	63
Obr. 32 - Simulace regulačního pochodu pro nastavení parametrů regulátoru PID CHR metodou.....	64
Obr. 33 - Regulační pochod pro nastavení parametrů regulátoru PID CHR metodou	65
Obr. 34 - Simulace regulačního pochodu pro nastavení parametrů regulátoru PI Cohen-Coonovou metodou.....	66
Obr. 35 - Regulační pochod pro nastavení parametrů regulátoru PI Cohen-Coonovou metodou	67
Obr. 36 - Simulace regulačního pochodu pro nastavení parametrů regulátoru PID Cohen-Coonovou metodou.....	68
Obr. 37 - Regulační pochod pro nastavení parametrů regulátoru PID Cohen- Coonovou metodou	69
Obr. 38 - Simulace regulačního pochodu pro nastavení parametrů regulátoru PI Fruehaufovou metodou.....	70
Obr. 39 - Regulační pochod pro nastavení parametrů regulátoru PI Fruehaufovou metodou	71
Obr. 40 - Simulace regulačního pochodu pro nastavení parametrů regulátoru PID Fruehaufovou metodou.....	72
Obr. 41 - Regulační pochod pro nastavení parametrů regulátoru PID Fruehaufovou metodou	73
Obr. 42 - Simulace regulačního pochodu pro nastavení parametrů regulátoru PI metodou vyváženého nastavení.....	74

Obr. 43 - Regulační pochod pro nastavení parametrů regulátoru PI metodou vyváženého nastavení	75
Obr. 44 - Simulace regulačního pochodu pro nastavení parametrů regulátoru PI Naslinovou metodou.....	76
Obr. 45 - Regulační pochod pro nastavení parametrů regulátoru PI Naslinovou metodou	77
Obr. 46 - Simulace regulačního pochodu pro nastavení parametrů regulátoru PID Naslinovou metodou.....	79
Obr. 47 - Regulační pochod pro nastavení parametrů regulátoru PID Naslinovou metodou	80
Obr. 48 - Simulace regulačního pochodu pro nastavení parametrů regulátoru PID Whiteleyovou metodou	83
Obr. 49 - Regulační pochod pro nastavení parametrů regulátoru PID Whiteleyovou metodou	84
Obr. 50 - Simulace regulačního pochodu pro nastavení parametrů regulátoru PI metodou požadovaného modelu	85
Obr. 51 - Regulační pochod pro nastavení parametrů regulátoru PI metodou požadovaného modelu	86
Obr. 52 - Simulace regulačního pochodu pro nastavení parametrů regulátoru PID metodou požadovaného modelu	88
Obr. 53 - Regulační pochod pro nastavení parametrů regulátoru PID metodou požadovaného modelu	89
Obr. 54 - Schéma 1DOF konfigurace systému řízení vytvořené v programu MATLAB/SIMULINK	91
Obr. 55 - Simulace regulačního pochodu pro nastavení parametrů regulátoru 1DOF konfigurací systému řízení pro $m=0,5$	92
Obr. 56 - Regulačního pochodu pro nastavení parametrů regulátoru 1DOF konfigurací systému řízení pro $m=0,5$	93
Obr. 57 - Schéma 2DOF konfigurace systému řízení vytvořené v programu MATLAB/SIMULINK	96
Obr. 58 - Simulace regulačního pochodu pro nastavení parametrů regulátoru 1DOF konfigurací systému řízení pro $m=0,5$ a $f_1(s) = 1$	96

Obr. 59 - Regulačního pochodu pro nastavení parametrů regulátoru 2DOF konfigurací systému řízení pro $m=0,5$ a $f_1(s) = 1$	98
Obr. 60 - Simulace regulačního pochodu pro nastavení parametrů regulátoru 2DOF konfigurací systému řízení pro $m=0,5$ a $f_1(s) = s$	101
Obr. 61 - Regulačního pochodu pro nastavení parametrů regulátoru 2DOF konfigurací systému řízení pro $m=0,5$ a $f_1(s) = s$	102
Obr. 62 - Úvodní okno pro základní nastavení a výběr struktury regulátoru	103
Obr. 63 - Okno pro simulaci a řízení laboratorního modelu pro PI/PID regulátor	104
Obr. 64 - Ukázka průběhu simulace a řízení laboratorního modelu pro PI/PID regulátor	105

SEZNAM TABULEK

Tab. 1 - Tabulka přenosů jednosmyčkového regulačního obvodu podle Obr. 1	14
Tab. 2 - Nastavení parametrů regulátoru metodou Ziegler-Nichols	18
Tab. 3 - Nastavení parametrů regulátoru ze získaných hodnot z přechodové charakteristiky	19
Tab. 4 - Nastavení parametrů regulátoru pro CHR metodu.....	20
Tab. 5 - Nastavení parametrů regulátoru při působení poruchy pro CHR metodu.....	20
Tab. 6 - Parametry regulátoru pro Cohen-Coonovu metodu	21
Tab. 7 - Parametry regulátoru pro Cohen-Coonovu metodu (2. způsob výpočtu)	21
Tab. 8 - Parametry regulátoru pro Fruehaufovu metodu	22
Tab. 9 - Parametry regulátoru pro metodu vyváženého nastavení	22
Tab. 10 - Závislost Δy_{max} % na α podle Naslina.....	23
Tab. 11 - Standardní tvary přenosové funkce typu (24)	25
Tab. 12 - Standardní tvary přenosové funkce typu (26)	25
Tab. 13 - Standardní tvary přenosové funkce typu (27)	25
Tab. 14 - Přenosy konvenčních regulátorů použitých u metody požadovaného modelu.....	26
Tab. 15 - Koeficient β pro výpočet zesílení otevřeného regulačního obvodu	28
Tab. 16 - Určení nastavitelných parametrů regulátoru pro metodu požadovaného modelu.....	30
Tab. 17 - Statické (proporcionální) soustavy.....	30
Tab. 18- Astatické (integrační) soustavy	31
Tab. 19 - Určení $\nabla I(kT)$, $\nabla D(T)$ u přírůstkového algoritmu	43
Tab. 20 - Přepočty parametrů K_P , T_I , T_D spojitého PID regulátoru na parametry přírůstkového diskrétního PID regulátoru	43
Tab. 21 - Zapojení vstupních a výstupních kanálů jednotky CTRL.....	47
Tab. 22 – Získané hodnoty pro statickou charakteristiku	50
Tab. 23 - Srovnání metod syntézy podle kvadratické regulační plochy.....	106
Tab. 24 - Srovnání metod syntézy podle maximálního překmitu.....	107

SEZNAM PŘÍLOH

P 1 : CD-ROM