

Řízení mnohorozměrového laboratorního modelu

Bc. Ondřej Kadlčík

Diplomová práce
2014



Univerzita Tomáše Bati ve Zlíně
Fakulta aplikované informatiky

Univerzita Tomáše Bati ve Zlíně

Fakulta aplikované informatiky

akademický rok: 2013/2014

ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

(PROJEKTU, UMĚLECKÉHO DÍLA, UMĚLECKÉHO VÝKONU)

Jméno a příjmení: **Bc. Ondřej Kadlčík**
Osobní číslo: **A12402**
Studijní program: **N3902 Inženýrská informatika**
Studijní obor: **Automatické řízení a informatika**
Forma studia: **prezenční**

Téma práce: **Řízení mnohorozměrového laboratorního modelu**

Zásady pro vypracování:

1. Seznamte se se strukturou, zapojením a funkcemi teplovzdušného laboratorního modelu. Provedte jeho zprovoznění.
2. Rozšiřte možnosti stávajícího způsobu monitorování a řízení laboratorního modelu o zadané typy zařízení. Provedte potřebné úpravy, popište samotný model i provedené úpravy.
3. Ověřte možnosti využití programu Matlab/Simulink a také vybraného SCADA/HMI systému při řešení zadané práce.
4. Změřte statické i dynamické charakteristiky na laboratorním modelu. Provedte identifikaci laboratorního modelu.
5. Navrhněte a zpracujte vybraný přístup k řízení laboratorního modelu. Realizujte daný přístup k řízení na laboratorním modelu. Zhodnoťte získané výsledky.

Rozsah diplomové práce:

Rozsah příloh:

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

Seznam odborné literatury:

1. **BALÁTE, Jaroslav.** Automatické řízení. 2., přeprac. vyd. Praha: BEN, 2004, 663 s. ISBN 80-730-0148-9.
2. **BOBÁL, Vladimír.** Identifikace systémů. Vyd. 1. Zlín: Univerzita Tomáše Bati ve Zlíně, 2009. 128 s. ISBN 978-80-7318-888-7.
3. **DOSTÁL, Petr a Radek MATUŠŮ.** Stavová a algebraická teorie řízení [online]. První. 2010 [cit. 2014-01-30]. ISBN 978-80-7318-991-4. Dostupné z: <http://dspace.k.utb.cz/handle/10563/18580>
4. **ŠMEJKAL, Ladislav.** PLC a automatizace. 1. vyd. Praha: BEN – technická literatura, 2003, 207 s. ISBN 80-730-0087-3.
5. **WARWICK, K a D REES.** Industrial digital control systems. London, U.K.: P. Peregrinus on behalf of the Institution of Electrical Engineers, c1986, xvi, 439 p. IEE control engineering series, v. 29. ISBN 08-634-1081-2.
6. **ASTROM, Karl J, Tore HAGGLUND.** PID controllers. 2nd ed. Research Triangle Park, N.C.: International Society for Measurement and Control, c1995, viii, 343 p. ISBN 15-561-7516-7.
7. **KARBAN, Pavel.** Výpočty a simulace v programech Matlab a Simulink. Vyd. 1. Brno: Computer Press, 2006, 220 s. ISBN 80-251-1301-9.

Vedoucí diplomové práce:

Ing. Pavel Navrátil, Ph.D.

Ústav automatizace a řídicí techniky

Datum zadání diplomové práce:

7. března 2014

Termín odevzdání diplomové práce:

11. června 2014

Ve Zlíně dne 7. března 2014

prof. Ing. Vladimír Vašek, CSc.
děkan



prof. Ing. Vladimír Vašek, CSc.
ředitel ústavu

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.
- Že odevzdaná verze diplomové/bakalářské práce a verze elektronická nahraná do IS/STAG jsou totožné.

Ve Zlíně

.....
podpis diplomanta

ABSTRAKT

Diplomová práce se zabývá komunikačním rozhraním a vybraným přístupem k řízení mnohorozměrové regulované soustavy teplovzdušného modelu. Teoretická část popisuje možnosti identifikace regulovaných soustav, syntézu mnohorozměrových regulačních obvodů a návrh regulátorů pro jednorozměrové regulační obvody. Praktická část obsahuje popis stávajícího a rozšířeného zapojení modelu, tj. řízení modelu pomocí PLC a PCI karty. Další část práce obsahuje identifikaci a regulaci teplovzdušného modelu pro uvedená zapojení. V závěru práce je zhodnocen návrh regulace při zajištění autonomnosti a invariančnosti mnohorozměrového regulačního obvodu.

Klíčová slova: Mnohorozměrový regulační obvod, identifikace, autonomnost, invariančnost, PLC, PCI karta

ABSTRACT

The thesis deals with communication interface and the selected access to control multivariable control system of the heat-air model. The theoretical part is described identification option of controlled systems, synthesis of the multivariable control loop and proposal of the regulators suitable for one-dimensional control systems. In the practical part is included description of the existing model counting extended engagement model i.e. controlled by PLC and PCI card. In the next section is defined controlling of heat-air model for these involvements. Final part of the thesis shows evaluation of design regulation in process of ensuring autonomy and invariance of the multivariable control loop.

Keywords: Multivariable control loop, identification, autonomy, invariance, PLC, PCI card

Chtěl bych poděkovat Ing. Pavlu Navrátilovi, Ph.D z Ústavu automatizace a řídicí techniky, za jeho cenné rady, čas a pomoc při vypracování mé diplomové práce.

OBSAH

ÚVOD.....	9
I TEORETICKÁ ČÁST	10
1 MNOHOROZMĚROVÝ REGULAČNÍ OBVOD	11
1.1 POPIS MNOHOROZMĚROVÉ REGULAČNÍ SOUSTAVY	11
1.2 AUTONOMNOST A INVARIANTNOST.....	13
1.3 STABILITA MNOHOROZMĚROVÉHO REGULAČNÍHO OBVODU.....	14
2 IDENTIFIKACE	15
2.1 DETERMINISTICKÉ METODY IDENTIFIKACE.....	15
2.2 STOCHASTICKÉ METODY IDENTIFIKACE	16
2.2.1 Metody nejmenších čtverců.....	16
2.2.2 Odhad parametrů metodou nejmenších čtverců	17
2.2.3 Rekurzivní metoda nejmenších čtverců	18
2.3 SYSTEM IDENTIFICATION TOOLBOX.....	19
2.3.1 Vložení a předzpracování dat.....	19
2.3.2 Odhad dat	20
3 SYNTÉZA MNOHOROZMĚROVÝCH REGULAČNÍCH OBVODŮ	22
3.1 NÁVRH FILTRU A KOMPENZAČNÍHO ČLENU	22
3.1.1 Návrh filtru.....	23
3.1.2 Návrh kompenzačního členu	26
3.2 METODY NÁVRHU HLAVNÍCH REGULÁTORŮ	28
3.2.1 Metoda požadovaného modelu.....	28
3.2.2 Metoda vyváženého nastavení.....	29
3.2.3 1DoF konfigurace systému řízení.....	30
3.3 INTEGRÁLNÍ KRITÉRIUM KVALITY REGULACE	32
II PRAKTICKÁ ČÁST	34
4 TEPLOVZDUŠNÝ MODEL	35
4.1 CTRL JEDNOTKA.....	36
4.2 PCI 1711U	37
4.3 PLC TECOMAT FOXTROT	38
5 IDENTIFIKACE MODELU	40
5.1 IDENTIFIKACE REGULOVANÉ SOUSTAVY POMOCÍ CTRL JEDNOTKY	40
5.2 IDENTIFIKACE REGULOVANÉ SOUSTAVY POMOCÍ PLC	47
5.3 IDENTIFIKACE REGULOVANÉ SOUSTAVY POMOCÍ PCI KARTY	50
6 REGULACE TEPLOVZDUŠNÉHO MODELU	53

6.1	HLAVNÍ REGULÁTORY, FILTRY, KOMPENZAČNÍ ČLENY	53
6.2	SIMULAČNÍ PRŮBĚH.....	57
6.3	REGULACE TEPELOVZDUŠNÉHO MODELU POMOCÍ PLC	60
6.4	REGULACE TEPELOVZDUŠNÉHO MODELU POMOCÍ PCI KARTY	63
6.5	VYHODNOCENÍ PRŮBĚHU REGULAČNÍCH POCHODŮ	64
ZÁVĚR		67
SEZNAM POUŽITÉ LITERATURY.....		68
SEZNAM POUŽITÝCH SYMBOLŮ A ZKRATEK		70
SEZNAM OBRÁZKŮ		72
SEZNAM TABULEK.....		74
SEZNAM PŘÍLOH.....		75

ÚVOD

Při řízení průmyslových procesů je obvyklé, že obsahují více vstupních a více výstupních veličin. Regulovaná soustava s více vstupními veličinami, u nichž dochází k vzájemnému ovlivnění více výstupních veličin, je označována jako mnohorozměrová regulovaná soustava.

Cílem diplomové práce je rozšíření možností teplovzdušného modelu, jeho identifikace a samotné řízení. Teplovzdušný laboratorní model je brán jako mnohorozměrová regulovaná soustava, protože průtok vzduchu poháněný ventilátorem ovlivňuje i teplotu uvnitř laboratorního modelu.

Před samotnou regulací je nutno zjistit současnou strukturu a zapojení teplovzdušného laboratorního modelu a rozšířit stávající model o způsoby monitorování a řízení modelu. Rozšířením stávajícího teplovzdušného modelu je myšleno řízení pomocí PCI karty a řízení pomocí programovatelného automatu (PCL). S tím samozřejmě souvisí zvolení vhodného programu pro monitorování a archivaci naměřených dat.

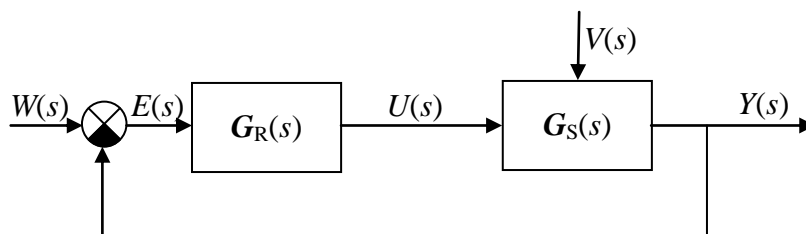
Pro tak zvolené zapojení je třeba ověřit správnou funkčnost modelu a ověřit interakci mnohorozměrové regulované soustavy, představující nežádoucí vliv změn průtoku vzduchu na teplotu uvnitř modelu. Pro ověření je zapotřebí sestavit statické charakteristiky a zvolit vhodnou identifikační metodu pro určení dílčích přenosů regulované soustavy.

Syntéza mnohorozměrového regulačního obvodu musí být navržena tak, aby byly zajištěny vlastnosti stability, autonomnosti a invariantnosti pro řízení regulovaného obvodu. Pro ověření navržené struktury regulačního obvodu je nutno vytvořit simulační obvod, který bude následně realizován na laboratorním teplovzdušném modelu. Výsledný průběh regulace je poté možno vyhodnotit z hlediska kvality regulačního pochodu.

I. TEORETICKÁ ČÁST

1 MNOHORozměrový regulační obvod

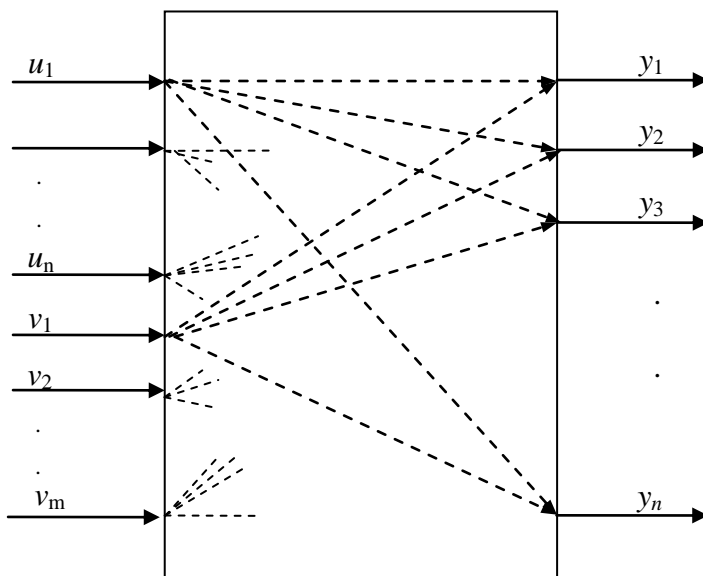
Mnohorozměrové regulační obvody se vyskytují u regulací, kde je zapotřebí regulovat několik veličin současně. Mnohorozměrové regulační obvody obsahují regulační soustavy, ve kterých je více vstupních a výstupních veličin. Změna jedné vstupní veličiny se může projevit až na všech výstupních veličinách. Mnohorozměrový regulační obvod má pak stejnou strukturu jako jednorozměrový regulační obvod, kde jsou všechny veličiny vektory a $G_S(s)$ a $G_R(s)$ jsou přenosové matice regulované soustavy a regulátoru (viz Obr. 1). V praxi se s mnohorozměrovými regulačními obvody lze setkat například u klimatizačních jednotek, kotlů, turbín apod. [1]



Obr. 1. Mnohorozměrový regulační obvod

1.1 Popis mnohorozměrové regulační soustavy

U mnohorozměrové regulační soustavy (viz Obr. 2) se vstupní veličina dělí na dílčí akční zásahy u_i ($i=1, 2, \dots, n$) a poruchy v_j ($j=1, 2, \dots, m$). Výstupní veličina je tvořena z dílčích regulovaných hodnot y_i ($i=1, 2, \dots, n$). [1]



Obr. 2. Popis mnohorozměrového regulačního obvodu [1]

Při předpokladu, že regulovaná soustava je lineární, může být popsána soustavou lineárních diferenciálních rovnic nebo maticovým zápisem dílčích přenosů.

Označíme-li y_{Uki} složku k -té výstupní veličiny vyvolané změnou i -té akční veličiny u_i a y_{Vkj} složkou téže výstupní veličiny vyvolané j -tou poruchou v_j , bude pro výstupní veličiny platit n algebraických rovnic [1]

$$y_k = \sum_{i=1}^n y_{Uki} + \sum_{j=1}^m y_{Vkj} \quad (1)$$

kde $k = 1, 2, \dots, n$. Jednotlivé složky y_{Uki} a y_{Vkj} jsou určeny soustavou lineárních diferenciálních rovnic.

$$\begin{aligned} \sum_{l=0}^r a_{Ukil} \frac{d^l y_{Uki}}{dt^l} &= \sum_{l=0}^r b_{Ukil} \frac{d^l u_i}{dt^l} \\ \sum_{l=0}^s a_{Vkj l} \frac{d^l y_{Vkj}}{dt^l} &= \sum_{l=0}^s b_{Vkj l} \frac{d^l v_j}{dt^l} \end{aligned} \quad (2)$$

S těmito rovnicemi se obvykle nepracuje přímo. Pomocí Laplaceovy transformace jsou definovány dílčí přenosy. Pro dílčí přenosy $S_{ki}(s)$ a $SV_{kj}(s)$ platí [1]

$$S_{ki}(s) = \frac{Y_{Uki}(s)}{U_i(s)}, \quad SV_{kj}(s) = \frac{Y_{Ukj}(s)}{V_j(s)} \quad (3)$$

Použitím maticového zápisu pro výstupní veličinu platí

$$\mathbf{Y}(s) = \mathbf{G}_s(s) \mathbf{U}(s) + \mathbf{G}_{SV}(s) \mathbf{V}(s) \quad (4)$$

kde $\mathbf{G}_s(s)$ je přenosová matice akčních veličin.

$$\mathbf{G}_s(s) = \begin{bmatrix} S_{11}(s) & S_{12}(s) & \dots & S_{1n}(s) \\ S_{21}(s) & \ddots & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ S_{n1}(s) & \dots & \dots & S_{nn}(s) \end{bmatrix} \quad (5)$$

$\mathbf{G}_{SV}(s)$ je přenosová matice poruchy

$$\mathbf{G}_{SV}(s) = \begin{bmatrix} SV_{11}(s) & SV_{12}(s) & \dots & SV_{1m}(s) \\ SV_{21}(s) & \ddots & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ SV_{n1}(s) & \dots & \dots & SV_{nm}(s) \end{bmatrix}, n \geq m \quad (6)$$

$U(s)$, $Y(s)$ a $V(s)$ jsou vektory akčních, regulovaných a poruchových veličin

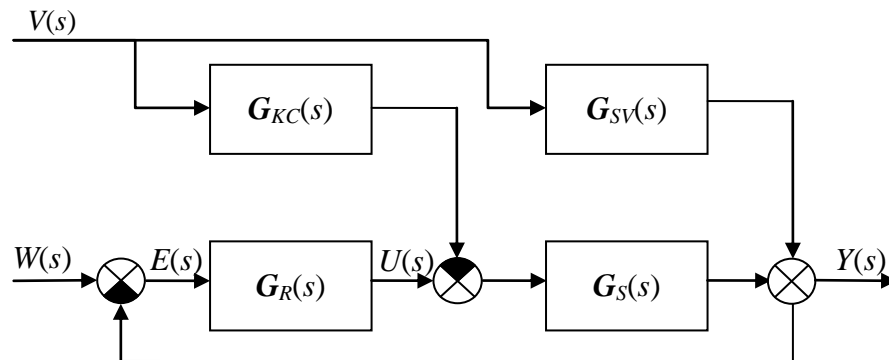
$$U(s) = \begin{bmatrix} U_1(s) \\ U_2(s) \\ \vdots \\ U_n(s) \end{bmatrix}, \quad Y(s) = \begin{bmatrix} Y_1(s) \\ Y_2(s) \\ \vdots \\ Y_n(s) \end{bmatrix}, \quad V(s) = \begin{bmatrix} V_1(s) \\ V_2(s) \\ \vdots \\ V_m(s) \end{bmatrix} \quad (7)$$

1.2 Autonomnost a invariantnost

Při syntéze mnohorozměrového regulačního obvodu často požadujeme, aby se choval nejen stabilně, ale aby byla zajištěna i autonomnost a invariantnost regulačního obvodu.

Autonomní mnohorozměrový regulační obvod se chová tak, že jedna akční veličina způsobuje změnu pouze odpovídající (vlastní) regulované veličině a neovlivňuje okolní regulované veličiny.

Invariantní mnohorozměrový regulační obvod je takový, kde jsou odstraněny vlivy poruchových veličin. Pokud je vliv poruch na regulované veličiny odstraněn úplně, jedná se o tzv. absolutně invariantní obvod. Pokud však je vliv poruch na regulované veličiny jen částečný, jedná se o tzv. přibližně invariantní obvod. [1]



Obr. 3. Mnohorozměrový regulační obvod s měřením poruchy. [1]

Vycházíme-li z mnohorozměrového regulačního obvodu, pro který lze měřit vliv poruchy na regulovanou veličinu (viz Obr. 3), tak v uzavřeném obvodu je maticový přenos řízení $G_{W/Y}(s)$ a maticový přenos poruchových veličin $G_{V/Y}(s)$ ve tvaru

$$G_{W/Y}(s) = [I + G_S(s)G_R(s)]^{-1} [G_S(s)G_R(s)] \quad (8)$$

$$G_{V/Y}(s) = [I + G_S(s)G_R(s)]^{-1} [G_{SV}(s) - G_S(s)G_{KC}(s)] \quad (9)$$

Podmínka zajištění autonomnosti uzavřeného mnohorozměrového regulačního obvodu vychází z maticového přenosu řízení. Autonomnost je splněna, když je $G_{WY}(s)$ diagonální. Pro diagonální matice platí, že součin, součet a inverze diagonálních matic se rovná opět diagonální matici. Potom postačující podmínka pro splnění autonomnosti je pokud součin matic $G_S(s)$ a $G_R(s)$ je diagonální. [1]

$$G_S(s)G_R(s) \rightarrow \text{diag.} \quad (10)$$

Podmínka zajištění invariantnosti vychází z matice přenosu poruchových veličin v uzavřeném obvodu. Absolutní invariantnost obvodu bude zajištěna, pokud matice $G_{VY}(s)$ bude rovna nule, tj. když

$$[G_{SV}(s) - G_S(s)G_{KC}(s)] = 0 \quad (11)$$

kde $G_{KC}(s)$ je matice kompenzačního členu poruchových veličin. [1]

1.3 Stabilita mnohorozměrového regulačního obvodu

Pokud předpokládáme, že přenosová matice regulační soustavy $G_S(s)$, přenosová matice regulátoru $G_R(s)$ a přenosová matice kompenzačního členu $G_{KC}(s)$ jsou stabilní, tj. pokud všechny póly jejich prvků leží v levé polorovině komplexní roviny kořenů „s“, tak nestabilita mnohorozměrového regulačního obvodu může vzniknout z inverzí matic z rovnic (8) (9). [1]

$$[I + G_S(s)G_R(s)]^{-1} = \frac{1}{D(s)} M(s) \quad (12)$$

kde $M(s)$ je adjungovaná matice a $D(s)$ je determinant matice. Pro determinant matice platí

$$D(s) = \det[I + G_S(s)G_R(s)] = \frac{D_b}{D_a} \quad (13)$$

Pokud jsou póly adjungované matice $M(s)$ ve stabilní oblasti, tak nestabilita může vzniknout z nul polynomu $D_b(s)$, tj. když kořeny neleží v levé polorovině komplexní roviny kořenů „s“. [1]

2 IDENTIFIKACE

Identifikace je proces, kterým jsou získávány poznatky a informace o zkoumaném objektu. K identifikaci lze přistupovat experimentálním nebo analytickým způsobem. Analytický způsob využívá matematicko-fyzikální analýzy k získání matematického modelu. Při této metodě identifikace jsou získávány přesné výsledky, ale výpočty jsou obtížné a vztahy jsou komplikované. Tato přesnost se znehodnotí na reálných technických objektech, na které působí náhodné vlivy a neurčitosti. Při použití experimentální identifikace musí být vyšetřovaný objekt měřitelný. Z rozboru průběhů vstupních a jim odpovídajících výstupních veličin je získáván vnější popis systému. Nevýhodou experimentální identifikace je, že není zjištěna vnitřní struktura objektu. Dále se experimentální identifikace dělí na metody deterministické a stochastické. [2] [3]

2.1 Deterministické metody identifikace

Tyto metody využívají standardní testovací signály jako je jednotkový (Diracův) impuls, jednotkový skok nebo harmonický signál. V praxi není Diracův impuls používán, protože tento impuls nelze fyzikálně realizovat.

Při použití jednotkového skoku je získána přechodová charakteristika, ze které jsou určeny dynamické vlastnosti měřeného systému. Měření přechodové charakteristiky probíhá tak, že výstupní veličina se nechá ustálit a poté se změní skokově vstupní veličina. Dále se z grafického průběhu určí typ aproximace. Typ aproximace se rozlišuje podle řádu setrvačnosti, výskytu dopravního zpoždění, kmitavosti nebo průběhu s integračním charakterem.

Vyhodnocení parametrů soustavy z frekvenční charakteristiky se využívá harmonického signálu. Při měření se na vstupním signálu mění pouze frekvence kmitů ω a měří se po ustálení výstupní amplituda kmitů $A(\omega)$ a fázový posun $\varphi(\omega)$ oproti vstupnímu signálu. Z těchto dvou naměřených hodnot jsou získány body frekvenční charakteristiky [$P(\omega)$, $Q(\omega)$], kde

$$P(\omega) = A(\omega)\cos\varphi(\omega) \qquad Q(\omega) = A(\omega)\sin\varphi(\omega) \qquad (14)$$

Pro tak získané body bude použita například metoda jednoduchého vyhodnocování. [2]

2.2 Stochastické metody identifikace

Stochastické metody nemají nutnost použít standardních testovacích signálů. Vstupní signály mohou být náhodné poruchy nebo šумы, které ovlivňují chování reálného objektu. Při těchto signálech není odezva soustavy dosti výrazná, tudíž je zapotřebí zvyšovat amplitudu vstupního signálu (náhodné, pseudonáhodné signály). Nevýhodou těchto signálů je náročnost výpočtů. Stochastické metody se rozdělují na korelační a regresivní metody. Korelační metody využívají náhodný signál a korelaci mezi vstupy a výstupy. Tato metoda je založena na Wienerovy-Hopfovy identifikační rovnici, která vede k určení impulzní charakteristiky soustavy. Regresivní metody využívají regresní analýzu a teorii odhadu, při nichž je snaha náhodné poruchy a chyby odfiltrovat a vhodnou aproximací analyticky vyjádřit vyšetřovanou funkční závislost. Nejpoužívanější regresní metodou je metoda nejmenších čtverců. [2] [3]

2.2.1 Metody nejmenších čtverců

Tyto metody jsou založeny na obecném regresním modelu v lineárních parametrech ve tvaru, kdy y je závislá proměnná a m je nezávislá proměnná [2]

$$y = a_0 + a_1 f_1 + a_2 f_2 + \dots + a_r f_r + e \quad (15)$$

kde r – stupeň polynomu, f – funkce proměnných, e – náhodná chyba. Pokud absolutní člen $a_0=0$, tak lze vyjádřit v sumačním tvaru

$$y = \sum_{i=1}^r a_i f_i(k) + e(k) \quad (16)$$

kde $f_i(k) = f_i[x_1(k), x_2(k), \dots, x_m(k)]$, pro které $x(k)$ jsou hodnoty nezávislých proměnných při k – tém pozorování. Potom pro rovnici chyby platí

$$e(k) = y(k) - y_m(k) = y(k) - \sum_{i=1}^r a_i f_i(k) \quad (17)$$

Při návrhu se odhady parametrů a_i získají na základě nabývání minima kritéria součtu kvadrátů chyby $e(k)$.

$$J = \sum_{k=1}^N e^2(k) = \sum_{k=1}^N \left[y(k) - \sum_{i=1}^r a_i f_i(k) \right]^2 \quad (18)$$

Zavedeme-li vektory

$$\begin{aligned}
y^T &= [y(1) \quad y(2) \quad \dots \quad y(N)] \\
\boldsymbol{\theta}^T &= [a_1 \quad a_2 \quad \dots \quad a_r] \\
e^T &= [e(1) \quad e(2) \quad \dots \quad e(N)]
\end{aligned} \tag{19}$$

a matici

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} f_1(1) & f_2(1) & \dots & f_r(1) \\ f_1(2) & f_2(2) & \dots & f_r(2) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ f_1(N) & f_2(N) & \dots & f_r(N) \end{bmatrix} \tag{20}$$

kde N je počet naměřených hodnot. Odtud je získána maticová rovnice chyby a kvadratického kritéria.

$$\begin{aligned}
e &= y - F\boldsymbol{\theta} \\
J &= e^T \cdot e \rightarrow \min
\end{aligned} \tag{21}$$

Získání minima se docílí, položíme-li derivaci J podle $\boldsymbol{\theta}$ rovno 0, tím obdržíme rovnici.

$$\begin{aligned}
\left. \frac{\partial J}{\partial \boldsymbol{\theta}} \right|_{\boldsymbol{\theta}=\hat{\boldsymbol{\theta}}} &= 0 \\
\mathbf{F}^T (y - \mathbf{F}\hat{\boldsymbol{\theta}}) &= 0
\end{aligned} \tag{22}$$

Potom je docílena matice odhadů pro metodu nejmenších čtverců ve tvaru.

$$\hat{\boldsymbol{\theta}} = (\mathbf{F}^T \mathbf{F})^{-1} \mathbf{F}^T y \tag{23}$$

2.2.2 Odhad parametrů metodou nejmenších čtverců

Chybová rovnice jednorozměrového stochastického modelu je dána vztahem [2]

$$e_r(k) = \hat{A}(z^{-1})y(k) - \hat{B}(z^{-1})u(k) \tag{24}$$

kde odhady polynomů modelu jsou

$$\begin{aligned}
\hat{A}(z^{-1}) &= 1 + \hat{a}_1 z^{-1} + \hat{a}_2 z^{-2} + \dots + \hat{a}_n z^{-n} \\
\hat{B}(z^{-1}) &= \hat{b}_1 z^{-1} + \hat{b}_2 z^{-2} + \dots + \hat{b}_n z^{-n}
\end{aligned} \tag{25}$$

Dále definujeme vektory

$$\begin{aligned}
y^T &= [y(n+1) \quad y(n+2) \quad \dots \quad y(N)] \\
\boldsymbol{\theta}^T &= [a_1 \quad a_2 \quad \dots \quad a_n \quad b_1 \quad b_2 \quad \dots \quad b_n] \\
e^T &= [e_r(n+1) \quad e_r(n+2) \quad \dots \quad e_r(N)]
\end{aligned} \tag{26}$$

a matici

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} -y(n) & -y(n-1) & \cdots & -y(1) & u(n) & u(n-1) & \cdots & u(1) \\ -y(n+1) & -y(n) & \cdots & -y(2) & u(n) & u(n) & \cdots & u(2) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -y(N-1) & -y(N-2) & \cdots & -y(N-n) & u(N-1) & u(N-2) & \cdots & u(N-n) \end{bmatrix} \quad (27)$$

Použitím vztahu (23) se určí odhady parametrů modelu.

2.2.3 Rekurzivní metoda nejmenších čtverců

Při použití této metody klesá náročnost výpočtu na prostředky výpočetní techniky. Rekurzivní identifikační algoritmy jsou založeny na opravení starého odhadu novým v každém k – tém kroku pozorování. Dále umožňují sledovat změny parametrů v reálném čase, jsou taky základem adaptivního řízení. Jednorázová verze této metody je vyjádřena obecným vztahem pro k – tý člen pozorování [2]

$$\hat{\boldsymbol{\theta}}(k) = \hat{\boldsymbol{\theta}}(k-1) + \mathbf{K}(k)\hat{e}(k) \quad (28)$$

kde je $\hat{\boldsymbol{\theta}}(k)$ nový odhad, $\hat{\boldsymbol{\theta}}(k-1)$ starý odhad, $\mathbf{K}(k)$ vektor zesílení, $y(k)$ nová naměřená hodnota a $\hat{e}(k)$ je chyba predikce, pro které platí

$$\hat{\boldsymbol{\theta}}^T(k) = [a_1 \ a_2 \ \dots \ a_n \ b_1 \ b_2 \ \dots \ b_n] \quad (29)$$

$$\hat{e}(k) = y(k) - \hat{\boldsymbol{\theta}}^T(k-1)\boldsymbol{\phi}(k) \quad (30)$$

$$\mathbf{K}(k) = \frac{\mathbf{C}(k-1)\boldsymbol{\phi}(k)}{1 + \boldsymbol{\phi}^T(k)\mathbf{C}(k-1)\boldsymbol{\phi}(k)} \quad (31)$$

kde je $\mathbf{C}(k-1)$ kovarianční matice, $\boldsymbol{\phi}(k)$ regresor

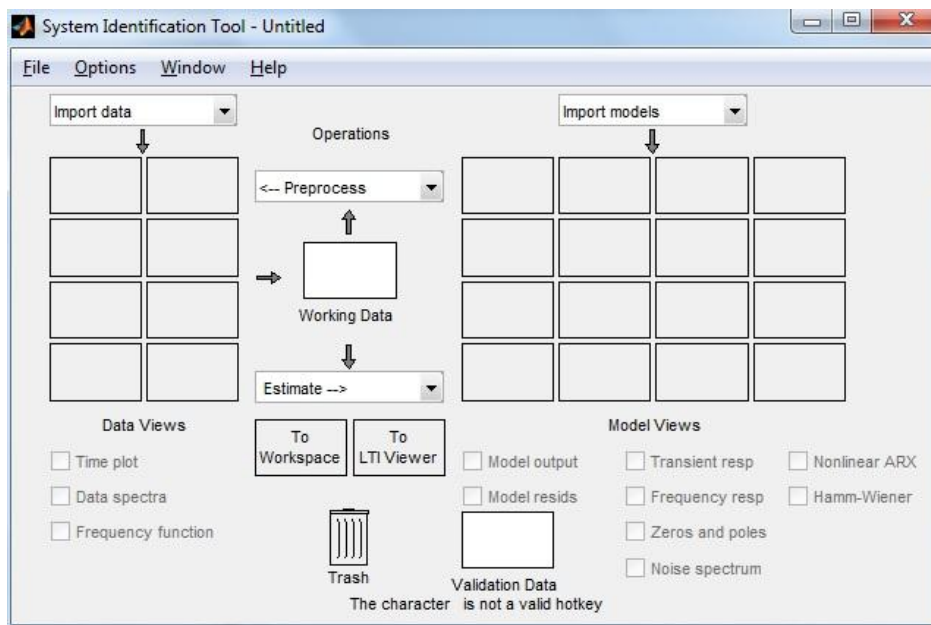
$$\boldsymbol{\phi}^T(k) = [-y(k-1) \ -y(k-2) \ \dots \ -y(k-n) \ u(k-1) \ u(k-2) \ \dots \ u(k-n)] \quad (32)$$

$$\mathbf{C}(k) = \mathbf{C}(k-1) - \frac{\mathbf{C}(k-1)\boldsymbol{\phi}(k)\boldsymbol{\phi}^T(k)\mathbf{C}(k-1)}{1 + \boldsymbol{\phi}^T(k)\mathbf{C}(k-1)\boldsymbol{\phi}(k)} \quad (33)$$

Při použití této metody se musí v prvním kroku naplnit vektor $\hat{\boldsymbol{\theta}}(0)$ počátečními odhady a diagonály kovarianční matice $\mathbf{C}(k) = 10^3$.

2.3 System Identification Toolbox

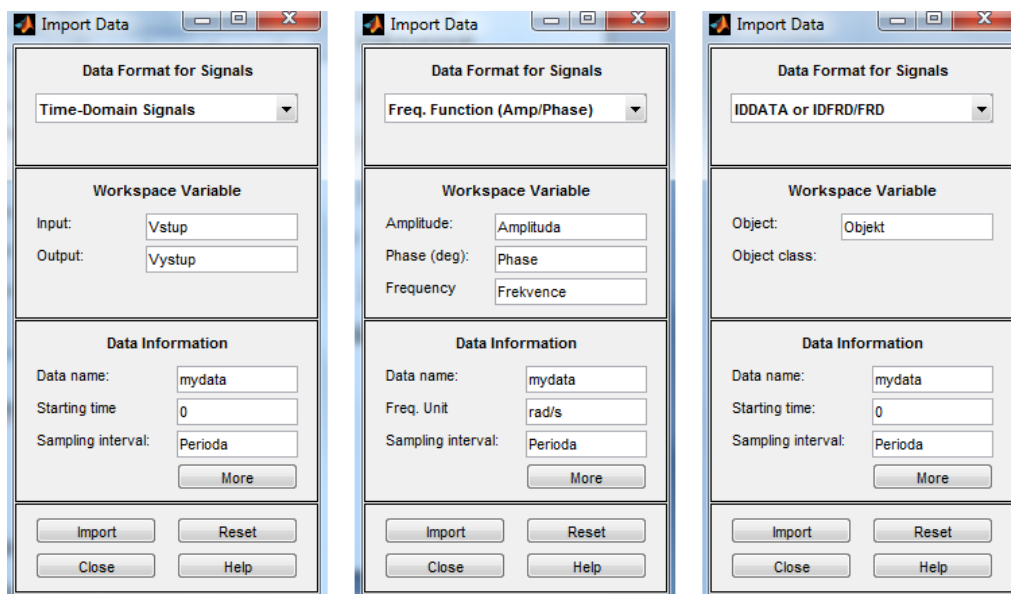
System Identification Toolbox je GUI rozhraní poskytované programem MATLAB. [4] Díky tomuto modernímu rozhraní se může snadno identifikovat měřená soustava. K identifikaci systému jsou potřeba pouze naměřená vstupně-výstupní data. Spuštění se provádí příkazem *ident*. Po spuštění se zobrazí okno (viz Obr. 4), které je rozděleno na vložení dat (Import data), předzpracování (<-- Preprocess) a odhad (Estimate -->).



Obr. 4. System Identification Toolbox

2.3.1 Vložení a předzpracování dat

Pomocí *Import data* se mohou vkládat naměřená data třemi způsoby (viz Obr. 5). Prvním způsobem je vložení dat v časové oblasti (*Time domain data...*). Pro vložení dat jsou zadána vektorová či maticová vstupní a výstupní naměřená data, počáteční čas a perioda vzorkování. Dalším způsobem je vložení dat ve frekvenční oblasti (*Freq. domain data...*), kde se popisuje, jak model reaguje na harmonické signály. V této části mohou být vložena frekvenční data obdobně jako u dat v časové oblasti, nebo se může vložit vektor/matice komplexních hodnot o dané frekvenci anebo vložit vektor/matice amplitud a fází o dané frekvenci. Posledním způsobem vložení dat je datový formát (*Data object...*). Pro tento způsob musí být předem definovaný objekt pomocí příkazů *IDDATA* nebo *IDFRD*.



Obr. 5. Vložení dat

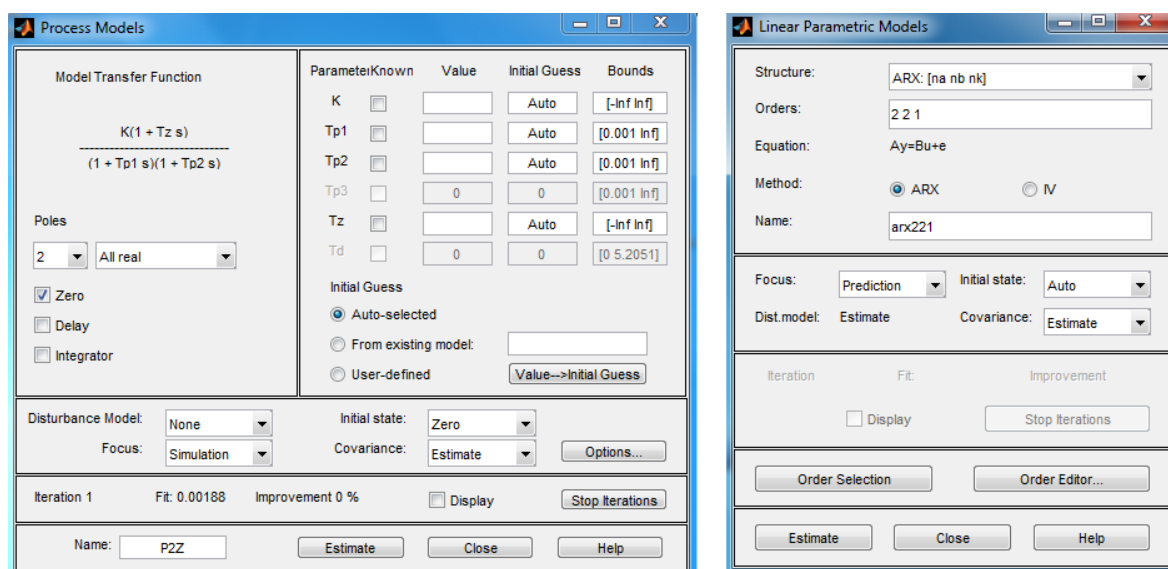
Správnost vložených dat je možno ověřit funkcí *Time plot*, *Data spectral* nebo *Frequency function*. Tím se zobrazí grafický průběh vložených vstupních a výstupních dat.

Pro další možnost zpracování dat slouží funkce *Preprocess*. Pokud vložená data jsou mnohorozměrová (vložená data jsou matice), tak pomocí funkce *Select channels...* je možnost vybrat danou závislost vstupních dat na výstupních datech. Další funkcí předzpracování jsou například změny rozsahu dat, odstranění střední hodnoty, filtrace nebo převzorkování na nižší nebo vyšší periodu vzorkování. Tyto funkce provádí změny jak pro výstupní data, tak i pro vstupní data.

2.3.2 Odhad dat

Funkce *Estimate* umožňuje navrhnout odhad parametrů modelu. Nejprve je třeba zvolit typ modelu soustavy. Nejčastěji se volí model podle požadavku spojitě přenosové funkce tj. *Process Models*. Pro správné určení modelu se volí řád systému, řád čitatele systému, zpoždění, kmitavost nebo průběh s integračním charakterem. Pro další nastavení slouží zadání počátečních odhadů nebo výběr metody iterační minimalizace (Gradientní, Gauss-Newtonova,...). Pomocí tohoto modelu se dají určit přenosy, které mají jako vstupní data konstantní hodnotu, to jsou vstupně-výstupní data z přechodových charakteristik. Podmínkou pro správné určení zesílení a časových konstant je předpřipravení vstupně-výstupních dat, tak aby byly normalizovány nebo pouze posunuty do počátku soustavy souřadnic. Pro tak upravená data musí být nastavena hodnota *Initial state* na hodnotu *Zero*.

Možnost určení modelu pomocí *Linear Parametric Model*. Tato metoda vrací odhad parametrů dle zvolené struktury (ARX, ARMAX, Output Error, Box-Jenkins, State Space). Při této metodě jsou pouze nastavovány řády zvoleného modelu. Například u struktury ARX je volen řád polynomu A B a e . Pro přesné určení modelu je potřeba, aby vstupní signál byl náhodného (pseudonáhodného) průběhu.

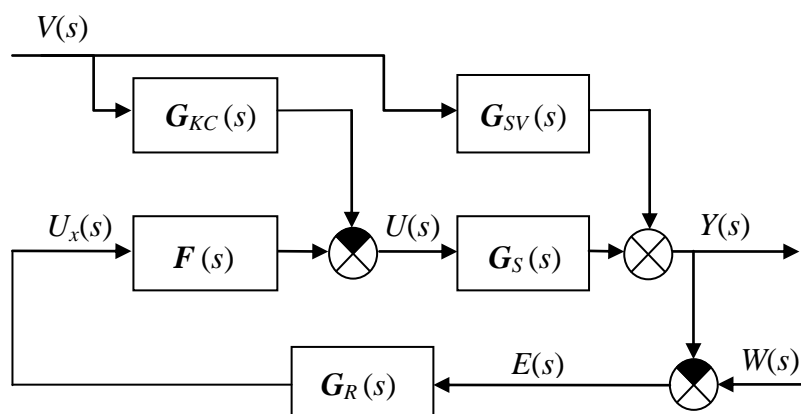


Obr. 6. Odhad dat

Další možné určení parametrů soustavy je pomocí nelineárního nebo spektrálního modelu. Pro určení parametrů měřeného objektu, je možnost ověření správnosti identifikace pomocí funkce *Model Output*, která graficky srovná vložená data s odhadnutým průběhem. V pravé části grafického zobrazení je procentuální shoda naměřených dat s identifikovanými daty. Dále toto prostředí nabízí srovnání přechodových a frekvenčních charakteristik nebo rozložení nul a pólů v komplexní rovině. [4]

3 SYNTÉZA MNOHORozměrových REGULAČNÍCH OBvodů

Cílem syntézy regulačních obvodů je stanovení struktury a návrh parametrů regulačního obvodu. Pokud je správně navržena struktura a parametry regulátoru, tak regulační obvod zajišťuje stabilitu, kompenzuje vliv poruchových veličin, dosahuje požadovaných dynamických vlastností, zajišťuje fyzikální realizovatelnost akčního zásahu a další vlastnosti. Pro zajištění autonomnosti a invariantnosti budeme uvažovat tento mnohorozměrový regulační obvod (viz Obr. 7). [1]



Obr. 7. Regulační obvod s kompenzačním členem

3.1 Návrh filtru a kompenzačního členu

Pro řízení zpětnovazebního mnohorozměrového regulačního obvodu pomocí klasických metod, je nutno zajistit, aby křížové vazby mezi jednotlivými akčními a výstupními členy byly eliminovány. Pro tak navržený regulační obvod, pak jeden regulátor řídí pouze jednu regulovanou veličinu, a neovlivňuje tím ostatní výstupní veličiny. Jeden z možných způsobů jak zajistit autonomní regulaci je, že zavedeme matici filtrů F v přímé větvi regulačního obvodu (viz Obr. 7). [5] Maticový přenos řízení $G_{W/Y}(s)$ a maticový přenos poruchových veličin $G_{V/Y}(s)$ jsou pak definovány

$$G_{W/Y}(s) = [I + G_S(s)F(s)G_R(s)]^{-1} [G_S(s)F(s)G_R(s)] \quad (34)$$

$$G_{V/Y}(s) = [I + G_S(s)F(s)G_R(s)]^{-1} [G_{SV}(s) - G_S(s)G_{KC}(s)] \quad (35)$$

kde I je jednotková matice, $G_R(s)$ je matice regulátorů, $F(s)$ je matice filtrů, $G_{KC}(s)$ je matice kompenzačních členů, $G_S(s)$ je matice regulované soustavy (5) a $G_{SV}(s)$ je matice poruchových veličin (6).

$$\mathbf{G}_R(s) = \begin{bmatrix} R_{11}(s) & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \ddots & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & R_{nn}(s) \end{bmatrix} \quad (36)$$

$$\mathbf{F}(s) = \begin{bmatrix} F_{11}(s) & F_{12}(s) & \cdots & F_{1n}(s) \\ F_{21}(s) & \ddots & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ F_{n1}(s) & \cdots & \cdots & F_{nn}(s) \end{bmatrix} \quad (37)$$

$$\mathbf{G}_{KC}(s) = \begin{bmatrix} KC_{11}(s) & KC_{12}(s) & \cdots & KC_{1m}(s) \\ KC_{21}(s) & \ddots & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ KC_{n1}(s) & \cdots & \cdots & KC_{nm}(s) \end{bmatrix}, \quad m \leq n \quad (38)$$

3.1.1 Návrh filtru

Pro návrh filtru z podmínky pro splnění autonomnosti vyplývá, že součin matic $\mathbf{G}_S(s)$ $\mathbf{F}(s)$ a $\mathbf{G}_R(s)$ musí být diagonální. Pokud má jeden regulátor řídit pouze jednu regulovanou veličinu, tak matice regulátorů musí být diagonální. Tudíž postačující podmínkou pro splnění autonomnosti je, aby součin matic $\mathbf{G}_S(s)$ a $\mathbf{F}(s)$ byl diagonální.

$$\mathbf{G}_{Sx}(s) = \mathbf{G}_S(s) \mathbf{F}(s) \rightarrow \text{diag.} \quad (39)$$

kde $\mathbf{G}_S(s)$ je regulovaná soustava, $\mathbf{F}(s)$ je filtr a $\mathbf{G}_{Sx}(s)$ je obraz přenosů regulované soustavy

$$\mathbf{G}_S(s) = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & \cdots & S_{1j} & \cdots & S_{1n} \\ S_{21} & S_{22} & \cdots & S_{2j} & \cdots & S_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & & \vdots \\ S_{i1} & S_{i2} & \cdots & S_{ij} & \cdots & S_{in} \\ \vdots & \vdots & & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{n1} & S_{n2} & \cdots & S_{nj} & \cdots & S_{nn} \end{bmatrix} \quad (40)$$

$$\mathbf{F}(s) = \begin{bmatrix} F_{11} & F_{12} & \cdots & F_{1j} & \cdots & F_{1n} \\ F_{21} & F_{22} & \cdots & F_{2j} & \cdots & F_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & & \vdots \\ F_{i1} & F_{i2} & \cdots & F_{ij} & \cdots & F_{in} \\ \vdots & \vdots & & \vdots & \ddots & \vdots \\ F_{n1} & F_{n2} & \cdots & F_{nj} & \cdots & F_{nn} \end{bmatrix} \quad (41)$$

$$\mathbf{G}_{Sx}(s) = \begin{bmatrix} Sx_{11} & 0 & \cdots & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & Sx_{22} & \cdots & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & Sx_{jj} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & 0 & \cdots & Sx_{nn} \end{bmatrix} \quad (42)$$

po vyjádření $\mathbf{F}(s)$ z rovnice (39) má tvar [7]

$$\mathbf{F}(s) = \mathbf{G}_S(s)^{-1} \mathbf{G}_{Sx}(s) = \frac{1}{D(s)} \mathbf{M}(s) \mathbf{G}_{Sx}(s) = \frac{1}{\det[\mathbf{G}_S(s)]} \text{adj}[\mathbf{G}_S(s)] \mathbf{G}_{Sx}(s) \quad (43)$$

kde $D(s)$ je determinant matice $\mathbf{G}_S(s)$ a $\mathbf{M}(s)$ je adjungovaná matice $\mathbf{G}_S(s)$.

$$\mathbf{M}(s) = \text{adj}[\mathbf{G}_S(s)] = \begin{bmatrix} s_{11} & s_{21} & \cdots & s_{j1} & \cdots & s_{n1} \\ s_{12} & s_{22} & \cdots & s_{j2} & \cdots & s_{n2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & & \vdots \\ s_{1i} & s_{2i} & \cdots & s_{ji} & \cdots & s_{ni} \\ \vdots & \vdots & & \vdots & \ddots & \vdots \\ s_{1n} & s_{2n} & \cdots & s_{jn} & \cdots & s_{nn} \end{bmatrix} \quad (44)$$

dosazením $\mathbf{F}(s)$, $\mathbf{G}_{Sx}(s)$ a $\text{adj}[\mathbf{G}_S(s)]$ do rovnice (43) získáme

$$\begin{bmatrix} F_{11} & F_{12} & \cdots & F_{1j} & \cdots & F_{1n} \\ F_{21} & F_{22} & \cdots & F_{2j} & \cdots & F_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & & \vdots \\ F_{i1} & F_{i2} & \cdots & F_{ij} & \cdots & F_{in} \\ \vdots & \vdots & & \vdots & \ddots & \vdots \\ F_{n1} & F_{n2} & \cdots & F_{nj} & \cdots & F_{nn} \end{bmatrix} = \frac{1}{\det[\mathbf{G}_S(s)]} \begin{bmatrix} s_{11} & s_{21} & \cdots & s_{j1} & \cdots & s_{n1} \\ s_{12} & s_{22} & \cdots & s_{j2} & \cdots & s_{n2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & & \vdots \\ s_{1i} & s_{2i} & \cdots & s_{ji} & \cdots & s_{ni} \\ \vdots & \vdots & & \vdots & \ddots & \vdots \\ s_{1n} & s_{2n} & \cdots & s_{jn} & \cdots & s_{nn} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} Sx_{11} & 0 & \cdots & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & Sx_{22} & \cdots & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & Sx_{jj} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & 0 & \cdots & Sx_{nn} \end{bmatrix} \quad (45)$$

po roznásobení získáme tvar

$$\begin{bmatrix} F_{11} & F_{12} & \cdots & F_{1j} & \cdots & F_{1n} \\ F_{21} & F_{22} & \cdots & F_{2j} & \cdots & F_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & & \vdots \\ F_{i1} & F_{i2} & \cdots & F_{ij} & \cdots & F_{in} \\ \vdots & \vdots & & \vdots & \ddots & \vdots \\ F_{n1} & F_{n2} & \cdots & F_{nj} & \cdots & F_{nn} \end{bmatrix} = \frac{1}{\det[\mathbf{G}_S(s)]} \begin{bmatrix} s_{11}Sx_{11} & s_{21}Sx_{22} & \cdots & s_{j1}Sx_{jj} & \cdots & s_{n1}Sx_{nn} \\ s_{12}Sx_{11} & s_{22}Sx_{22} & \cdots & s_{j2}Sx_{jj} & \cdots & s_{n2}Sx_{nn} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & & \vdots \\ s_{1i}Sx_{11} & s_{2i}Sx_{22} & \cdots & s_{ji}Sx_{jj} & \cdots & s_{ni}Sx_{nn} \\ \vdots & \vdots & & \vdots & \ddots & \vdots \\ s_{1n}Sx_{11} & s_{2n}Sx_{22} & \cdots & s_{jn}Sx_{jj} & \cdots & s_{nn}Sx_{nn} \end{bmatrix} \quad (46)$$

Srovnáním stejných prvků matice na levé a pravé straně rovnice určíme přenosy prvků členů maticového filtru $\mathbf{F}(s)$ [7]

$$F_{ij} = \frac{1}{\det[\mathbf{G}_S(s)]} s_{ji} Sx_{jj}, \quad F_{nj} = \frac{1}{\det[\mathbf{G}_S(s)]} s_{jn} Sx_{jj} \quad (47)$$

Po vyjádření a dosazení prvku $S_{x_{ji}}$ se získá výsledný vztah

$$\frac{F_{ij}}{F_{nj}} = \frac{s_{ji}}{s_{jn}} \quad (48)$$

kde $i, j = <1, \dots, n>$ a musí platit $s_{jn} \neq 0$.

Prvky filtru F mimo diagonálu se dopočítají dle zvolených diagonálních prvků.

Například pro soustavu o dvou vstupech a dvou výstupech

$$\mathbf{G}_s(s) = \begin{bmatrix} S_{11}(s) & S_{12}(s) \\ S_{21}(s) & S_{22}(s) \end{bmatrix} \quad \mathbf{F}(s) = \begin{bmatrix} F_{11}(s) & F_{12}(s) \\ F_{21}(s) & F_{22}(s) \end{bmatrix} \quad (49)$$

platí po dosazení do vztahu (48)

$$\begin{aligned} F_{12}(s) &= \frac{s_{21}(s)}{s_{22}(s)} F_{22}(s) = -\frac{S_{12}(s)}{S_{11}(s)} F_{22}(s) \\ F_{21}(s) &= \frac{s_{12}(s)}{s_{11}(s)} F_{11}(s) = -\frac{S_{21}(s)}{S_{22}(s)} F_{11}(s) \end{aligned} \quad (50)$$

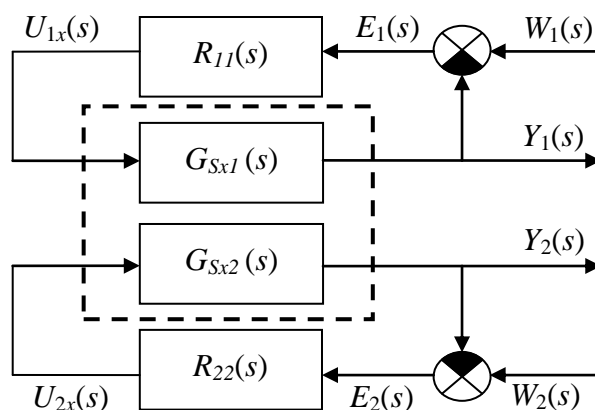
Pro získání obrazových přenosů regulované soustavy podle rovnice (39)

$$\begin{aligned} \mathbf{G}_{sx}(s) &= \mathbf{G}_s(s) \mathbf{F}(s) = \begin{bmatrix} S_{11}(s) & S_{12}(s) \\ S_{21}(s) & S_{22}(s) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} F_{11}(s) & F_{12}(s) \\ F_{21}(s) & F_{22}(s) \end{bmatrix} = \\ &= \begin{bmatrix} S_{11}(s)F_{11}(s) + S_{12}(s)F_{21}(s) & S_{11}(s)F_{12}(s) + S_{12}(s)F_{22}(s) \\ S_{21}(s)F_{11}(s) + S_{22}(s)F_{21}(s) & S_{21}(s)F_{12}(s) + S_{22}(s)F_{22}(s) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (51)$$

a následujícím dosazením F_{12} a F_{21} (50), získáme tvar

$$\mathbf{G}_{sx}(s) = \begin{bmatrix} G_{sx1}(s) & 0 \\ 0 & G_{sx2}(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{11}(s) \left(S_{11}(s) - \frac{S_{12}(s)S_{21}(s)}{S_{22}(s)} \right) & 0 \\ 0 & F_{22}(s) \left(S_{22}(s) - \frac{S_{21}(s)S_{12}(s)}{S_{11}(s)} \right) \end{bmatrix} \quad (52)$$

Pro tak navržené filtry potom platí, že uzavřený regulační obvod se chová tak, že žádanou hodnotou $W_1(s)$ je řízena pouze regulovaná veličina $Y_1(s)$ a žádanou hodnotou $W_2(s)$ je řízena pouze regulovaná veličina $Y_2(s)$. Tím se pomocí filtru rozdělilo řízení dvourozměrového regulovaného obvodu na dva jednorozměrové regulované obvody (viz Obr. 8). [5]



Obr. 8. Náhradní blokové schéma s filtrem pro soustavu o dvou vstupech a dvou výstupech

3.1.2 Návrh kompenzačního členu

Pokud na uzavřený regulační obvod působí měřitelné poruchy, můžeme je pomocí kompenzačního členu eliminovat. Vycházíme-li z autonomního regulačního uzavřeného obvodu, tak kompenzační člen můžeme zavést mezi matici přenosů filtru a regulovanou soustavu (viz Obr. 7). [6]

Absolutní invariantnost je zajištěna pokud matice přenosu poruchových veličin je rovna nule (11). Pak je matice kompenzačního členu ve tvaru

$$\mathbf{G}_{KC}(s) = \mathbf{G}_S^{-1}(s) \cdot \mathbf{G}_{SV}(s) \quad (53)$$

$$\mathbf{G}_{KC}(s) = \frac{1}{D(s)} \mathbf{M}(s) \mathbf{G}_{SV}(s) = \frac{1}{\det[\mathbf{G}_S(s)]} \text{adj}[\mathbf{G}_S(s)] \mathbf{G}_{SV} \quad (54)$$

kde $D(s)$ je determinant matice $\mathbf{G}_S(s)$ a $\mathbf{M}(s)$ je adjungovaná matice $\mathbf{G}_S(s)$.

$$\begin{bmatrix} KC_{11}(s) & KC_{12}(s) & \dots & KC_{1m}(s) \\ KC_{21}(s) & \ddots & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ KC_{n1}(s) & \dots & \dots & KC_{nm}(s) \end{bmatrix} = \frac{1}{\det[\mathbf{G}_S(s)]} \begin{bmatrix} s_{11}(s) & s_{21}(s) & \dots & s_{m1}(s) \\ s_{12}(s) & \ddots & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ s_{1n}(s) & \dots & \dots & s_{mn}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} SV_{11}(s) & SV_{12}(s) & \dots & SV_{1m}(s) \\ SV_{21}(s) & \ddots & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ SV_{n1}(s) & \dots & \dots & SV_{nm}(s) \end{bmatrix} \quad (55)$$

Výsledný tvar prvků matice kompenzačního členu je ve tvaru

$$KC_{ij}(s) = \frac{1}{\det[\mathbf{G}_S(s)]} \sum_{k=1}^n s_{ki} SV_{kj} \quad (56)$$

kde $\det[\mathbf{G}_S] \neq 0$, $i = <1, \dots, n>$, $j = <1, \dots, m>$, $m \leq n$.

Částečná invariantnost je zajištěna pouze, když je eliminován vliv poruchy na odpovídající (vlastní) výstupní veličinu. Proto tvar matice kompenzačního členu je diagonální. [6]

$$\mathbf{G}_{KC}(s) = \begin{bmatrix} KC_{11}(s) & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & KC_{22}(s) & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & KC_{nn}(s) \end{bmatrix} \rightarrow \text{diag.} \quad (57)$$

Kde pro prvky matice $KC(s)$ platí vztahy [6]

$$\begin{aligned} KC_{ii}(s) &= \frac{SV_{ii}(s)}{S_{ii}(s)} \quad i = \langle 1, \dots, n \rangle, S_{ii} \neq 0 \\ KC_{ij}(s) &= 0 \quad i, j = \langle 1, \dots, n \rangle, i \neq j \end{aligned} \quad (58)$$

Například pro soustavu o dvou vstupech, dvou výstupech a se dvěma měřitelnými poruchami je kompenzační člen, který zajistí absolutní invariantnost ve tvaru

$$\mathbf{G}_{KC}(s) = \mathbf{G}_s(s)^{-1} \cdot \mathbf{G}_{SV}(s) \quad (59)$$

kde $\mathbf{G}_s(s)$ a $\mathbf{G}_{SV}(s)$ jsou ve tvaru

$$\mathbf{G}_s(s) = \begin{bmatrix} S_{11}(s) & S_{12}(s) \\ S_{21}(s) & S_{22}(s) \end{bmatrix} \quad \mathbf{G}_{SV}(s) = \begin{bmatrix} SV_{11}(s) & SV_{12}(s) \\ SV_{21}(s) & SV_{22}(s) \end{bmatrix} \quad (60)$$

odtud po vypočtení adjungované matice regulované soustavy a dosazením do rovnice (56) získáme prvky kompenzačního členu pro absolutní invariantnost.

$$KC_{11}(s) = \frac{S_{22}(s)SV_{11}(s) - S_{12}(s)SV_{21}(s)}{S_{11}(s)S_{22}(s) - S_{12}(s)S_{21}(s)}$$

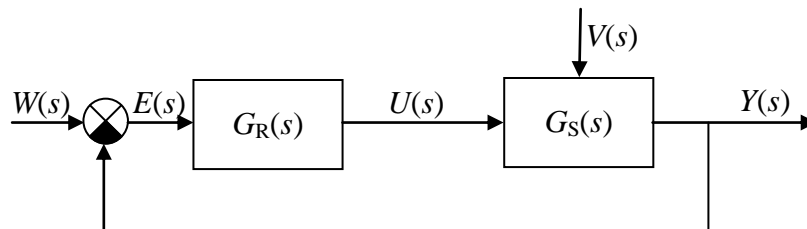
$$KC_{12}(s) = \frac{S_{22}(s)SV_{12}(s) - S_{12}(s)SV_{22}(s)}{S_{11}(s)S_{22}(s) - S_{12}(s)S_{21}(s)}$$

$$KC_{21}(s) = \frac{S_{11}(s)SV_{21}(s) - S_{21}(s)SV_{11}(s)}{S_{11}(s)S_{22}(s) - S_{12}(s)S_{21}(s)}$$

$$KC_{22}(s) = \frac{S_{11}(s)SV_{22}(s) - S_{21}(s)SV_{12}(s)}{S_{11}(s)S_{22}(s) - S_{12}(s)S_{21}(s)}$$

3.2 Metody návrhu hlavních regulátorů

V této kapitole jsou uvedeny vybrané metody pro řízení jednorozměrových regulovaných obvodů (viz Obr. 9).



Obr. 9. Jednorozměrový regulační obvod

3.2.1 Metoda požadovaného modelu

Tato metoda umožňuje seřízení číslicových i analogových regulátorů pro základní druhy regulovaných soustav s dopravním zpožděním. Pro použití této metody je třeba, aby regulovaná soustava nabývala jeden ze základních vztahů (viz Tab. 1). [8]

Tab. 1. Základní typy regulovaných soustav

Regulovaná soustava $G_S(s)$	Regulátor $G_R(s)$				
	Typ	k_p		T_I	T_D
		$T_d = 0$	$T_d > 0$		
$\frac{K}{s} e^{-T_d s}$	P	$\frac{2}{K(2T_w + T)}$	$\frac{a}{K}$	—	—
$\frac{K}{(T_1 s + 1)} e^{-T_d s}$	PI	$\frac{2T_I}{K(2T_w + T)}$	$\frac{aT_I}{K}$	$T_1 - \frac{T}{2}$	—
$\frac{K}{s(T_1 s + 1)} e^{-T_d s}$	PD	$\frac{2}{K(2T_w + T)}$	$\frac{a}{K}$	—	$T_1 - \frac{T}{2}$
$\frac{K}{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)} e^{-T_d s}$ $T_1 \geq T_2$	PID	$\frac{2T_I}{K(2T_w + T)}$	$\frac{aT_I}{K}$	$T_1 + T_2 - T$	$\frac{T_1 T_2}{T_1 + T_2} - \frac{T}{4}$
$\frac{K}{T_0^2 s^2 + 2\xi_0 T_0 s + 1} e^{-T_d s}$ $0 < \xi_0 \leq 1$	PID	$\frac{2T_I}{K(2T_w + T)}$	$\frac{aT_I}{K}$	$2\xi_0 T_0 - T$	$\frac{T_0}{2\xi_0} - \frac{T}{4}$

kde k_p, T_I, T_D jsou parametry regulátoru, T_d je dopravní zpoždění soustavy, T je perioda vzorkování pro číslicové regulátory ($T = 0$ pro analogové regulátory). Časová konstanta T_w

musí být zvolena s ohledem na omezení akční veličiny a maximální nastavitelnou hodnotu zesílení regulátoru $k_{p\max}$. U regulačního obvodu s číslicovým regulátorem musí navíc platit

$$T < \left(\frac{1}{3} \div \frac{1}{2} \right) \cdot T_w \quad (61)$$

Pokud je dopravní zpoždění větší jak nula, tak je potřeba určit koeficient a , který je dán vztahem

$$a = \frac{1}{\alpha T + \beta T_d} \quad (62)$$

kde parametry α , β se určí dle požadovaného překmitu κ (viz Tab. 2).

Tab. 2. Hodnoty pro koeficient a

κ	0	0,05	0,10	0,15	0,20	0,25	0,30	0,35	0,40	0,45	0,50
α	1,282	0,984	0,884	0,832	0,763	0,697	0,669	0,640	0,618	0,599	0,577
β	2,718	1,944	1,720	1,561	1,437	1,337	1,248	1,172	1,104	1,045	0,992

Tab. 3. Přenosy standardních regulátorů

	P	PI	PD	PID
Analogový regulátor	k_p	$k_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right)$	$k_p (1 + T_D s)$	$k_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_D s \right)$

3.2.2 Metoda vyváženého nastavení

Vyvážené nastavení je založeno na rovnováze mezi proporcionálními a integračními zásahy PI regulátoru. Stanovení parametrů regulátoru vychází z modelu soustavy prvního řádu s dopravním zpožděním. [9]

$$G_s(s) = \frac{K}{T_1 s + 1} e^{-s T_d} \quad (63)$$

kde K_p je zesílení, T_1 je časová konstanta, T_d dopravní zpoždění. Po úpravě vlastního přenosu soustavy na požadovaný tvar získáme parametry regulátorů dle vztahů

$$k_p = \frac{1}{K} \left[1 - \frac{2\tau}{1 + \sqrt{1 + 2\tau^2}} \right] \quad (64)$$

$$T_I = \left[\frac{1 + \sqrt{1 + 2\tau^2}}{2} - \tau \right] T_{ar} \quad (65)$$

$$T_D \leq \frac{T_I}{4} \quad (66)$$

kde τ je normalizované dopravní zpoždění, T_{ar} je průměrná doba ustálení

$$\tau = \frac{T_d}{T_d + T_1} \quad T_{ar} = T_d + T_1 \quad (67)$$

3.2.3 1DoF konfigurace systému řízení

Označení této konfigurace vzniklo z anglického *One Degree of Freedom* (jeden stupeň volnosti). Jedná se o polynomiální metodu, kde přenos regulované soustavy a přenos regulátoru jsou ve tvaru [10]

$$G_s(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{b(s)}{a(s)}, \quad G_v(s) = \frac{Y(s)}{V(s)} = \frac{c(s)}{a(s)}, \quad G_R(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = \frac{q(s)}{p(s)} \quad (68)$$

kde jsou polynomy $b(s)$ a $a(s)$ a polynomy $q(s)$ a $p(s)$ nesoudělné a platí že

$$\deg b(s) \leq \deg a(s) \quad (69)$$

$$\deg q(s) \leq \deg p(s) \quad (70)$$

Obrazy vstupních signálů jsou rovněž podíly polynomů

$$W(s) = \frac{h_w(s)}{f_w(s)}, \quad V(s) = \frac{h_v(s)}{f_v(s)} \quad (71)$$

Pro obrazy řízeného výstupu a akčního zásahu platí

$$Y(s) = \frac{b(s)}{a(s)} U(s) + \frac{c(s)}{a(s)} V(s) \quad (72)$$

$$U(s) = \frac{q(s)}{p(s)} E(s) = \frac{q(s)}{p(s)} [W(s) - Y(s)] \quad (73)$$

Po úpravách lze odvodit následující tvary

$$Y(s) = \frac{1}{d(s)} [b(s)q(s)W(s) + c(s)p(s)V(s)] \quad (74)$$

$$E(s) = \frac{p(s)}{d(s)} [a(s)W(s) - c(s)V(s)] \quad (75)$$

$$U(s) = \frac{q(s)}{d(s)} [a(s)W(s) - c(s)V(s)] \quad (76)$$

kde $d(s)$ je charakteristický polynom přenosu uzavřeného regulačního obvodu. Regulační obvod je tedy stabilní, jestliže polynomy $q(s)$ a $p(s)$ jsou řešením polynomiální (diofantické) rovnice

$$a(s)p(s) + b(s)q(s) = d(s) \quad (77)$$

se stabilním polynomem $d(s)$ na pravé straně

Pro zajištění podmínky asymptotického sledování referenčního signálu a kompenzace poruchy je nutné, aby trvalá regulační odchylka byla nulová

$$\lim_{t \rightarrow \infty} [e(t)] = \lim_{s \rightarrow 0} [sE(s)] = 0 \quad (78)$$

Dosazením vztahu (71) do rovnice (75) bude podmínka splněna vždy, jestliže pro polynom $p(s)$ bude platit

$$p(s) = f(s)\tilde{p}(s) \quad (79)$$

kde $f(s)$ je nejmenší společný násobek polynomů $f_w(s)$ a $f_v(s)$.

Porovnáním stupně polynomů v diofantické rovnici, získáme následující rovnice

$$\deg d \geq 2 \deg a(s) + \deg f - 1 \quad (80)$$

$$\deg q = \deg a + \deg f - 1 \quad (81)$$

$$\deg \tilde{p} \geq \deg a - 1 \quad (82)$$

Výsledný regulátor je ve tvaru

$$G_R(s) = \frac{q(s)}{f(s)\tilde{p}(s)} \quad (83)$$

Po zvolení hodnot polynomu $d(s)$, vede řešení diofantické rovnice k získání hodnot polynomů regulátoru.

3.3 Integrální kritérium kvality regulace

Integrální kritéria kvality regulace zjišťují kvalitu nastavených parametrů regulátoru. Výpočet se provádí z průběhu regulační odchylky $e(t)$, kterou získáme z odezvy regulačního obvodu na skokovou změnu žádané hodnoty. [8][11]

Lineární integrační kritérium IE

Lineární integrační kritérium je definováno jako plocha mezi žádanou a regulovanou veličinou. Pro správný výpočet je nutné, aby systém byl aperiodický. S podmínkou, že ustálená regulační odchylka je nulová tj. $e(\infty) = 0$, platí vztah

$$J_{IE} = \int_0^{\infty} e(t) dt \quad (84)$$

Usměrněná lineární plocha IAE

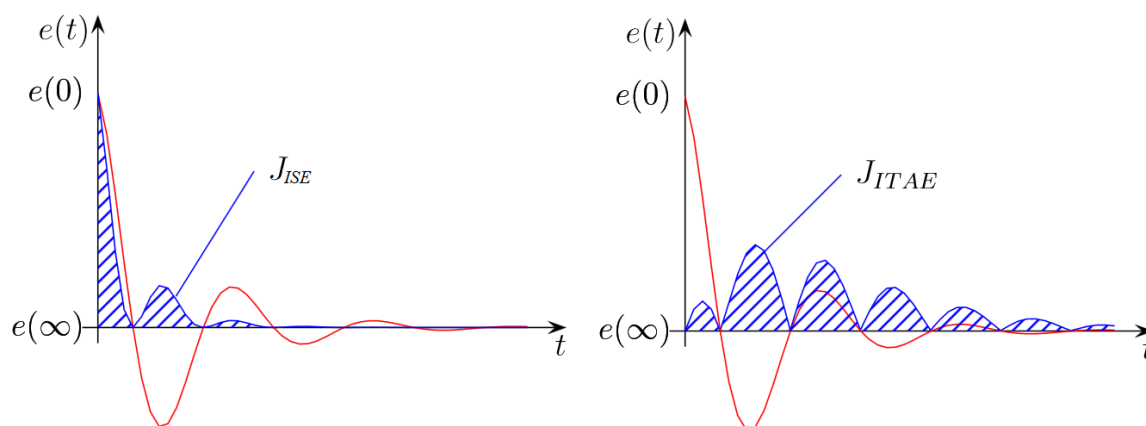
Rozdílem od lineárního integračního kritéria řeší tato metoda i periodické průběhy. Řešením v tomto případě představuje absolutní hodnota regulační odchylky.

$$J_{IAE} = \int_0^{\infty} |e(t)| dt \quad (85)$$

Kvadratické integrální kritérium ISE

Zajištění správného vyhodnocení aperiodických i periodických průběhů je zajištěno tím, že toto kritérium se vyjadřuje jako kvadratická odchylka regulační plochy. Toto kritérium přikládá větší váhu větším odchylkám. Je definováno vztahem

$$J_{ISE} = \int_0^{\infty} e^2(t) dt \quad (86)$$



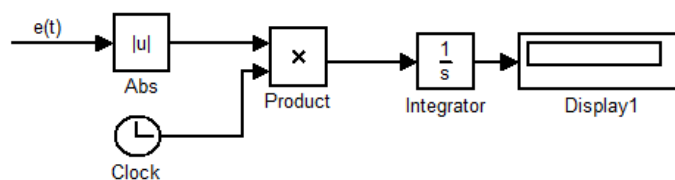
Obr. 10. Hodnota kritéria ISE a ITAE [11]

Kriterium ITAE

Kriterium ITAE (Integral of Time-multiplied Absolute value of Error) patří mezi váhová kritéria. Váha regulační odchylky narůstá lineárně s časem. Pokud se regulační veličina ustálí na žádané hodnotě, tak kriterium ITAE je definováno vztahem

$$J_{ITAE} = \int_0^{\infty} |e(t)|t \, dt \quad (87)$$

Při výpočtu se u integrace místo času $t \rightarrow \infty$ udává čas ustálení regulačního obvodu, to znamená $e(t) \rightarrow 0$. Výpočet je znázorněn (viz Obr. 11) pomocí schématu v prostředí MATLAB.

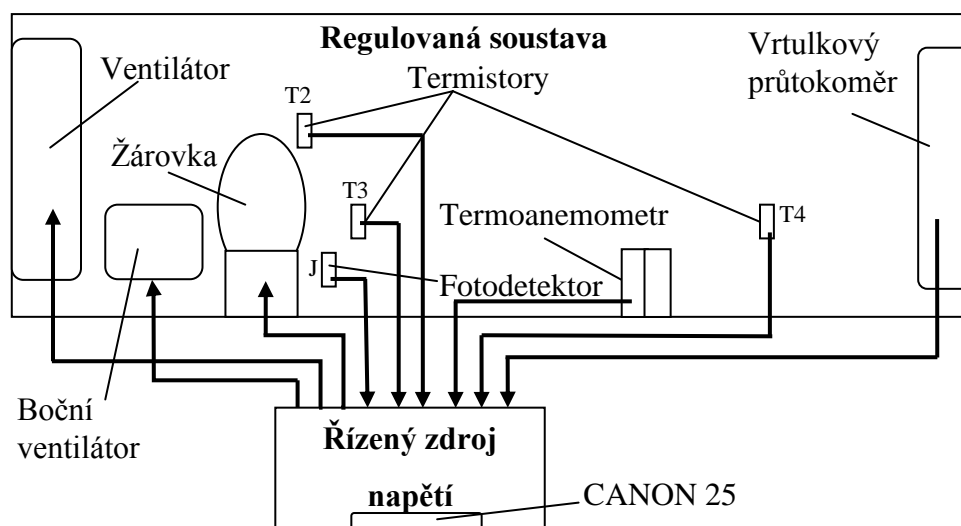


Obr. 11. Schéma pro výpočet kriteria ITAE [11]

II. PRAKTICKÁ ČÁST

4 TEPLOVZDUŠNÝ MODEL

Teplovzdušný model je tvořen žárovkou, ventilátory a senzory pro měření teploty, jasů a průtoku vzduchu (viz Obr. 12). Celý model je napájen říditelným zdrojem napětí. Pro tento model slouží žárovka jako zdroj tepla a ventilátor jako zdroj průtoku vzduchu. Další ventilátor je umístěn z boční strany, a ten se chová jako porucha měřeného systému. V modelu jsou dále umístěny tři termistorové snímače teploty, které měří teplotu na baňce žárovky, teplotu vzduchu v blízkosti žárovky a teplotu vzduchu v zadní části tunelu. Jas je měřen fotodetektořem. Pro snímání průtoku vzduchu slouží termoanemometr a objemový vrtulkový průtokoměr. Termoanemometr je tvořen dvěma termistory. První z nich je umístěn v tunelu a měří teplotu, kde proudí vzduch a druhý termistor je referenční. Objemový vrtulkový průtokoměr vyhodnocuje tok vzduchu podle snímání rychlosti otáčení vrtule.



Obr. 12. Teplovzdušný model

Řízený zdroj napětí je napájen zdrojem síťového napětí (220V / 50Hz). Pomocí elektronických jednotek řídí soustavu napětím v rozsahu až $\pm 15\text{V}$. Pro vnější komunikaci je propojen pomocí kabelu s konektorem CANON 25 pinů, kde vstupy/výstupy jsou v rozsahu 0 – 10V. Výjimku tvoří boční ventilátor, kde jeho vstupní rozsah je 0 – 12V. Tento model je propojen s počítačem pouze pomocí CTRL jednotky, nyní lze propojit i pomocí karty PCI 1711U nebo lze celý model řídit pomocí PLC.

Tab. 4. Zapojení vstupních a výstupních kanálů do teplovzdušného modelu

Vstupy	Snímače	Výstupy	Akční členy
pin 1	Snímač jasu	pin 15	ovládací napětí na žárovce
pin 2	Termistor T2	pin 16	ovládací napětí na hlavním ventilátoru
pin 3	Termistor T3	pin 17	ovládací napětí na bočním ventilátoru
pin 4	Termistor T4		
pin 6	Termoanemometr		
pin 7	Vrtulkový průtokoměr		

4.1 CTRL jednotka

Původní propojení teplovzdušného modelu s počítačem je pomocí jednotky CTRL 51. Tato jednotka komunikuje s počítačem přes standardní sériové rozhraní RS 232. Jednotka CTRL obsahuje 12 bitový A/Č a Č/A převodník a musí být napájena síťovým napětím. Sériová komunikace mezi CTRL jednotkou a PC v prostředí MATLAB je pomocí čtyř funkcí. Inicializační funkce *o_ctrl* vytvoří objekt typu *serial*, který obsahuje potřebné parametry pro sériovou komunikaci. Druhou uživatelskou funkcí je *w_ctrl*, která první vyše požadavek na zápis, a pak zapíše hodnotu na zvolený kanál. Další uživatelskou funkcí je *r_ctrl*, která opět vyše požadavek na čtení, a pak změří hodnotu na požadovaném kanálu. Pomocí poslední uživatelské funkce *c_ctrl* se ukončí komunikace. Ukázka funkcí pro sériovou komunikaci pomocí MATLAB [12]

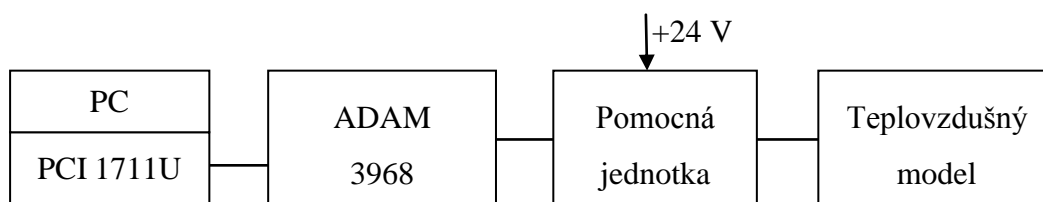
```
% zahájení práce s CTRL
function s=o_ctrl(port,period)
s=serial(port,'BaudRate',9600,'Parity','none',...
'DataBits',8,'StopBits',1);
s.DataTerminalReady='off'; % DTR do Low
s.InputBufferSize=512; % velikost vstupního bufru
s.OutputBufferSize=512; % velikost výstupního bufru
s.FlowControl='none'; % bez řízení komunikace
s.TimeOut=5; % max. čekání 5 s
s.TimerPeriod=period; % perioda časovače
s.TimerFcn=@CtrlTimer; % funkce spouštěná časovačem
s.UserData=0; % příznak synchronizace
fopen(s); % propojení objektu s fyzickým zařízením
pause(0.1)
s.DataTerminalReady='on'; % signal DSR do High
pause(0.5) % počkej na CTRL
x=s.BytesAvailable; % počet byte ve vstup.bufru
if x>0,fread(s,x); end % vše vyčti
function CtrlTimer(obj,event)
obj.UserData=obj.UserData+1; % povyš hodnotu semaforu

% zápis hodnoty x na kanál k
function w_ctrl(s,k,x)
fwrite(s,64+k,'uchar'); %povolení
fwrite(s,x/10*4095,'uint16'); %zápis

% vyčtení kanálu k
function d=r_ctrl(s,k)
fwrite(s,128+k,'uchar'); % povolení
[d,c,m]=fread(s,1,'uint16'); %čtení
d=d*10/4095; %převod za 0-10V
```

4.2 PCI 1711U

Sběrnice řady PCI 17xx jsou měřicí a řídicí karty průmyslového standardu od firmy Advantech. Tyto karty mohou obsahovat D/A a A/D převodníky, digitální vstupy a výstupy, čítače/časovače a reléové výstupy. Využití těchto karet je možné v jednoduchých měřicích aplikacích, laboratorních systémech nebo náročných řízení průmyslových procesů. Karty série PCI 17xx lze rozdělit na multifunkční karty, analogové vstupně/výstupní karty, digitální vstupně/výstupní karty a reléové karty. Pro komunikaci mezi teplovzdušným modelem a počítačovým prostředím MATLAB je použita sběrnice PCI 1711U. Jedná se o multifunkční kartu, která obsahuje 16 analogových vstupů, dva analogové výstupy, 16 digitálních vstupů, 16 digitálních výstupů a časovač/čítač. Analogové vstupy obsahují dvanáctibitový převodník o maximální vzorkovací frekvenci 100kHz a vyrovnávací paměti, která zajišťuje plynulé čtení dat. Analogové výstupy obsahují dvanáctibitový převodník o obnovovací frekvenci 100kHz. Maximální napěťový rozsah těchto analogových vstupů/výstupů je $\pm 10V$. Digitální vstupy a výstupy jsou kompatibilní s TTL logikou. Napěťová úroveň pro logickou 0 je do 0.8V a napěťová úroveň pro logickou 1 je v rozsahu 2-5V. [13] Celkové propojení teplovzdušného modelu s PCI kartou je znázorněno viz Obr. 13.

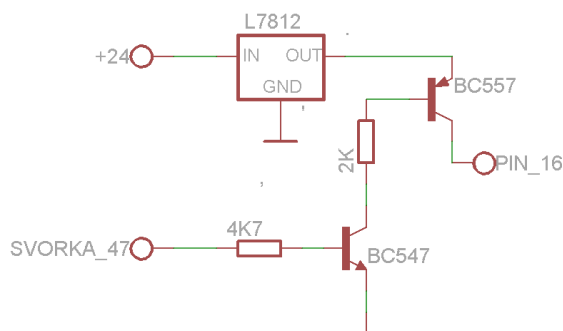


Obr. 13. Schéma zapojení pomocí PCI karty

Karta PCI 1711U je vybavena vstupně/výstupním 68 pinovým konektorem. Konektor je propojen se svorkovnicí ADAM-3968, která je připnuta na DIN liště. Svorkovnice je připojena k pomocné jednotce, která je napájena stejnosměrným napětím 24V. Pomocná jednotka obsahuje elektronický obvod (viz Obr. 14), který zajišťuje řízení bočního ventilátoru v rozsahu 0 – 12V. Boční ventilátor je řízen digitálním výstupem z PCI karty. Propojení mezi pomocnou jednotkou a teplovzdušným modelem je pomocí kabelu s konektory CANON 25.

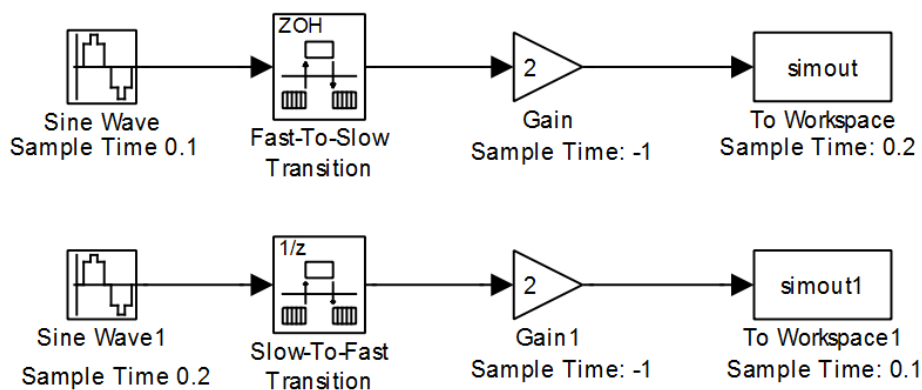
Tab. 5. Propojení pomocné jednotky pro PCI kartu

ADAM-3968	Svorka	68	66	65	67	24	58	47 → elektr. obvod	60
CANON 25	Pin	2	3	4	7	15	16	elektr. obvod → 17	25



Obr. 14. Elektronický obvod

Pro komunikaci mezi PCI kartou a prostředním MATLAB/Simulink slouží knihovna *Real-Time Windows Target*. Tato knihovna obsahuje bloky, ve kterých stačí správně nastavit nainstalovaný ovladač PCI karty, periodu vzorkování, číslo kanálu a parametry vstupně výstupního signálu. Při použití této knihovny musí být simulinkový model nastaven do módu *External* a řešitel (Solver) musí být typu *Fixed-Step*. Pro toto nastavení je důležité, aby mezi bloky byla nastavena stejná perioda vzorkování. Pokud bude nastavena různá perioda vzorkování, je třeba mezi použité bloky vložit například blok *Rate Transition*, který zajistí komunikaci mezi těmito bloky. Pro takto upravené blokové schéma je před spuštěním potřeba vygenerovat výsledný kód do jazyka C. Což je možno provést přes posloupnost *Code*→*C/C++*→*Build model*. [14]

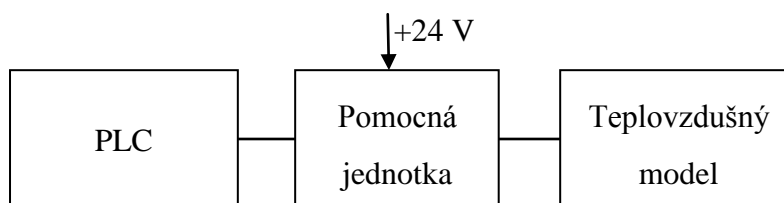


Obr. 15. Komunikace mezi bloky [14]

4.3 PLC Tecomat Foxtrot

Další možnost řízení teplovzdušného modelu je pomocí programovatelného logického automatu (PLC) od firmy Teco. Pro řízení je použit základní modul CP-1015 a rozšiřující modul OS-1401. V základním modulu jsou využity 2 analogové výstupy a 4 analogové vstupy. Tyto analogové vstupy/výstupy mají rozlišení 12bit. Protože základní modul obsa-

huje pouze dva analogové výstupy, musí být boční ventilátor řízen binárním výstupem. Rozšiřující modul obsahuje 12 tranzistorových výstupů, které mají společnou napěťovou svorku. Na společnou napěťovou svorku je přivedeno napětí +12V z elektronického obvodu (viz Obr. 14). Celkové propojení teplovzdušného modelu s PLC je znázorněno na níže uvedeném obrázku (viz Obr. 16). Pro správnou komunikaci mezi základním a rozšiřujícím modulem je zapotřebí propojit mezi sebou výstupy TCL2+ a TCL2-. Na straně rozšiřujícího modulu je nutné provést zakončení linky pomocí TXN 102 90. [15]



Obr. 16. Schéma zapojení pomocí PLC

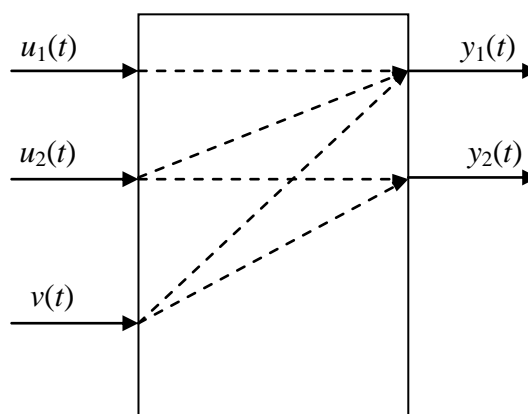
Pomocná jednotka je využita jako zdroj napájení PLC (+24V) a propojení mezi teplovzdušným modelem (konektor CANON 25). Vnitřní propojení je uvedeno (viz Tab. 6).

Tab. 6. Propojení pomocné jednotky pro PLC

CP-1015	CANON 25	OS-1401	CANON 25
B2	15	A6	17
B3	16		
B4	2	B1	+12V
B5	7		
B6	3		
B7	4		

5 IDENTIFIKACE MODELU

Teplovzdušný model může být brán jako mnohorozměrová regulovaná soustava, protože hlavní ventilátor ovlivňuje nejen průtok vzduchu, ale i ochlazuje teplotu uvnitř modelu okolní teplotou prostředí. Boční ventilátor lze brát jako poruchu, protože ovlivňuje jak průtok vzduchu, tak i teplotu uvnitř modelu. V níže uvedených kapitolách je bráno, že vstupní hodnota napětí na žárovce (akční veličina 1) je značena u_1 , vstupní hodnota napětí na ventilátoru (akční veličina 2) je značena u_2 , výstupní hodnota napětí na termistorech (regulovaná veličina 1) je značena y_1 a výstupní hodnota napětí na vrtulkovém průtokoměru (regulovaná veličina 2) je značena y_2 . Pro měření poruchy je vstupní hodnota napětí na bočním ventilátoru (poruchová veličina) značena v .

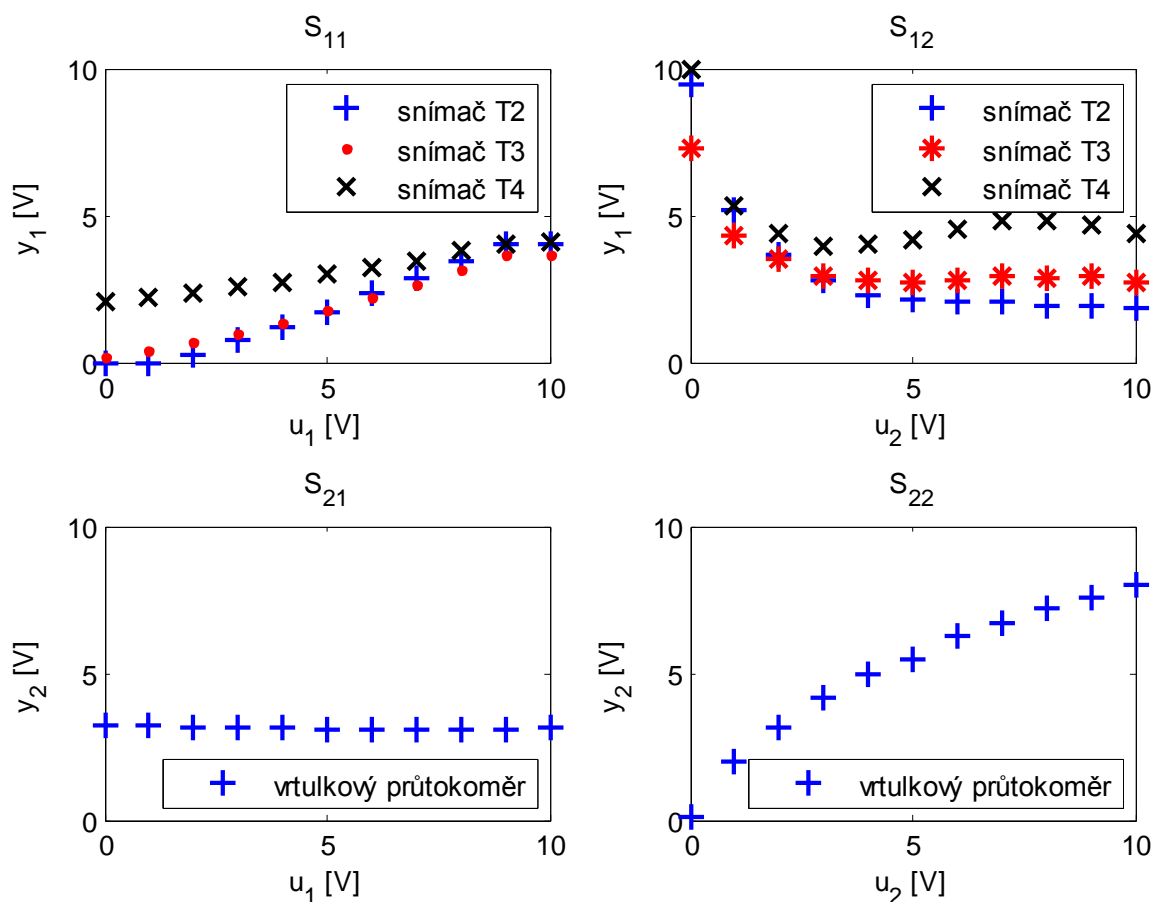


Obr. 17. Regulovaná soustava modelu

5.1 Identifikace regulované soustavy pomocí CTRL jednotky

Identifikace modelu pomocí CTRL jednotky byla v prostředí MATLAB měřena pomocí funkcí uvedených v kap. 4.1. Nejprve byly změřeny statické vlastnosti teplovzdušného modelu. Po získání statických charakteristik byl určen snímač teploty, dle kterého se budou měřit dynamické vlastnosti teplovzdušného modelu.

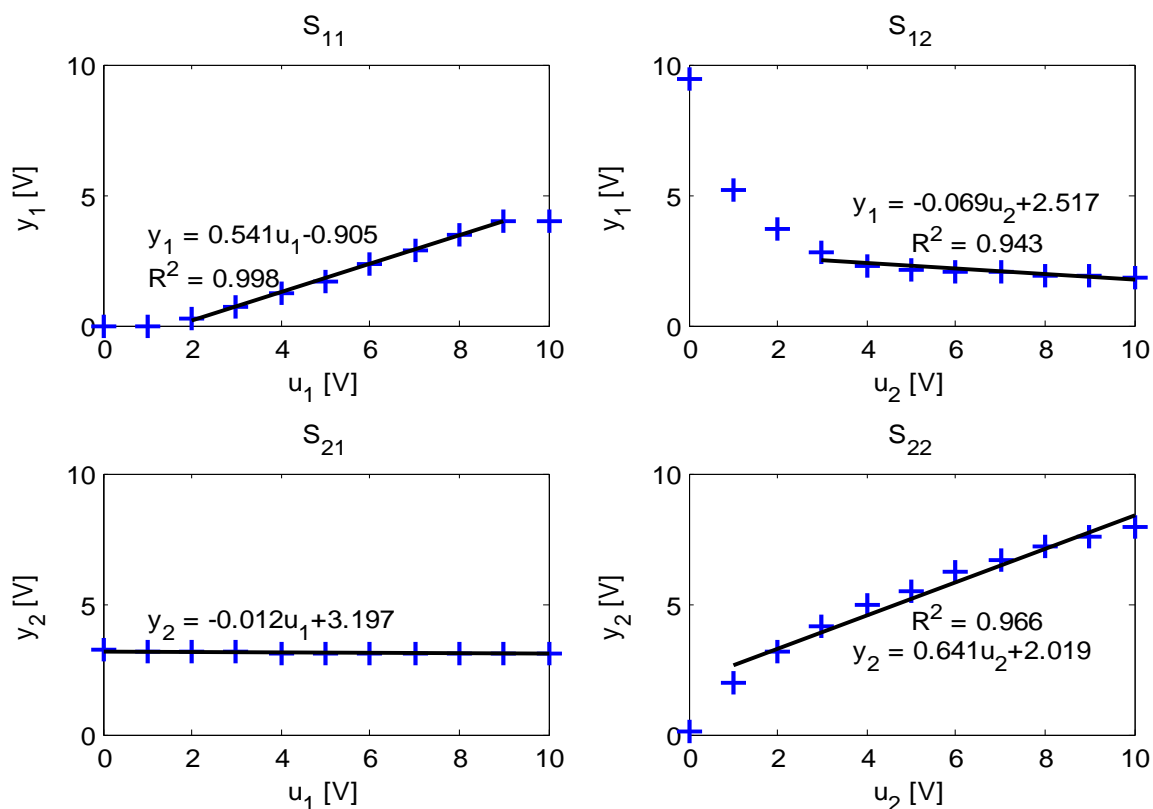
Pro statické charakteristiky teplovzdušného modelu s měřením pomocí CTRL jednotky byl průběh následující (viz Obr. 18). Pro měření byl zvolen pracovní bod $u_1 = 8\text{V}$ a $u_2 = 2\text{V}$.



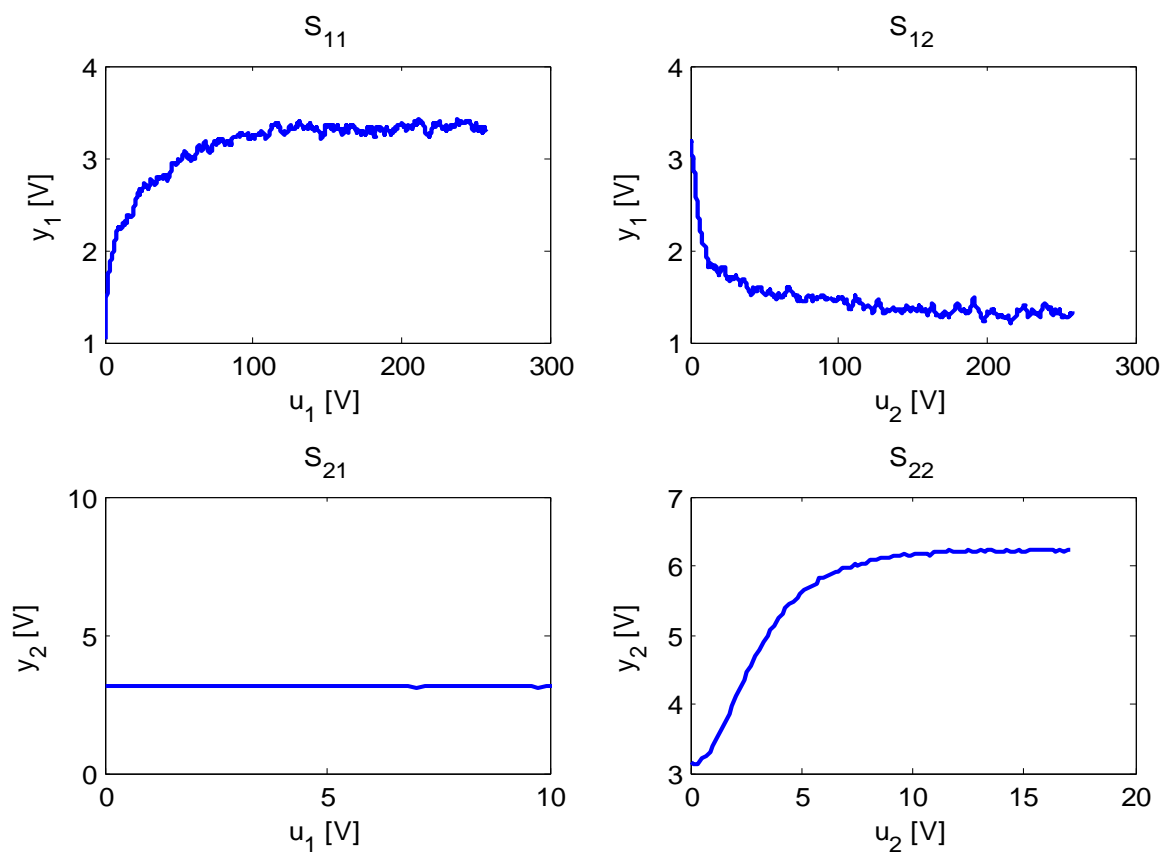
Obr. 18. Statická charakteristika naměřená pomocí CTRL jednotky se všemi snímači

Ze statických charakteristik byl ověřen předpoklad, že průtok vzduchu ovlivňuje vnitřní teplotu v modelu. Průběh statických charakteristik S_{11} a S_{22} je lineární. Statická charakteristika S_{12} má průběh nelineární. U snímače teploty T3 můžeme statickou charakteristiku rozdělit na 3 lineární části. Snímač teploty T4 má podobné vlastnosti jako snímač T3, ale růst výstupní teploty je více zřetelný. Tudíž pro další měření bude využíván pouze snímač teploty T2, pro který byla zvolena lineární oblast $u_1 = \langle 3 - 10 \text{ V} \rangle$.

Pro tak zvolené lineární oblasti (viz Obr. 19) byla dále změřena dynamika pomocí přechodových charakteristik.



Obr. 19. Statická charakteristika pomocí CTRL jednotky s vyznačenou lineární oblastí



Obr. 20. Data naměřených přechodových charakteristik získané pomocí CTRL jednotky

U naměřené přechodové charakteristiky S_{12} (viz Obr. 20) lze vidět, jak průtok vzduchu ochlazuje teplotu uvnitř měřené soustavy. Z průběhů S_{11} a S_{12} lze usoudit, že se přechodový děj nechová zcela jako proporcionální soustava se setrvačností 1. řádu. Zavedením prvního stupně do čitatele pro soustavu se setrvačností druhého řádu, tedy tj. obecně pro přenos

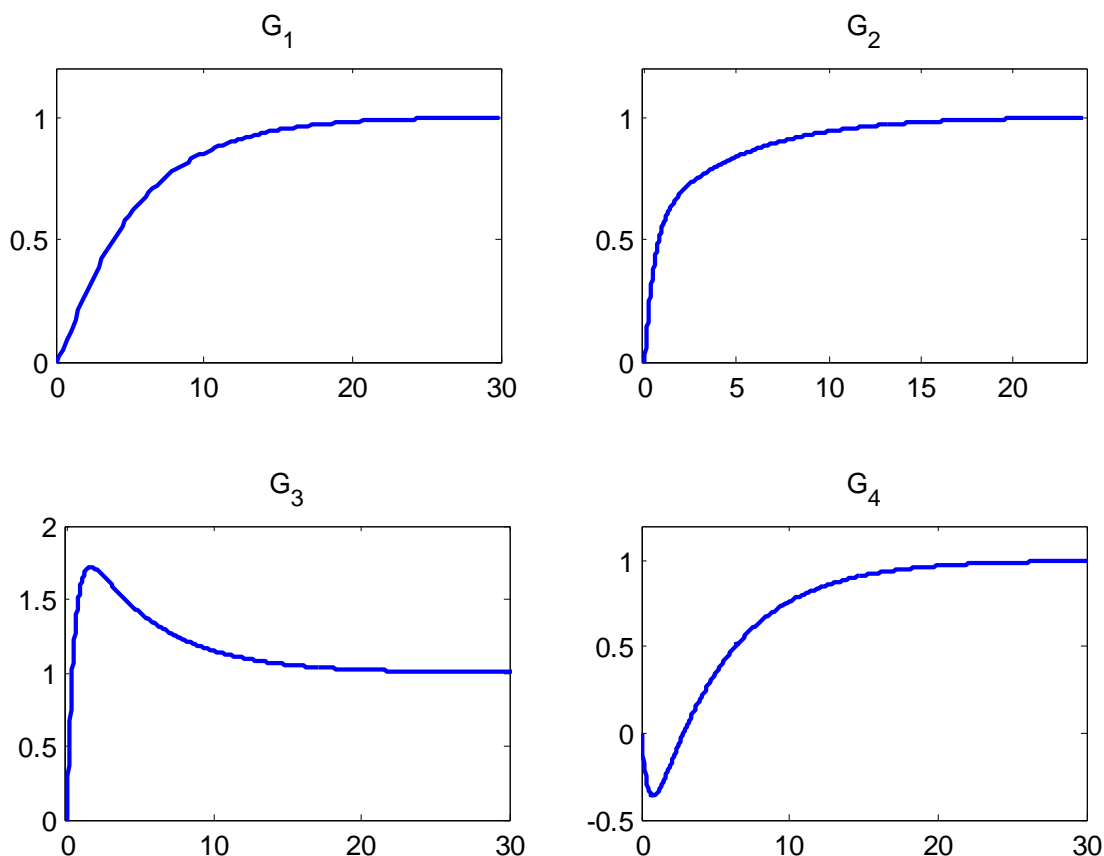
$$G = \frac{T_z s + 1}{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)}$$

mohou se získat následující průběhy, přičemž

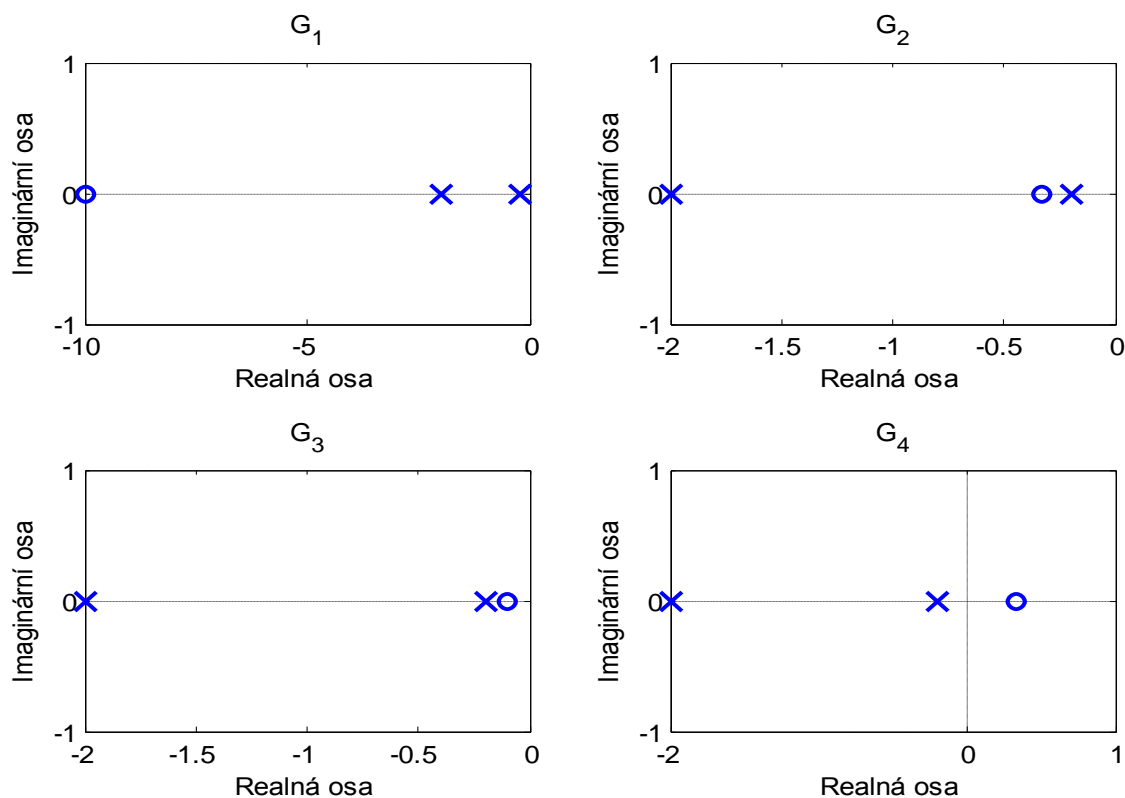
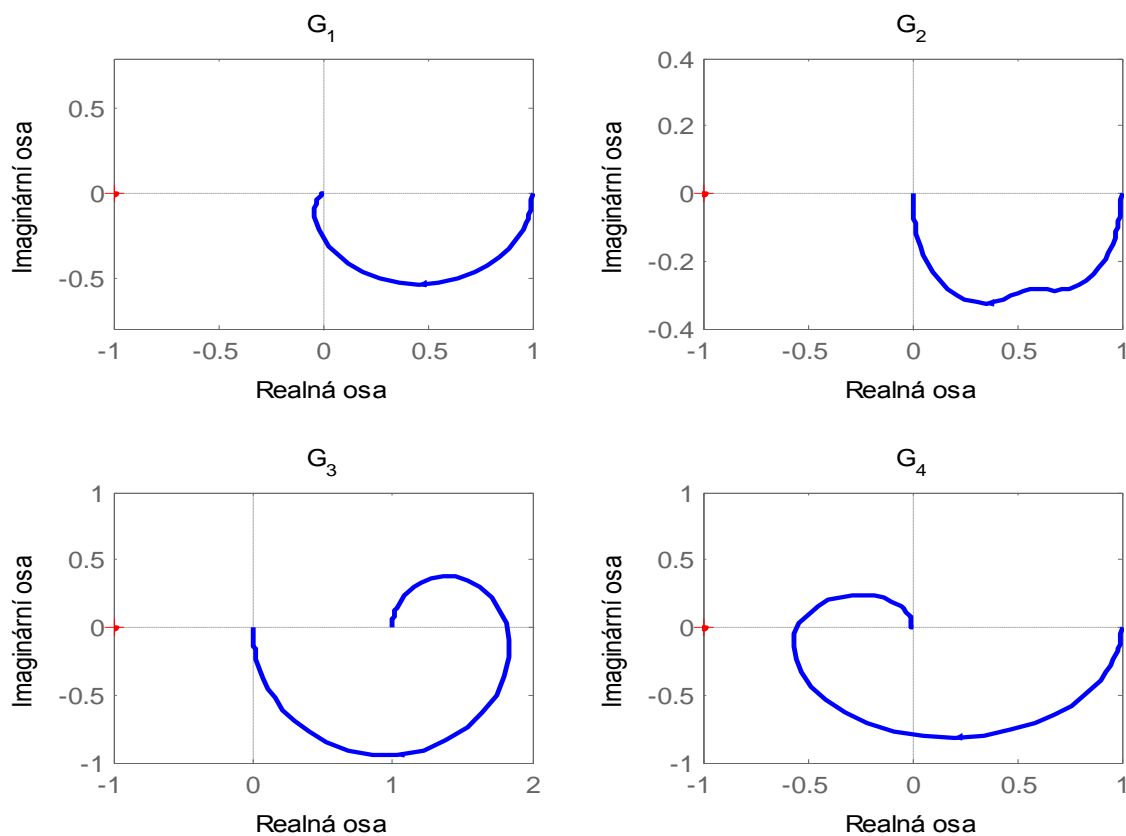
$$G_1(s) = \frac{0,2s + 1}{(5s + 1)(0,5s + 1)}, G_2(s) = \frac{3s + 1}{(5s + 1)(0,5s + 1)}$$

$$G_3(s) = \frac{10s + 1}{(5s + 1)(0,5s + 1)}, G_4(s) = \frac{-3s + 1}{(5s + 1)(0,5s + 1)}$$

má následující vliv



Obr. 21. Přechodové charakteristiky pro přenosy $G_1(s)$, $G_2(s)$, $G_3(s)$, $G_4(s)$

Obr. 22. Rozložení pólů a nul soustav s přenosy $G_1(s)$, $G_2(s)$, $G_3(s)$, $G_4(s)$ Obr. 23. Nyquistova křivka soustav s přenosy $G_1(s)$, $G_2(s)$, $G_3(s)$, $G_4(s)$

Pro tyto přenosy (viz Obr. 21 – Obr. 23) byly zvoleny časové konstanty jmenovatele neměnné ($T_1=5$, $T_2=0.5$). V prvním řádu čitatele se měnila časová konstanta T_z . Průběh $G_1(s)$ se chová jako proporcionální soustava se setrvačností 2. řádu, protože $T_z \ll T_1, T_2$. Z grafu rozložení pólů a nul lze vidět, že nuly leží na levé straně od pólů. Čím více by se blížila T_z nižší časové konstantě jmenovatele, tím by se tato soustava blížila chování proporcionální soustavy se setrvačností 1. řádu o vyšší časové konstantě jmenovatele. Průběh přenosu $G_2(s)$ je charakteristický tím, že zpočátku je prudký nárůst amplitudy, a dále pak následuje postupné ustálení. To je způsobeno tím, že $T_1 > T_z > T_2$. U přenosu $G_3(s)$ je viditelný překmit díky $T_z > T_1$. Naopak záporná časová konstanta T_z způsobuje vždy podkmit. Tento přenos $G_4(s)$ se označuje jako neminimálně fázový, protože kořen přenosu čitatele leží na pravé polorovině komplexní roviny kořenů „s“.

Průběh naměřených přechodových charakteristik S_{11} a S_{12} (viz Obr. 20) odpovídá typu průběhu přenosu G_2 (viz Obr. 21). Přenos S_{22} bude řešen jako proporcionální soustava se setrvačností druhého řádu.

Pro identifikaci naměřené přechodové charakteristiky S_{22} bylo použito rozhraní *System Identification Toolbox* (viz kap. 2.3). Pro toto rozhraní byla použita funkce *Process models...*, u které byl nastaven požadovaný model jako proporcionální soustava se setrvačností druhého řádu. Výstupem z použitého systému *Identification Toolbox* byl následující zápis

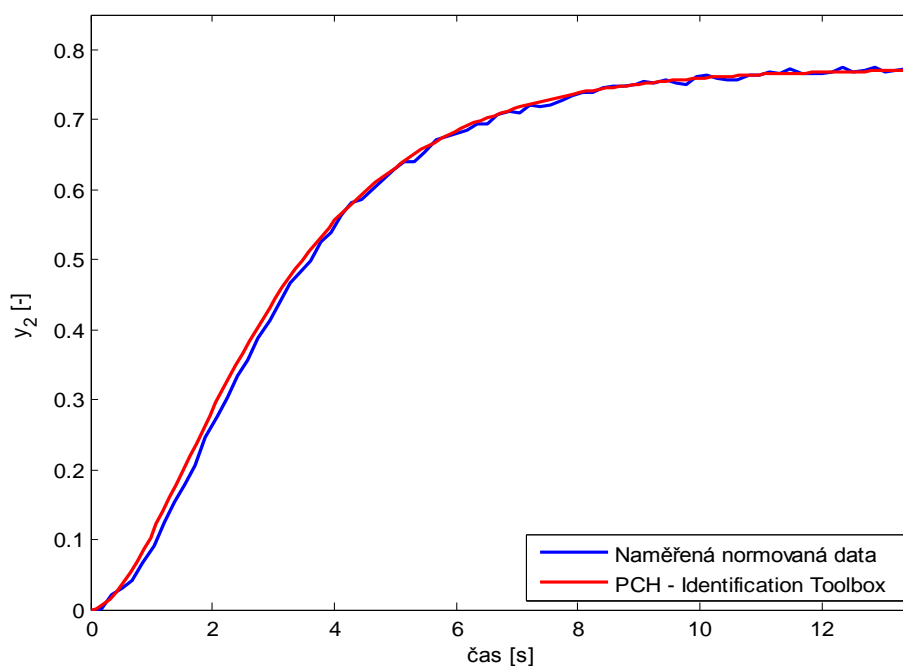
```
Process model with transfer function
                                Kp
G(s) = -----
      (1+Tp1*s) (1+Tp2*s)

with  Kp = 0.77275+-0.00067772
      Tp1 = 2.0872+-0.035884
      Tp2 = 1.1089+-0.02902
```

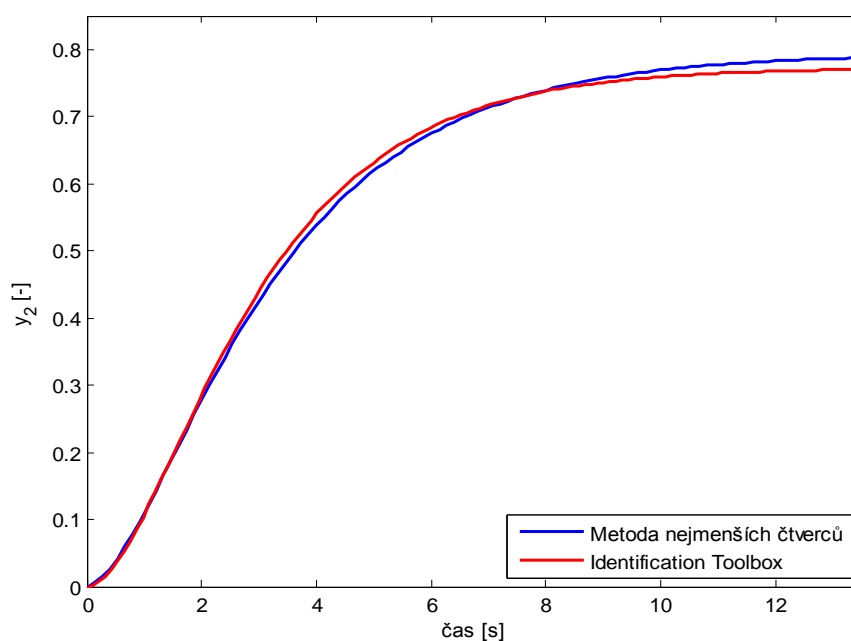
Výsledný tvar pro přenos S_{22} řízené soustavy je ve tvaru

$$S_{22} = \frac{0.77}{(2.087s + 1)(1.109s + 1)}$$

Srovnání naměřených dat s přechodovou charakteristikou identifikovanou systémem *Identification Toolbox* je následující

Obr. 24. Srovnání naměřených dat a identifikovaného přechodu pro S_{22}

Správnost způsobu identifikace pomocí *Identification Toolbox* byl ověřen pomocí metody nejmenších čtverců (MNČ) modelu ARX (viz kap. 2.2.3).

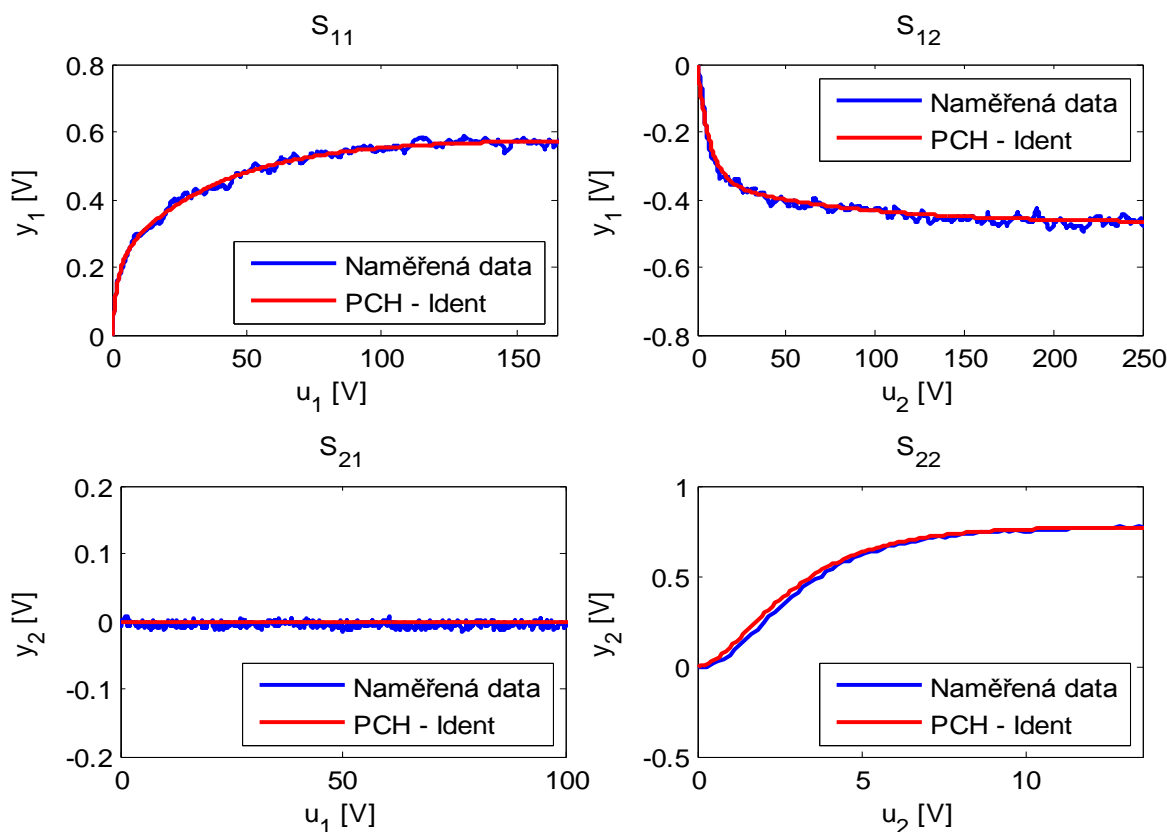


Obr. 25. Srovnání identifikačních metod

Tab. 7. Srovnání identifikovaných přenosů

Identifikační metoda	Identification Toolbox	Metoda nejmenších čtverců (MNČ)
Přenos S_{22}	$S_{22} = \frac{0.77}{(2.087s + 1)(1.109s + 1)}$	$S_{22} = \frac{0.0529s + 0.794}{(2.5435s + 1)(0.9925s + 1)}$

Z přechodových charakteristik (viz Obr. 25) i ze srovnání identifikovaných přenosů regulovaných soustav (viz Tab. 7) lze vidět, že metody identifikace se shodují. Časovou konstantu v čitateli můžeme zanedbat. Proto pro další měření bude používána pouze metoda pomocí systému *Identification Toolbox* (Ident). Pro tuto použitou metodu byly identifikovány i ostatní přenosy regulované soustavy (viz Obr. 26).



Obr. 26. Srovnání naměřených dat pomocí CTRL jednotky a identifikovaných dat
Identifikované přenosy regulované soustavy

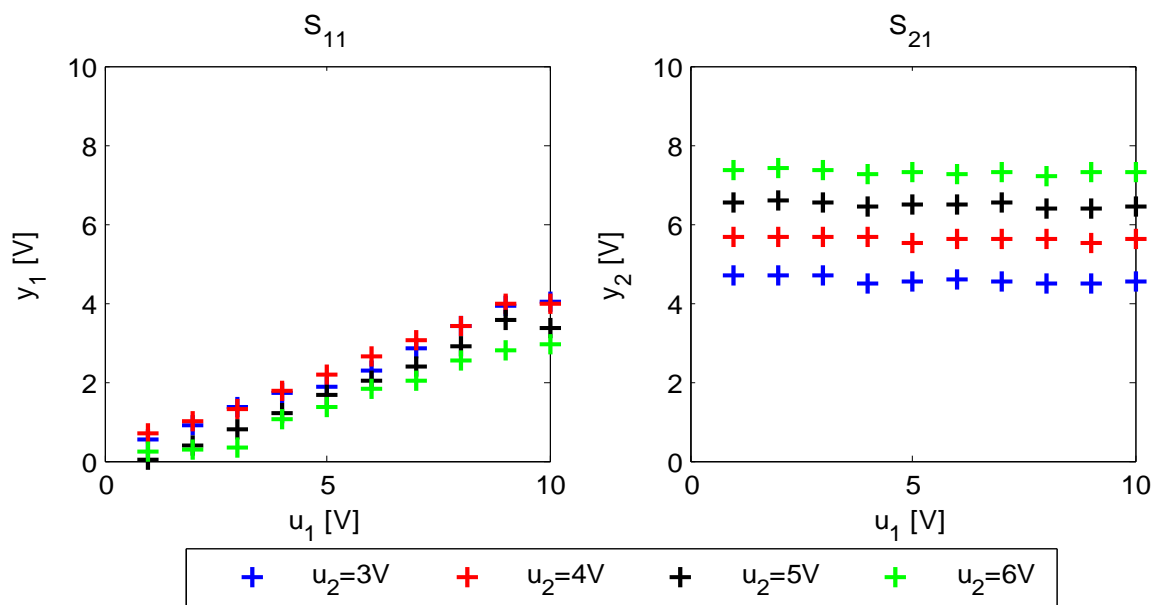
$$S_{11} = \frac{0.577 \cdot (14.755s + 1)}{(37.467s + 1)(2.252s + 1)} \quad S_{12} = \frac{-0.47 \cdot (58.611s + 1)}{(78.709s + 1)(6.862s + 1)}$$

$$S_{21} = 0 \quad S_{22} = \frac{0.77}{(2.087s + 1)(1.109s + 1)}$$

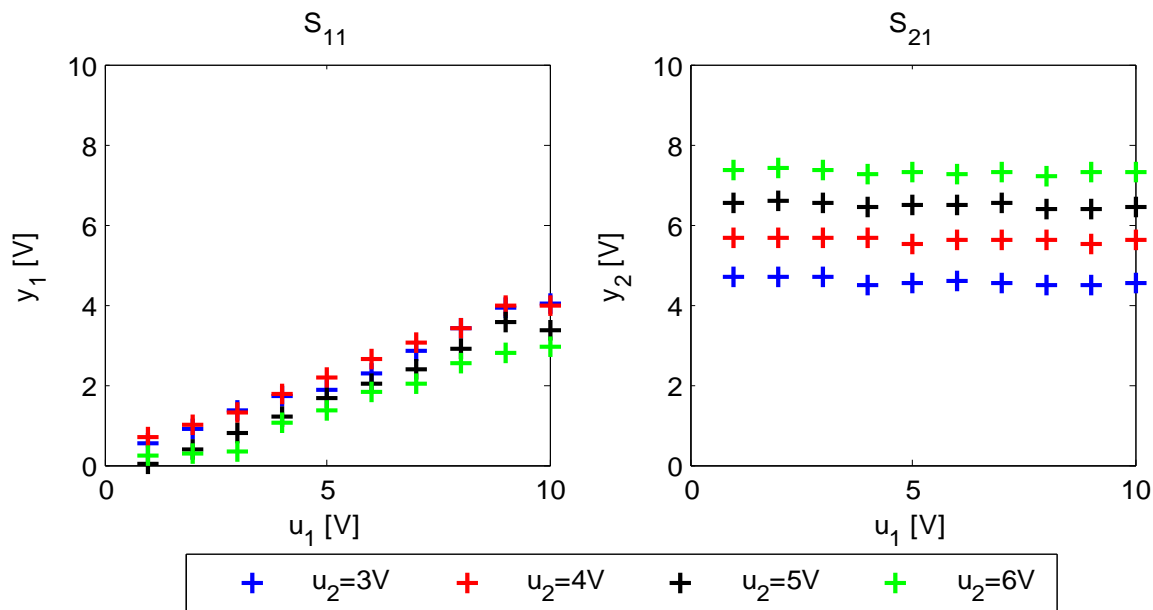
5.2 Identifikace regulované soustavy pomocí PLC

Měření statické charakteristiky bylo prováděno tak, že jeden ze vstupních hodnot napětí byl konstantní a druhý se měnil v rozsahu 1 – 10V. Měření bylo prováděno opakovaně pro různou hodnotu konstantního vstupního napětí. Ze statické charakteristiky S_{11} (viz Obr. 27) lze vyčíst nejen, že se vlivem zvýšení u_2 ochladí teplota uvnitř modelu, ale i při nízké hodnotě u_1 dochází k maximálnímu ochlazení okolní teplotou (tj. $u_1 = <1, 3 \text{ V}>$ při $u_2 = 6 \text{ V}$). Ze

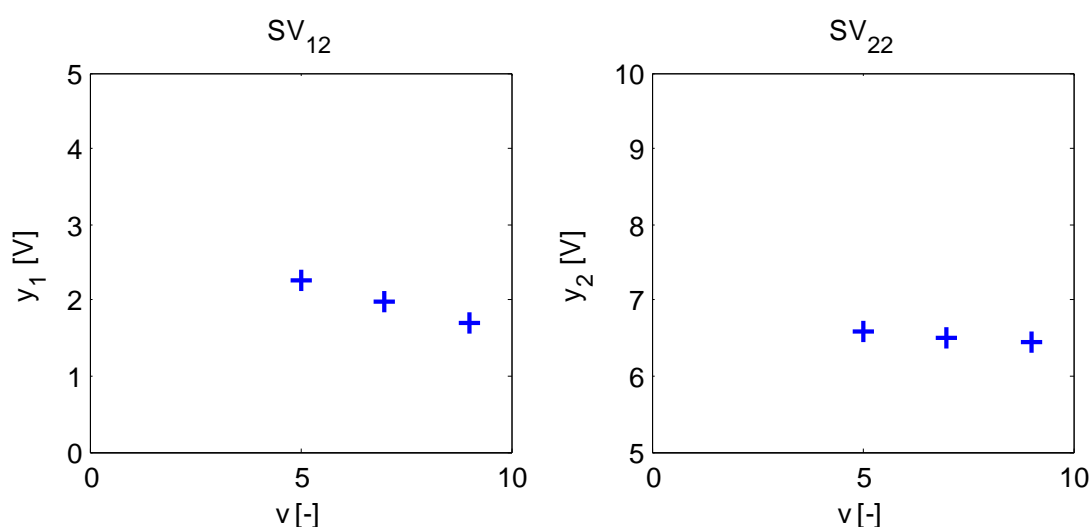
statické charakteristiky S_{22} a S_{21} průtok vzduchu pouze ovlivňuje u_2 . Statická charakteristika S_{12} (viz Obr. 28) se skládá z dvou lineárních částí tj. $\langle 1, 4 \text{ V} \rangle$ a $\langle 4, 10 \text{ V} \rangle$. Zvolená pracovní oblast je $u_2 = \langle 3, 6 \text{ V} \rangle$ a $u_1 > 4 \text{ V}$. Statická charakteristika (viz Obr. 29) je měřena pouze pro $v > 5$ z důvodu minimálního spínacího napětí bočního ventilátoru. Poruchové veličině v v rozsahu $0 - 10$ odpovídají desítky procent z maximálního vstupního napětí na bočním ventilátoru (tj. pokud $v = 5 \rightarrow 50\%$ z $12 \text{ V} \rightarrow 6 \text{ V}$)



Obr. 27. Statická charakteristika získaná pomocí PLC pro přenos S_{11} a S_{21}

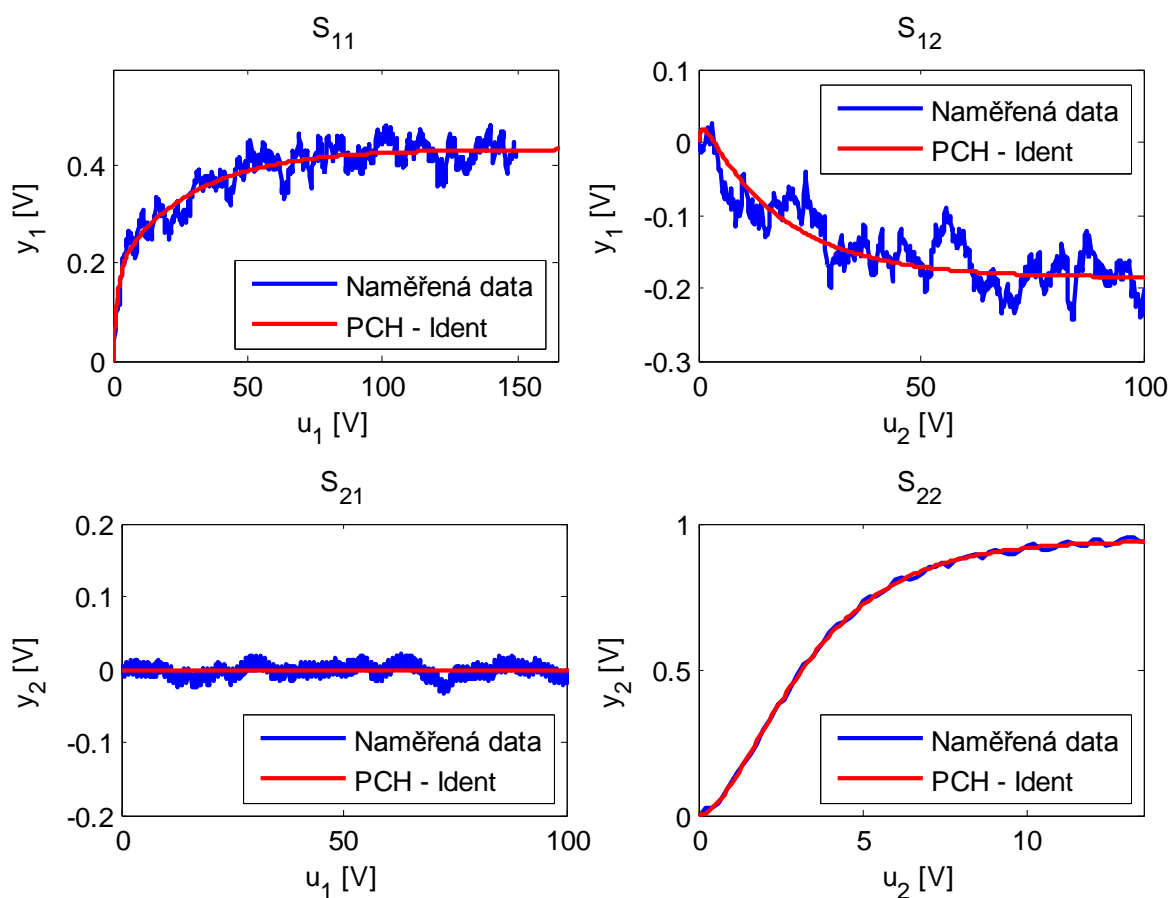


Obr. 28. Statická charakteristika získaná pomocí PLC pro přenos S_{12} a S_{22}

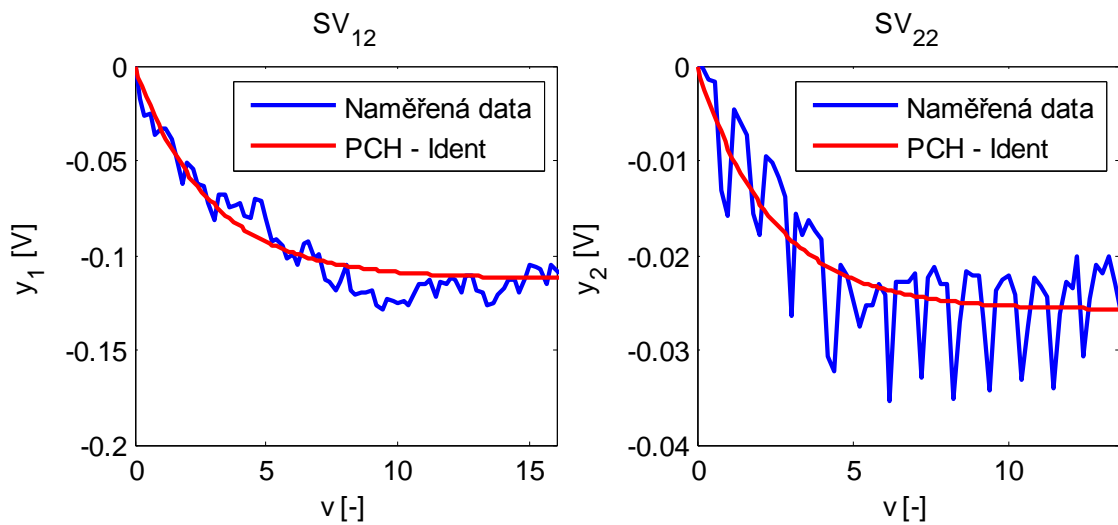


Obr. 29. Statická charakteristika získaná pomocí PLC pro přenos SV_{12} a SV_{22}

Pro měření přechodové charakteristiky byl zvolen pracovní bod $u_1 = 6$ a $u_2 = 5$. Pro tak naměřené přechodové charakteristiky byly přenosy regulovaných soustav identifikovány pomocí systému *Identification Toolbox* (Ident). Srovnání naměřených a identifikovaných dat je znázorněno viz Obr. 30 a Obr. 31.



Obr. 30. Přechodové charakteristiky měřené pomocí PLC



Obr. 31. Přejchodové charakteristiky poruchové veličiny měřené pomocí PLC

Identifikované přenosy regulované soustavy

$$S_{11}(s) = \frac{0.435 \cdot (13.416s + 1)}{(29.173s + 1)(1.877s + 1)} \quad S_{12}(s) = \frac{-0.186 \cdot (-3.018s + 1)}{(18.597s + 1)(0.623s + 1)}$$

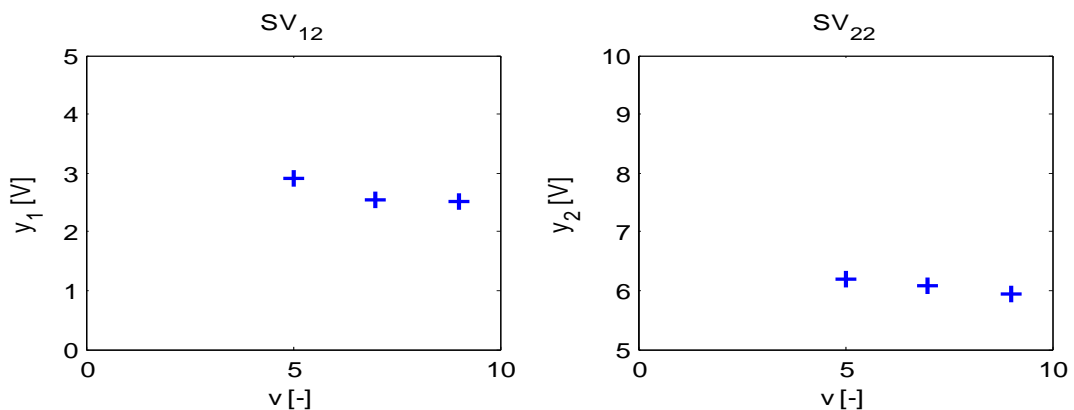
$$S_{21}(s) = 0 \quad S_{22}(s) = \frac{0.941}{(2.162s + 1)(1.425s + 1)}$$

$$SV_{12}(s) = \frac{-0.112}{2.855s + 1}$$

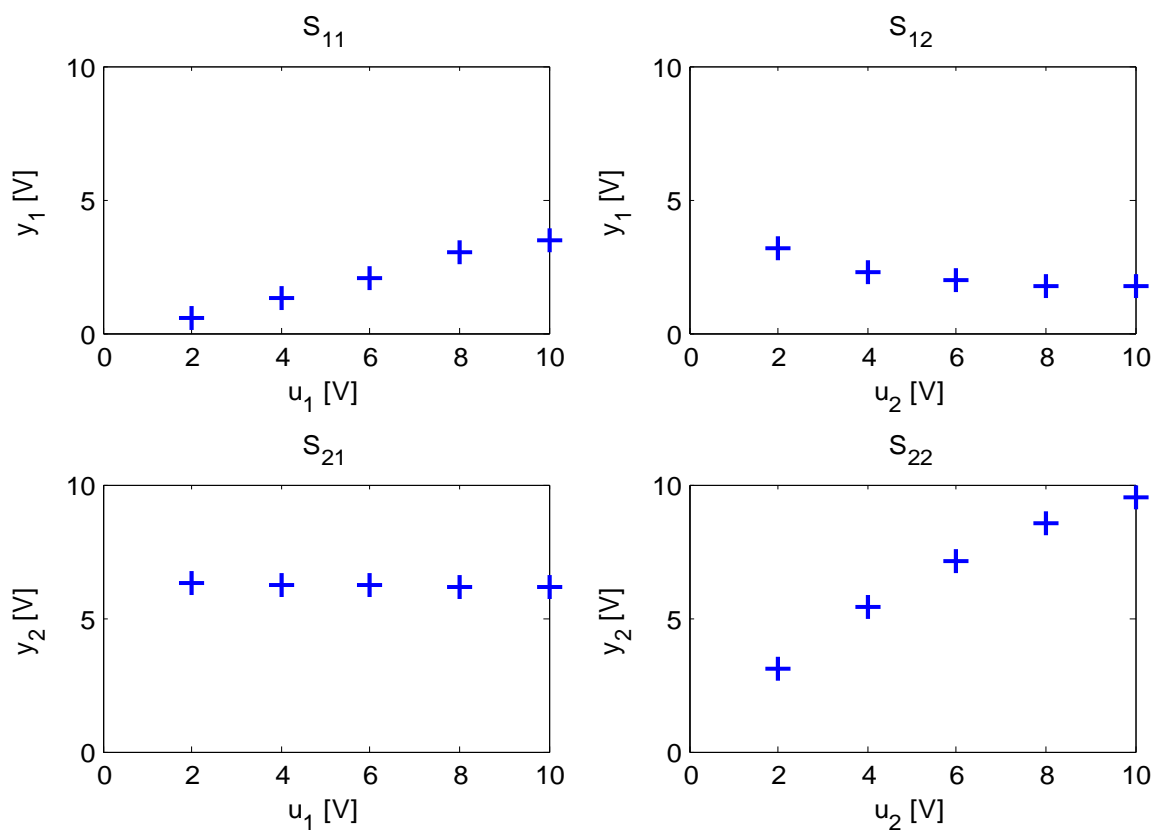
$$SV_{22}(s) = \frac{-0.0257}{2.429s + 1}$$

5.3 Identifikace regulované soustavy pomocí PCI karty

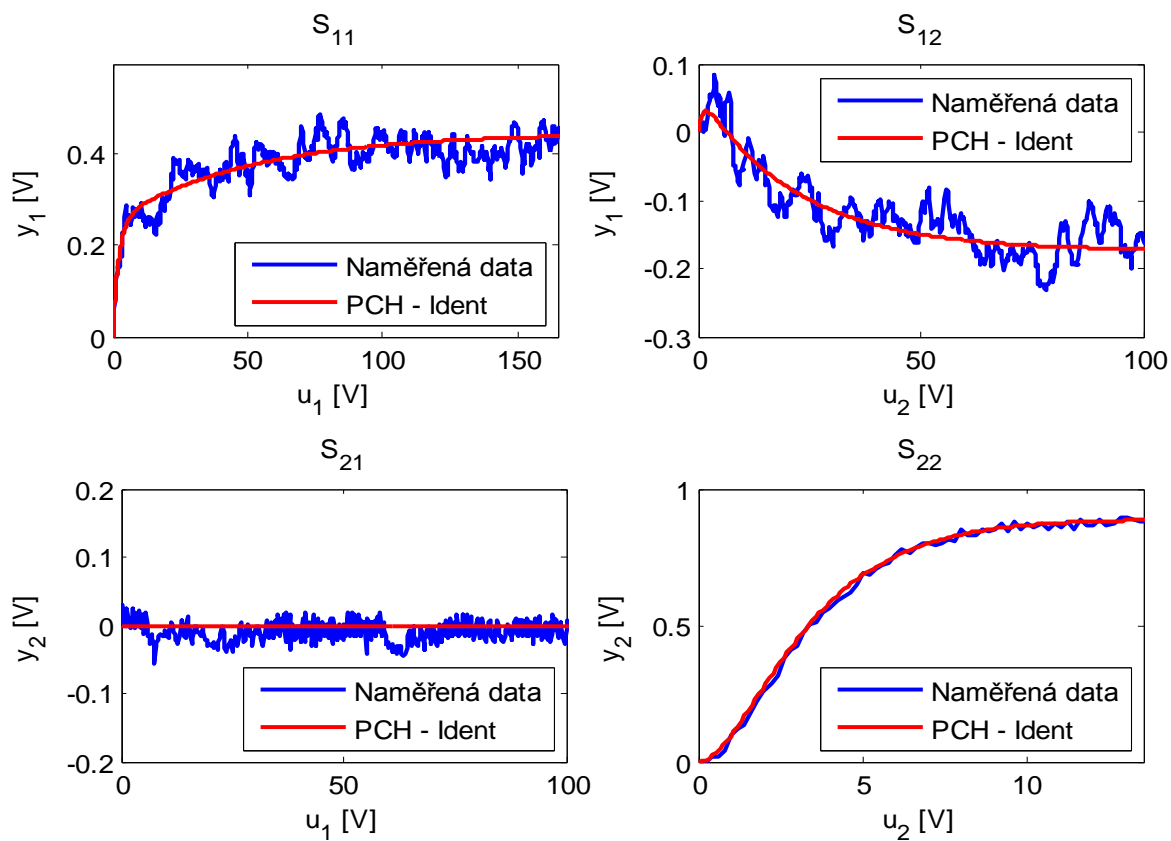
Po propojení PCI karty s teplovzdušným modelem byly změřeny statické a dynamické vlastnosti teplovzdušného modelu. Identifikace byla provedena, aby se ověřila správnost zapojení a shodnost vlastností teplovzdušného modelu. Pro měření byl zvolen pracovní bod $u_1 = 6 \text{ V}$ a $u_2 = 5 \text{ V}$.



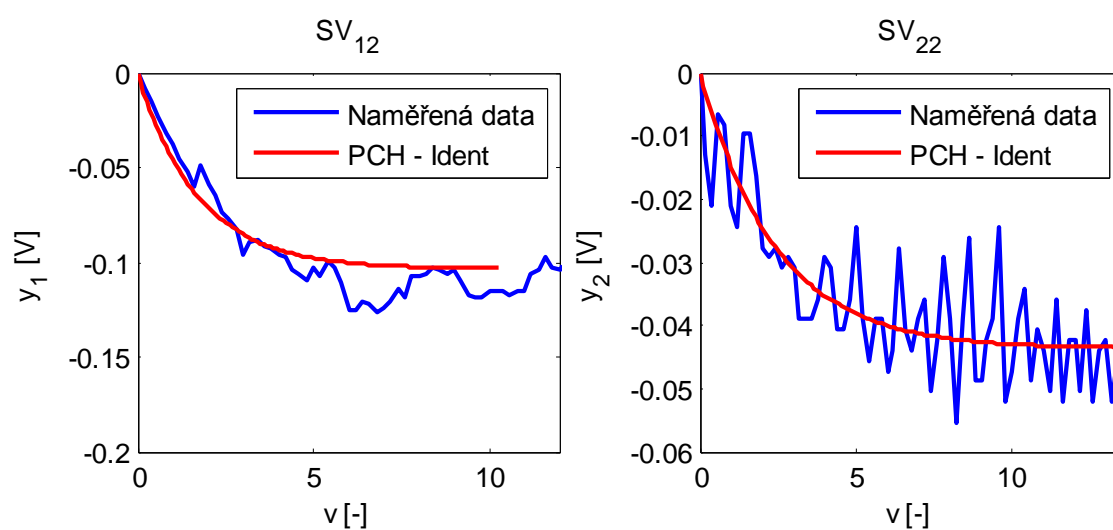
Obr. 32. Statické charakteristiky poruchové veličiny měřené pomocí PCI karty



Obr. 33. Statické charakteristiky měřené pomocí PCI karty



Obr. 34. Přechodové charakteristiky měřené pomocí PCI karty



Obr. 35. Přejchodové charakteristiky poruchové veličiny měřené pomocí PCI karty

Z výše uvedených charakteristik (viz Obr. 32 – Obr. 35) lze vidět, že průběh statických a přechodových charakteristik se shoduje s charakteristikami měřenými pomocí PLC. Shodnost identifikovaných přenosů je porovnána v následující tabulce

Tab. 8. Porovnání identifikovaných přenosů

Přenos	PCI karta	PLC
$S_{11}(s)$	$\frac{0.447 \cdot (29.702s + 1)}{(50.892s + 1)(2.266s + 1)}$	$\frac{0.435 \cdot (13.416s + 1)}{(29.173s + 1)(1.877s + 1)}$
$S_{12}(s)$	$\frac{-0.174 \cdot (-6.088s + 1)}{(22.271s + 1)(0.963s + 1)}$	$\frac{-0.186 \cdot (-3.018s + 1)}{(18.597s + 1)(0.623s + 1)}$
$S_{21}(s)$	0	0
$S_{22}(s)$	$\frac{0.889}{(2.068s + 1)(1.507s + 1)}$	$\frac{0.941}{(2.162s + 1)(1.425s + 1)}$
$SV_{12}(s)$	$\frac{-0.103}{1.716s + 1}$	$\frac{-0.112}{2.855s + 1}$
$SV_{22}(s)$	$\frac{-0.043}{2.416s + 1}$	$\frac{-0.0257}{2.429s + 1}$

6 REGULACE TEPLOVZDUŠNÉHO MODELU

Hlavním cílem regulace teplovzdušného modelu bylo zajistit stabilitu, autonomnost a invariantnost regulovaného obvodu. Regulační obvod byl navržen dle struktury uvedené v kap. 3. Pro návrh hlavního regulátoru R_{11} (pro měření teploty) je použita 1DoF konfigurace. Metody požadovaného modelu a vyváženého nastavení jsou použity pro návrh hlavního regulátoru R_{22} (pro měření průtoku vzduchu). Veškeré průběhy regulačního pochodu jsou uvedeny v příloze (viz Příloha P I). Regulační pochod je brán od prvního ustáleného stavu.

6.1 Hlavní regulátory, filtry, kompenzační členy

Pro návrh parametrů hlavních regulátorů, filtru a kompenzačních členů vycházíme z přenosu regulované soustavy kde

$$\mathbf{G}_s(s) = \begin{bmatrix} S_{11}(s) & S_{12}(s) \\ S_{21}(s) & S_{22}(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{0.435 \cdot (13.416s + 1)}{(29.173s + 1)(1.877s + 1)} & \frac{-0.186 \cdot (-3.018s + 1)}{(18.597s + 1)(0.623s + 1)} \\ 0 & \frac{0.941}{(2.162s + 1)(1.425s + 1)} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{G}_{sv}(s) = \begin{bmatrix} SV_{12}(s) \\ SV_{22}(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-0.112}{2.855s + 1} \\ \frac{-0.0257}{2.429s + 1} \end{bmatrix}$$

Návrh filtru

Pro návrh filtru k zajištění autonomnosti platí dle vztahu (48) následující rovnice.

$$F_{12}(s) = \frac{s_{21}(s)}{s_{22}(s)} F_{22}(s) = -\frac{S_{12}(s)}{S_{11}(s)} F_{22}(s)$$

$$F_{21}(s) = \frac{s_{12}(s)}{s_{11}(s)} F_{11}(s) = -\frac{S_{21}(s)}{S_{22}(s)} F_{11}(s)$$

dílčí členy filtru jsou voleny

$$F_{22}(s) = 1, \quad F_{11}(s) = 1$$

odtud matice filtru má parametry

$$\mathbf{F}(s) = \begin{bmatrix} F_{11}(s) & F_{12}(s) \\ F_{21}(s) & F_{22}(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \frac{-0.4636s^3 - 0.1123s^2 + 0.07681s + 0.002746}{s^3 + 1.733s^2 + 0.21s + 0.006433} \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Obraz matice přenosu regulované soustavy

$$G_{sx}(s) = \begin{bmatrix} G_{sx1}(s) & 0 \\ 0 & G_{sx2}(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{0.1067s + 0.007953}{s^2 + 0.5668s + 0.01825} & 0 \\ 0 & \frac{0.3055}{s^2 + 1.164s + 0.3244} \end{bmatrix}$$

Návrh kompenzačního členu

Pro zajištění absolutní invariantnosti platí vztah (56). Dosazením získáme dílčí přenosy kompenzačního členu ve tvaru

$$KC_{12}(s) = \frac{S_{22}(s)SV_{12}(s) - S_{12}(s)SV_{22}(s)}{S_{11}(s)S_{22}(s) - S_{12}(s)S_{21}(s)} = \frac{0.009s^6 - 0.22s^5 - 0.58s^4 - 0.36s^3 - 0.07s^2 - 0.004s - 8.1 \cdot 10^{-5}}{s^5 + 2.12s^4 + 0.91s^3 + 0.15s^2 + 0.01s + 0.0002}$$

$$KC_{22}(s) = \frac{S_{11}(s)SV_{22}(s) - S_{21}(s)SV_{12}(s)}{S_{11}(s)S_{22}(s) - S_{12}(s)S_{21}(s)} = \frac{-0.02s^2 - 0.023s - 0.006}{s + 0.205}$$

Návrh hlavních regulátorů

Metoda požadovaného modelu

Tato metoda je použita pro regulaci dílčího obrazu regulované soustavy $G_{sx2}(s)$, kde

$$G_{sx2}(s) = \frac{0.3055}{s^2 + 1.164s + 0.3244} = \frac{0.941}{(2.162s + 1)(1.425s + 1)} = \frac{K}{(T_1s + 1)(T_2s + 1)}$$

Pro tento regulovaný přenos odpovídá analogový regulátor typu PID (viz Tab. 1).

$$R_{22}(s) = k_p \left(1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s \right)$$

kde

$$k_p = \frac{2T_I}{K(2T_w + T)}, \quad T_I = T_1 + T_2 - T, \quad T_D = \frac{T_1 T_2}{T_1 + T_2} - \frac{T}{4}$$

pro analogový regulátor se $T=0$. Hodnota $T_w=5$ je zvolena z přechodové charakteristiky.

Hodnoty hlavního regulátoru jsou následující

$$T_I = T_1 + T_2 - T = 2.162 + 1.425 - 0 = 3.587$$

$$k_p = \frac{2T_I}{K(2T_w + T)} = \frac{2 \cdot 3.587}{0.941 \cdot (2 \cdot 5 + 0)} = 0.7619$$

$$T_D = \frac{T_1 T_2}{T_1 + T_2} - \frac{T}{4} = \frac{2.162 \cdot 1.425}{2.162 + 1.425} - \frac{0}{4} = 0.8591$$

$$R_{22}(s) = 0.7619 \left(1 + \frac{1}{3.587s} + 0.8591s \right)$$

Metoda vyváženého nastavení

Pro použití této metody se musí dílčí obraz regulované soustavy $G_{sx2}(s)$ přepsat na model soustavy prvního řádu s dopravním zpožděním.

$$G_{sx2}(s) = \frac{0.941}{(2.162s+1)(1.425s+1)} = \frac{0.941}{2.162s+1} e^{-s1.425} = \frac{K}{T_1s+1} e^{-sT_d}$$

Dle vztahů uvedených v kapitole 3.2.2 je normalizované dopravní zpoždění τ a průměrná doba ustálení T_{ar} rovna

$$\tau = \frac{T_d}{T_d + T_1} = \frac{1.425}{1.425 + 2.162} = 0.3972$$

$$T_{ar} = T_d + T_1 = 1.425 + 2.162 = 3.587$$

Parametry hlavního regulátoru jsou následující

$$k_p = \frac{1}{K} \left[1 - \frac{2\tau}{1 + \sqrt{1 + 2\tau^2}} \right] = \frac{1}{0.941} \left[1 - \frac{2 \cdot 0.3972}{1 + \sqrt{1 + 2 \cdot 0.3972^2}} \right] = 0.656$$

$$T_I = \left[\frac{1 + \sqrt{1 + 2\tau^2}}{2} - \tau \right] T_{ar} = \left[\frac{1 + \sqrt{1 + 2 \cdot 0.3972^2}}{2} - 0.3972 \right] \cdot 3.587 = 2.426$$

$$T_D \leq \frac{T_I}{4} = \frac{2.426}{4} = 0.606$$

$$R_{22}(s) = 0.656 \cdot \left(1 + \frac{1}{2.426s} + 0.606s \right)$$

1DoF konfigurace

Tato metoda je použita pro regulaci dílčího obrazu regulované soustavy $G_{sxl}(s)$, která je ve tvaru

$$G_{sxl}(s) = \frac{0.1067s + 0.007953}{s^2 + 0.5668s + 0.01825}$$

Z přenosu obrazu regulované soustavy vyplývá, že $\deg a = 2$ a $\deg b = 1$. Uvažujeme-li, že změna žádané hodnoty bude skoková, tak obraz této funkce je

$$W_s(s) = \frac{w_0}{s}$$

a tedy $f_w(s) = s \rightarrow \deg f = 1$.

Z rovnic (80), (81), (82) získáme stupně polynomu pro diofantickou rovnicí (77).

$$\deg q = \deg a + \deg f - 1 = 2 + 1 - 1 = 2$$

$$\deg \tilde{p} = \deg a - 1 = 2 - 1 = 1$$

$$\deg d = 2 \deg a(s) + \deg f - 1 = 2 \cdot 2 + 1 - 1 = 4$$

Tvar diofantické rovnice je následující

$$a(s)p(s) + b(s)q(s) = d(s)$$

$$(s^2 + a_1s + a_0)s(\tilde{p}_1s + \tilde{p}_0) + (b_1s + b_0)(q_2s^2 + q_1s + q_0) = (s + \alpha_1)(s + \alpha_2)(s + \alpha_3)(s + \alpha_4)$$

$$\begin{aligned} \tilde{p}_1s^4 + (\tilde{p}_0 + a_1\tilde{p}_1 + b_1q_2)s^3 + (a_1\tilde{p}_0 + a_0\tilde{p}_1 + b_0q_2 + b_1q_1)s^2 + (a_0\tilde{p}_0 + b_1q_0 + b_0q_1)s + b_0q_0 = \\ = s^4 + d_3s^3 + d_2s^2 + d_1s + d_0 \end{aligned}$$

Porovnáním stupně polynomů získáme soustavu rovnic

$$s^0 : b_0q_0 = d_0$$

$$s^1 : a_0\tilde{p}_0 + b_1q_0 + b_0q_1 = d_1$$

$$s^2 : a_1\tilde{p}_0 + a_0\tilde{p}_1 + b_0q_2 + b_1q_1 = d_2$$

$$s^3 : \tilde{p}_0 + a_1\tilde{p}_1 + b_1q_2 = d_3$$

$$s^4 : \tilde{p}_1 = 1$$

kde d_0, d_1, d_2 a d_3 jsou

$$d_3 = \alpha_1 + \alpha_2 + \alpha_3 + \alpha_4$$

$$d_2 = \alpha_1\alpha_2 + \alpha_1\alpha_3 + \alpha_1\alpha_4 + \alpha_2\alpha_3 + \alpha_2\alpha_4 + \alpha_3\alpha_4$$

$$d_1 = \alpha_1\alpha_2\alpha_3 + \alpha_1\alpha_2\alpha_4 + \alpha_1\alpha_3\alpha_4 + \alpha_2\alpha_3\alpha_4$$

$$d_0 = \alpha_1\alpha_2\alpha_3\alpha_4$$

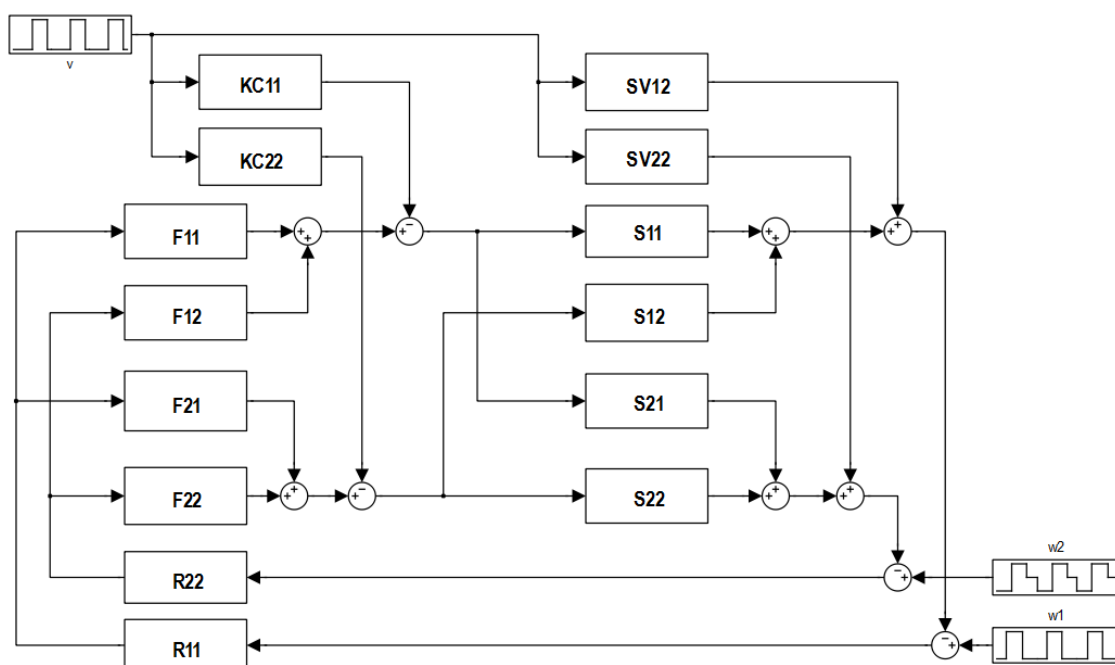
Pomocí výpočtu prostředí MATLAB získáme řešením soustavy rovnic, kde jsou zvoleny koeficienty $\alpha_1 = 0.7$, $\alpha_2 = 0.1$, $\alpha_3 = 0.05$, $\alpha_4 = 0.05$. Výsledný regulátor je ve tvaru

$$R_{11}(s) = \frac{q_2s^2 + q_1s + q_0}{\tilde{p}_1s^2 + \tilde{p}_0s} = \frac{2.3587s^2 + 0.6493s + 0.0220}{s^2 + 0.0815s}$$

6.2 Simulační průběh

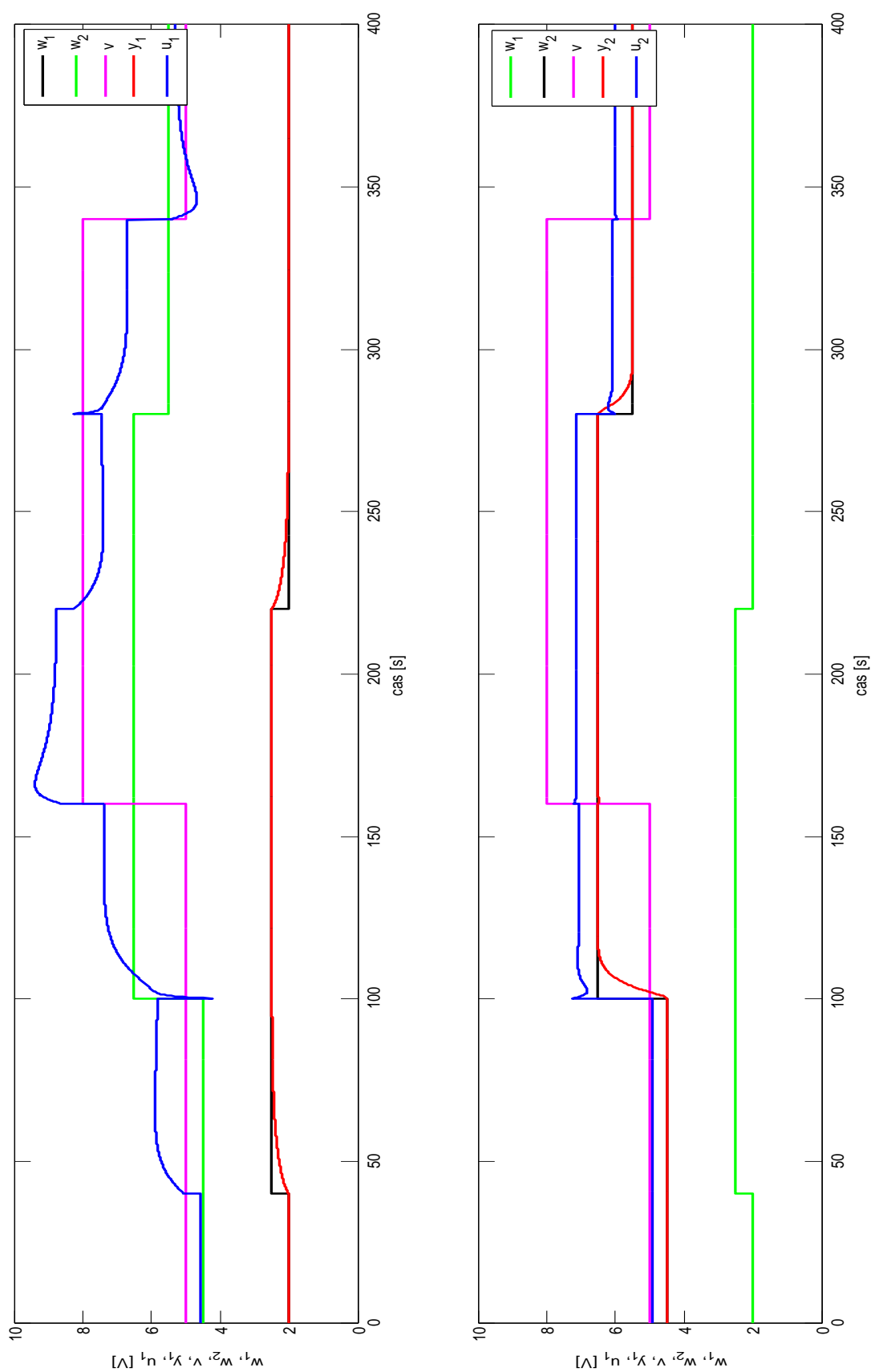
Simulační průběhy pro řízení teplovzdušného modelu byly provedeny v MATLAB/Simulink. Nejprve byl navržen regulační spojitý obvod. Následně byl převeden na diskretní obvod o periodě vzorkování 1s. Diskretizace obvodu byla provedena pomocí funkce *c2d* (). Analogové regulátory PID (PD) byly nahrazeny číslicovými regulátory, u kterých byla nastavena integrační metoda na *Backward Euler* a metoda filtrace na *Forward Euler* ($N=1$). Výsledný číslicový regulátor je ve tvaru

$$PID \rightarrow k_p \left(1 + \frac{1}{T_I} \frac{z}{z-1} + T_D \frac{z-1}{z} \right) \quad PD \rightarrow k_p \left(1 + T_D \frac{z-1}{z} \right) \quad \text{pro } T = 1s \quad (88)$$

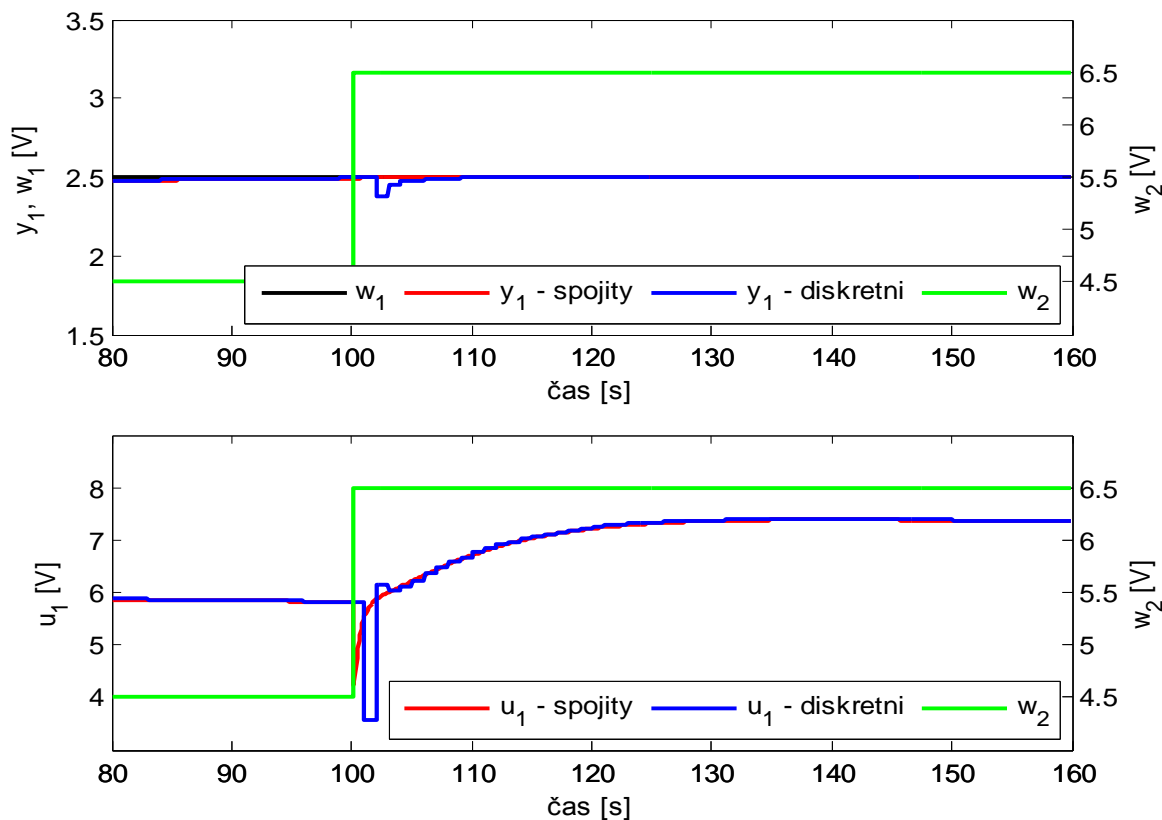


Obr. 36. Simulační spojitý regulační obvod

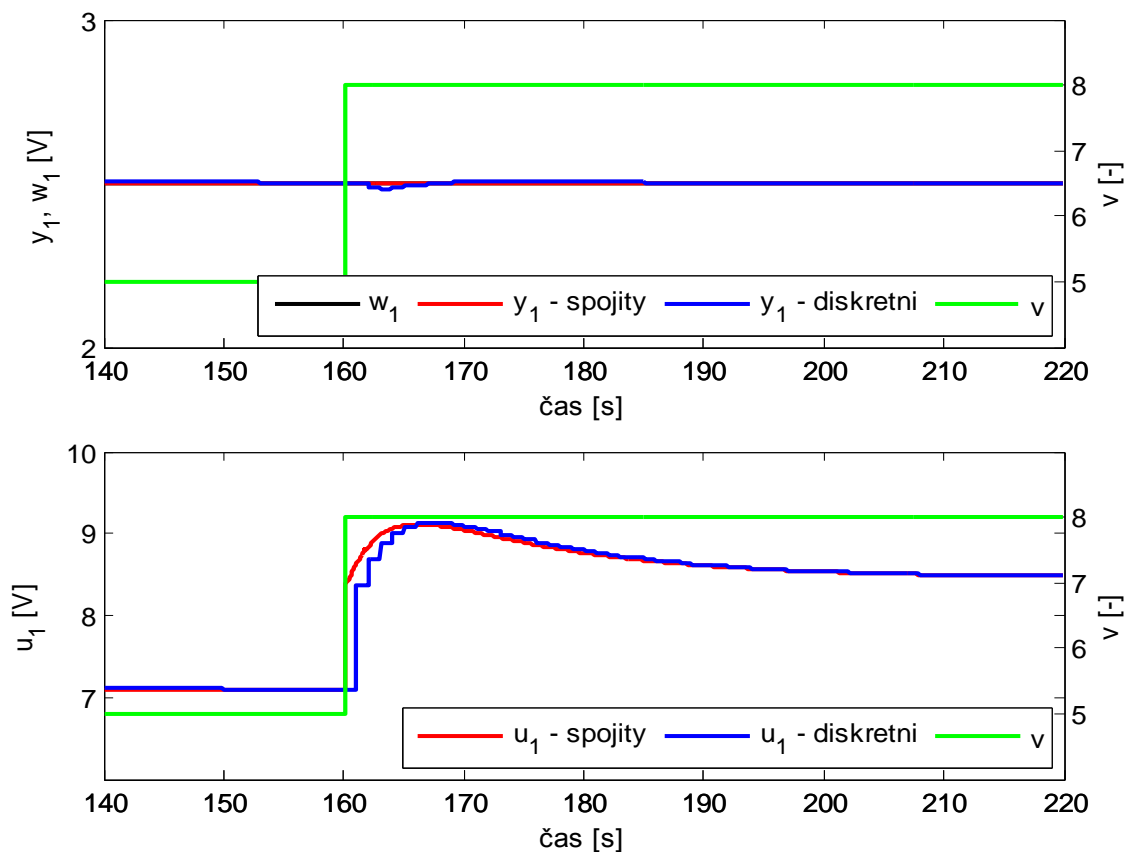
Na spojitém simulačním průběhu (viz Příloha P I – Obr. I, Obr. 37) je zřejmé, že je splněna stabilita, autonomnost i absolutní invariantnost regulačního obvodu. Po výše uvedené diskretizaci se projeví vliv diskretizace při skokové změně u_2 a v na výstupní veličinu y_1 (viz Příloha P I – Obr. II a Obr. VI). Podrobné srovnání průběhů spojitého a diskretního regulovaného obvodu je zobrazeno na níže uvedených obrázcích (viz Obr. 38 a Obr. 39).



Obr. 37. Spojitý simulační průběh regulačního pochodu



Obr. 38. Srovnání spojitého a diskrétního průběhu regulačního pochodu 1



Obr. 39. Srovnání spojitého a diskrétního průběhu regulačního pochodu 2

6.3 Regulace teplovzdušného modelu pomocí PLC

Pro regulaci teplovzdušného modelu pomocí PLC bylo nutno převést spojité přenosy filtrů, kompenzačních členů a regulátorů pomocí diskretizace na diferenční rovnice. Regulace je řešena jako posloupnost řešení diferenčních rovnic. Pro převod do diskrétní oblasti byla zvolena vzorkovací perioda 1s. Příklad převodu do diferenční rovnice je následující.

$$S_{22}(s) = \frac{0.941}{(2.162s+1)(1.425s+1)} \Rightarrow S_{22}(z^{-1}) = \frac{Y_2(z)}{U_2(z)} = \frac{0.08139z^{-1} + 0.05814z^{-2}}{1 - 1.217z^{-1} + 0.3648z^{-2}} \text{ pro } T=1$$

$$y_2(k) = 1.217 \cdot y_2(k-1) - 0.3648 \cdot y_2(k-2) + 0.08139 \cdot u_2(k-1) + 0.05814 \cdot u_2(k-2)$$

Příklad pro převod analogového PID do diferenční rovnice

$$PID \rightarrow P \left(1 + \frac{I}{s} + Ds \right) \Rightarrow P \left(1 + I \frac{z}{z-1} + D \frac{z-1}{z} \right) \text{ pro } T=1$$

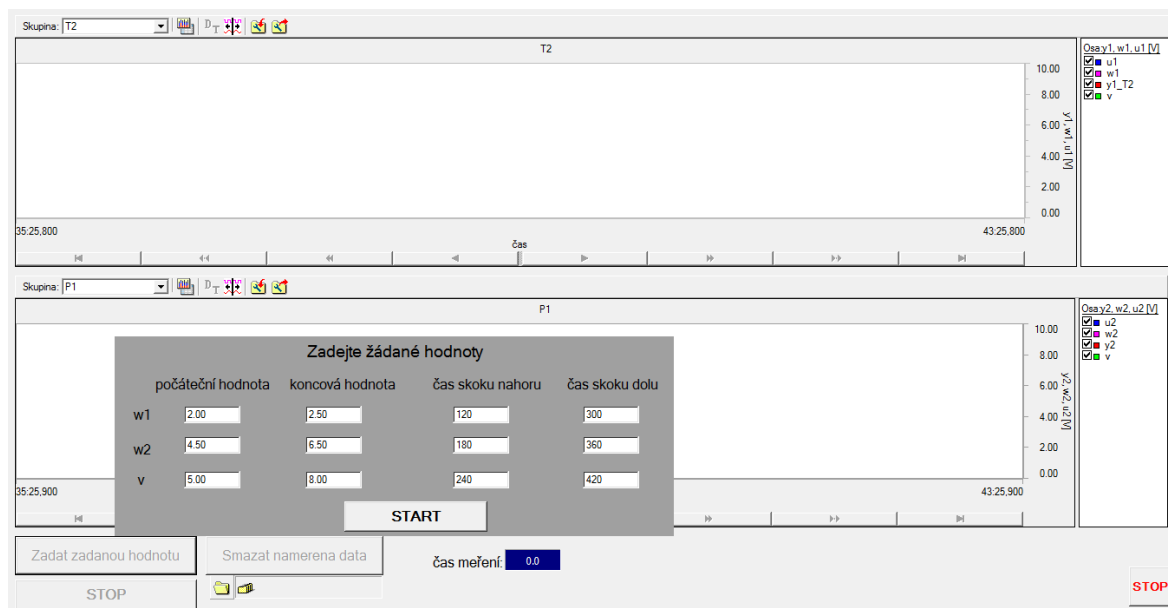
po úpravě

$$\frac{(P + PI + PD) + (-P - 2 \cdot PD)z^{-1} + PDz^{-2}}{1 - z^{-1}} = \frac{U(z)}{E(z)}$$

$$u(k) = u(k-1) + (P + PI + PD) \cdot e(k) + (-P - 2 \cdot PD) \cdot e(k-1) + PD \cdot e(k-2)$$

Monitorování a archivace dat

Jedna z možností jak využít SCADA/HMI (Supervisory Control And Data Acquisition/ Human Machine Interface) je monitorování a archivace. Pro tuto práci je zvolen program Control Web 6. Control Web je aplikace pro řízení v reálném čase. Mezi jeho základní funkce patří ovládání různých veličin spojitých, binárních nebo textových a zobrazování stavu těchto veličin. V kombinaci se silnou podporou komunikace po síti je možné vizualizovat celý průmyslový proces. Pro komunikaci ControlWebu s PLC je nutné mít nainstalovaný ovladač od firmy Tecomat. Pro daný ovladač je zapotřebí definovat rozsah a typ vstupních a výstupních adres pro parametrický (*.par) a mapovací (*.dmf) soubor. Na níže uvedeném obrázku (viz Obr. 40) je znázorněna ukázka programu Control Web pro řízení teplovzdušného modelu. Ukázka obsahuje dvakrát *data_wiever* pro grafické znázornění průběhu regulačního pochodu, *archiver* pro ukádání dat ve formátu *Data.DBF* a pomocné tlačítka pro zadávání hodnot, spouštění a ukončení měření. [16]



Obr. 40. Ukázka programu Control Web

Měření regulovaného obvodu

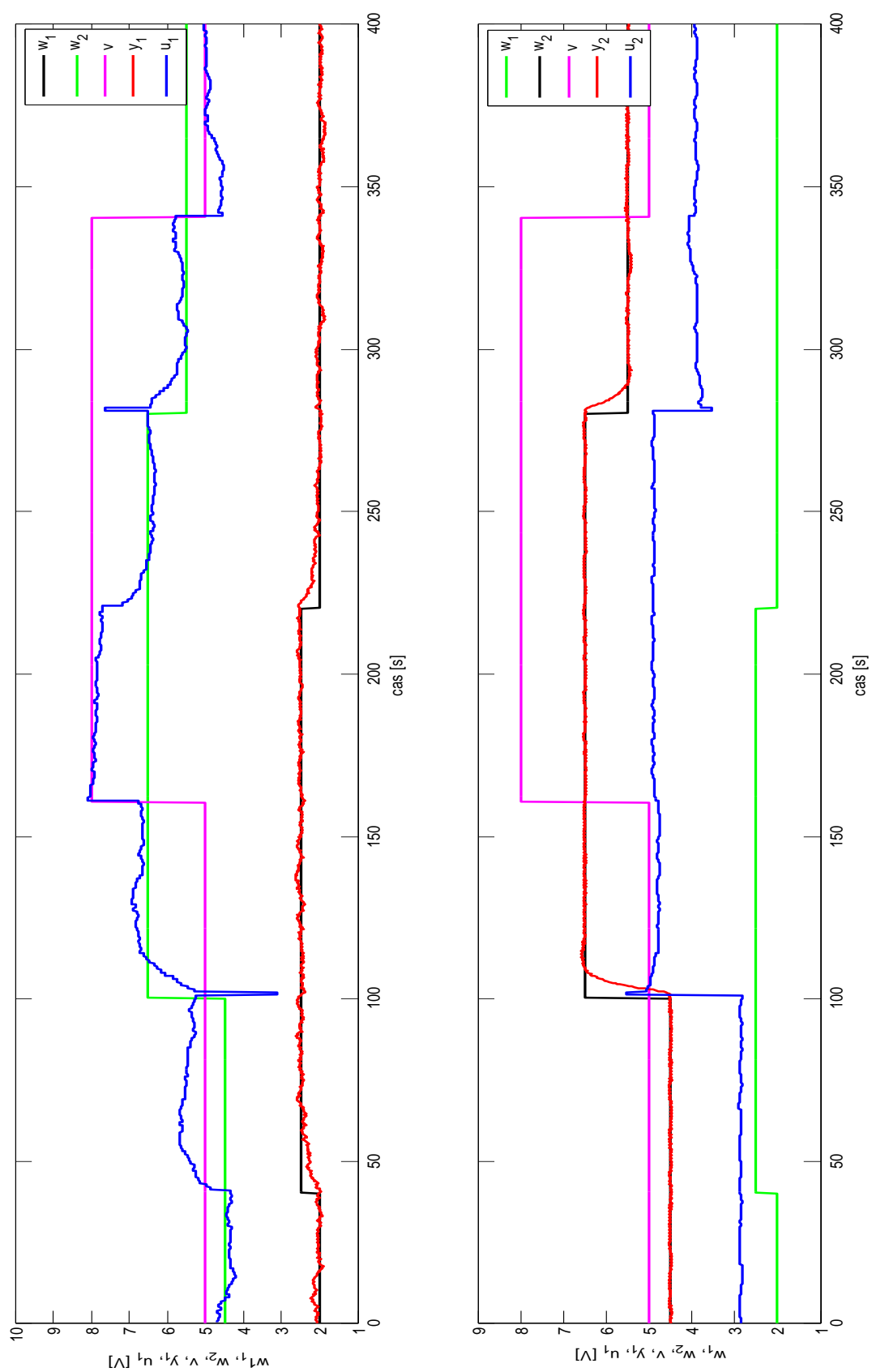
Měření regulovaného obvodu bylo změřeno pro následující 4 varianty:

Varianta 1. – Regulátor R_{22} je nastaven metodou vyváženého nastavení. Regulace je s použitím filtrů a kompenzačních členů. Regulační průběh je zobrazen v příloze (viz Příloha P I – Obr. IX) a v praktické části (viz Obr. 41).

Varianta 2. – Regulátor R_{22} je nastaven metodou vyváženého nastavení. Regulace je bez použití filtrů a kompenzačních členů. Regulační průběh je zobrazen v příloze (viz Příloha P I – Obr. X).

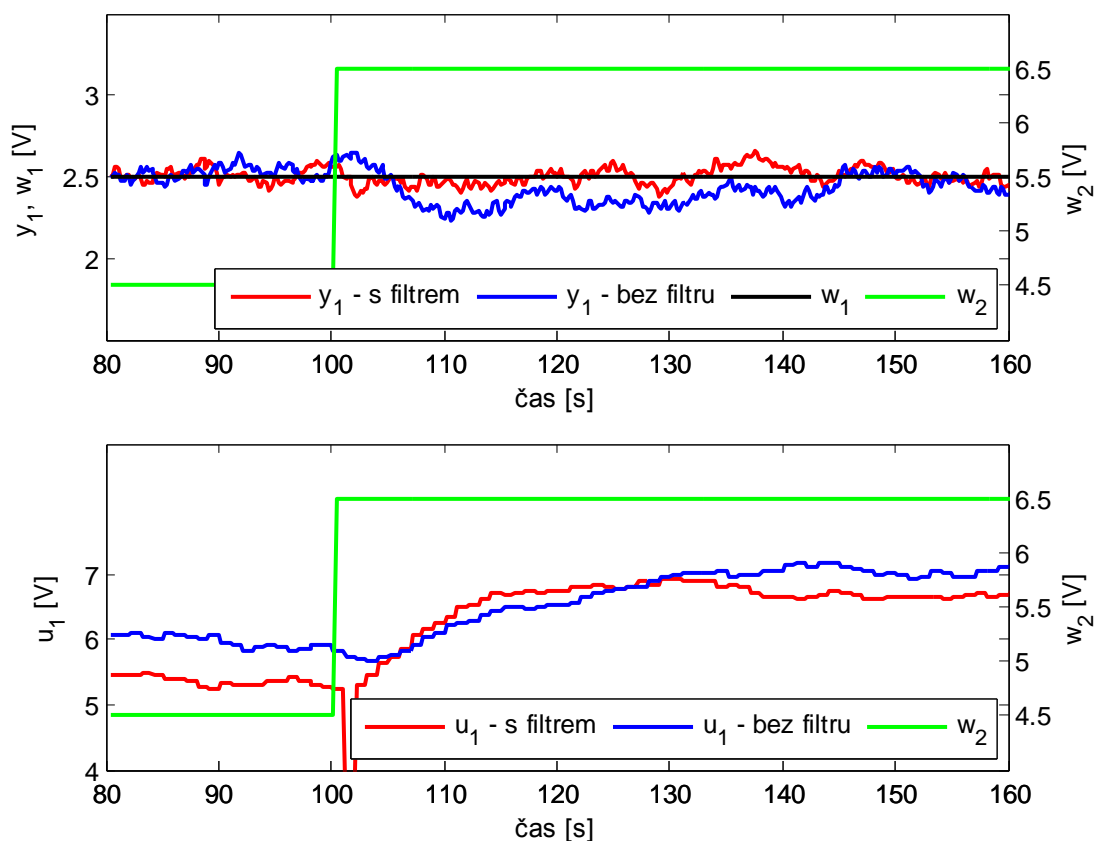
Varianta 3. – Regulátor R_{22} je nastaven metodou požadovaného modelu. Regulace je s použitím filtrů a kompenzačních členů. Regulační průběh je zobrazen v příloze (viz Příloha P I – Obr. XI).

Varianta 4. – Regulátor R_{22} je nastaven metodou požadovaného modelu. Regulace je bez použití filtrů a kompenzačních členů. Regulační průběh je zobrazen v příloze (viz Příloha P I – Obr. XII).



Obr. 41. Průběh regulačního pochodu řízeného pomocí PLC

Z výše uvedených zobrazení variant 1 – 4 se regulační průběh chová stabilně. Požadavek na autonomnost a invariantnost je splněn pouze s použitím filtrů a kompenzačních členů (varianta 1 a 3). Podrobné srovnání s použitím a bez použití filtru je zobrazeno na níže uvedených obrázcích (viz Obr. 42).

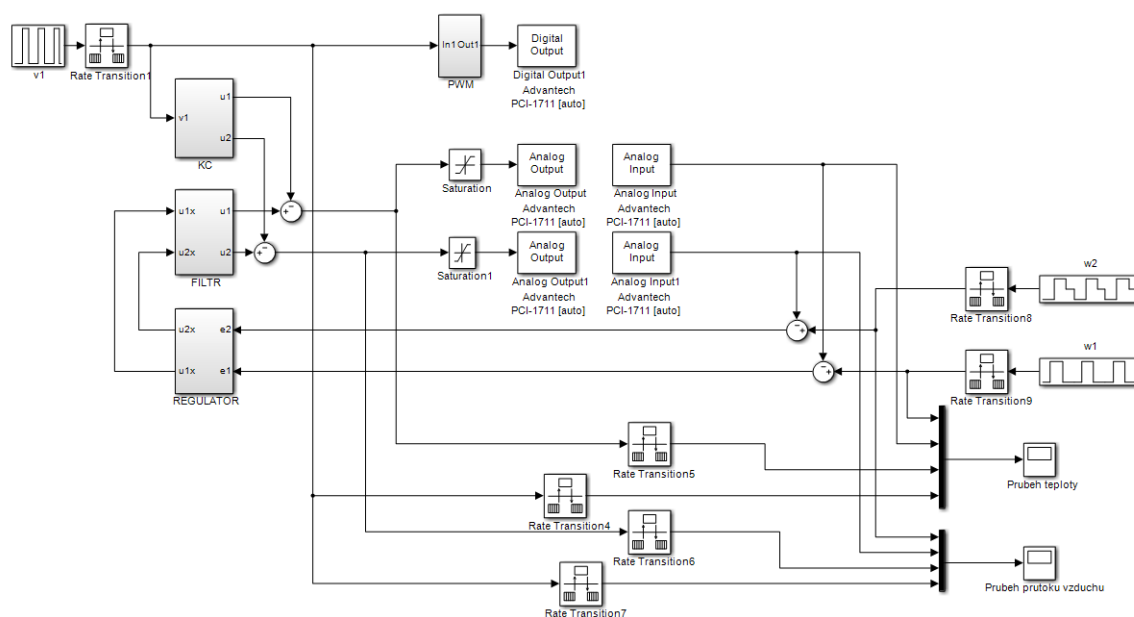


Obr. 42. Srovnání průběhu regulačního pochodu s filtrem a bez něj

Z uvedeného průběhu (viz Obr. 42) skoková změna žádané hodnoty w_2 způsobí ochlazení regulované veličiny y_1 . Bez pomoci filtru dochází k vychýlení regulované veličiny y_1 od žádané veličiny w_2 . Akční zásahy u_1 se zpočátku průběhu liší, to je způsobeno rozdílnou okolní teplotou v čase měření.

6.4 Regulace teplovzdušného modelu pomocí PCI karty

Pro řízení regulačního obvodu pomocí PCI karty je použito diskrétní simulační schéma, ve kterém jsou nahrazeny bloky pro přenos regulované soustavy za analogové vstupy/výstupy (viz Obr. 43). Poruchová veličina je řízena binárním výstupem pomocí pulzní šířkové modulace.



Obr. 43. Schéma regulačního obvodu řízeného pomocí PCI karty

Regulace teplovzdušného modelu proběhla pro 4 varianty uvedené v kap. 6.3. Průběhy regulačních pochodů jsou zobrazeny v příloze (viz Příloha P I), kde

Varianta 1 – viz Obr. XIII

Varianta 2 – viz Obr. XIV

Varianta 3 – viz Obr. XV

Varianta 4 – viz Obr. XVI

Naměřené průběhy regulačních pochodů pomocí PCI karty jsou téměř shodné s průběhy naměřenými pomocí PLC. U všech regulačních pochodů, kde jsou použity filtry a kompenzační členy, je zajištěna vlastnost autonomnosti a invariantnosti regulovaného obvodu.

6.5 Vyhodnocení průběhu regulačních pochodů

Pro vyhodnocení kvality průběhu regulačních pochodů byla použita integrální kritéria (ISE, IAE a ITAE), která jsou popsána v kap. 3.3. Kvadratické integrální kritérium (ISE) a usměrněná lineární plocha (IAE) jsou vypočteny pro celý průběh regulačního pochodu. Kritériem ITAE je vyhodnocen pouze přechodový děj pro regulovanou veličinu y_2 tj. pro čas $<100 - 150 \text{ s}>$.

Tab. 9. Kvalita regulačního pochodu s regulátorem R_{22} nastavený metodou vyváženého nastavení a regulátorem R_{11} nastavený metodou 1DoF konfigurace

Regulační průběh		$e_1(t)$		$e_2(t)$	
		ISE	IAE	ISE	IAE
S filtrem a kompenzačním členem	Simulační spojitý průběh (viz Obr. I)	2.92	12.73	13.73	13.94
	Simulační diskrétní průběh (viz Obr. II)	3.71	14.72	19.05	16.85
	Řízení pomocí PLC (viz Obr. IX)	4.17	25.34	15.22	18.41
	Řízení pomocí PCI karty (viz Obr. XIII)	5.53	27.40	17.00	22.12
Bez filtru a kompenzačního členu	Simulační spojitý průběh (viz Obr. III)	7.48	38.92	13.80	14.70
	Simulační diskrétní průběh (Obr. IV)	8.50	40.26	19.23	17.27
	Řízení pomocí PLC (viz Obr. X)	6.36	36.06	15.03	17.88
	Řízení pomocí PCI karty (viz Obr. XIV)	6.70	37.00	16.22	22.11

Ve výše uvedené tabulce (viz Tab. 9) dosahoval nejlepších výsledků kvality regulace simulační spojitý průběh s využitím filtru a kompenzačního členu u obou použitých metod výpočtu kritérií. Simulační diskrétní průběh s použitím filtru a kompenzačního členu dosahoval lepších výsledků, než průběhy řízené pomocí PLC a PCI karty, protože na diskrétní průběh nepůsobí vliv okolního prostředí. Naopak při měření teplovzdušné soustavy pomocí PLC a PCI karty bez použití filtru a kompenzačního členu, jsou výsledné hodnoty integrálních kritérií nižší než simulační průběh, protože vliv poruchové veličiny v na regulovanou veličinu y_1 byl nedostatečný.

Tab. 10. Kvalita regulačního pochodu s regulátorem R_{22} nastavený metodou požadovaného modelu a regulátorem R_{11} nastavený metodou 1DoF konfigurace

Regulační průběh		$e_1(t)$		$e_2(t)$	
		ISE	IAE	ISE	IAE
S filtrem a kompenzačním členem	Simulační spojitý průběh (viz Obr. I)	2.92	12.73	12.64	15.06
	Simulační diskrétní průběh (viz Obr. II)	3.63	14.32	17.40	17.55
	Řízení pomocí PLC (viz Obr. IX)	4.59	27.98	14.36	17.59
	Řízení pomocí PCI karty (viz Obr. XIII)	4.53	27.46	17.38	23.96
Bez filtru a kompenzačního členu	Simulační spojitý průběh (viz Obr. III)	7.53	39.12	12.60	15.96
	Simulační diskrétní průběh (Obr. IV)	8.36	39.75	18.39	19.03
	Řízení pomocí PLC (viz Obr. X)	6.09	32.59	13.76	18.87
	Řízení pomocí PCI karty (viz Obr. XIV)	6.35	31.15	17.72	23.90

Z výše uvedené tabulky (viz Tab. 10) jsou hodnoty integrálního kritéria srovnatelné jako hodnoty uvedené v Tab. 9. Z hodnot uvedených v těchto tabulkách nelze rozhodnout, která z použitých metod pro výčet parametrů regulátoru R_{22} dosahuje lepších výsledků. Proto je vyhodnocen kritériem ITAE pouze přechodový děj pro regulovanou veličinu y_2 tj. pro čas $<100 - 150 \text{ s}>$ (viz Tab. 11). Z níže uvedené tabulky dosahoval regulační pochod lepších výsledků s nastavením regulátoru R_{22} metodou vyváženého nastavení.

Tab. 11. Kvalita regulace přechodového děje vyhodnocená kritériem ITAE

Regulační průběh	Metodu vyváženého nastavení	Metoda požadovaného modelu
Simulační spojitý průběh (viz Obr. I)	37.0619	53.0982
Simulační diskrétní průběh (viz Obr. II)	42.2786	65.5410
Řízení pomocí PLC (viz Obr. IX)	41.3176	61.3194
Řízení pomocí PCI karty (viz Obr. XIII)	46.4619	66.4385

ZÁVĚR

Cílem diplomové práce bylo rozšířit komunikační rozhraní modelu a vybraným přístupem regulovat monohorozměrovou regulovanou soustavu teplovzdušného modelu.

Teoretická část se zabývá základním popisem mnohorozměrové regulované soustavy, metod identifikace a syntézou mnohorozměrového regulačního obvodu. Při popisu metod identifikace je kladen důraz na metodu nejmenších čtverců a System Identification Toolbox, který je součástí prostředí MATLAB. Syntéza mnohorozměrového regulovaného obvodu je založena na zavedení filtrů v přímé větvi pro zajištění autonomního řízení. Pro výpočet parametrů hlavních regulátorů jsou zvoleny metody vyváženého nastavení, požadovaného modelu a 1DoF konfigurace. K zajištění invariantnosti je do regulačního obvodu zaveden kompenzační člen.

V praktické části je uveden popis, identifikace a regulace teplovzdušného modelu. Původní komunikační rozhraní bylo pomocí CTRL jednotky. Pro toto komunikační rozhraní byly změřeny statické a dynamické charakteristiky, díky nimž byl ověřen předpoklad, že průtok vzduchu z ventilátoru ochlazuje okolní teplotou teplotu uvnitř modelu. CTRL jednota byla nahrazena řízením pomocí PCI karty a řízením pomocí PLC (viz PŘÍLOHA P II). V průběhu zapojení rozšiřujících komunikačních rozhraní bylo zjištěno, že teplovzdušný laboratorní model není plně funkční. V řízeném zdroji napětí (viz Obr. 12) byl nefunkční elektronický blok pro řízení bočního ventilátoru. Ten byl nahrazen pomocnou jednotkou (viz Obr. 13 a Obr. 16). Pro tak nově navržené komunikační rozhraní byla regulovaná soustava opětovně identifikována. K monitorování a archivaci naměřených dat pomocí PLC byl zvolen program Control Web. Program MATLAB/Simulink byl zvolen pro výpočet parametrů a simulaci regulovaného obvodu a řízení modelu pomocí PCI karty.

Regulační obvod teplovzdušného modelu byl navržen dle syntézy uvedené v teoretické části. Pro návrh hlavního regulátoru R_{11} (pro měření teploty) byla použita 1DoF konfigurace. Metody požadovaného modelu a vyváženého nastavení byly použity pro návrh hlavního regulátoru R_{22} (pro měření průtoku vzduchu). Veškeré průběhy regulačního pochodu jsou uvedeny v příloze (viz Příloha P I), kde regulační pochod byl brán od prvního ustáleného stavu. Pro celý regulovaný obvod byla zvolena perioda vzorkování 1s. U regulačních pochodů, kde byly použity filtry a kompenzační členy, byl splněn požadavek na autonomnost i absolutní invariantnost regulačního obvodu.

SEZNAM POUŽITÉ LITERATURY

- [1] BALÁTĚ, Jaroslav. *Automatické řízení*. 2., přeprac. vyd. Praha: BEN, 2004, 663 s. ISBN 80-730-0148-9.
- [2] BOBÁL, Vladimír. *Identifikace systémů*. Vyd. 1. Zlín: Univerzita Tomáše Bati ve Zlíně, 2009, 128 s. ISBN 978-80-7318-888-7.
- [3] NOSKIEVIČ, Petr. *Modelování a identifikace systémů*. Ostrava: Montanex, 1999, 276 s. ISBN 80-722-5030-2.
- [4] MATHWORKS. *System Identification Toolbox*. 2014. Dostupné z: <http://www.mathworks.com/products/datasheets/pdf/system-identification-toolbox.pdf>
- [5] MODRLÁK, Osvald. *Teorie automatického řízení I.: Systémy s více vstupy a výstupy - mimo systémy*. TECHNICKÁ UNIVERZITA V LIBERCI, 2004, s. 26.
- [6] NAVRATIL, Pavel a Libor PEKAR. Possible Approach to Control of Multi-variable Control Loop by Using Tools for Determining Optimal Control Pairs. [online]. [cit. 2014-05-27]. Dostupné z: <http://www.naun.org/main/NAUN/circuitssystemssignal/a102005-157.pdf>
- [7] NAVRÁTIL, Pavel. *Informační systém CAAC - počítačová podpora automatického řízení*. Disertační práce. Ve Zlíně: Univerzita Tomáše Bati, 2004, 132s.
- [8] ŠULC, Bohumil a Miluše VÍTEČKOVÁ. *Teorie a praxe návrhu regulačních obvodů*. 1. vyd. Praha: Vydavatelství ČVUT, 2004, 333 s. ISBN 80-010-3007-5.
- [9] *Automa: Moderní metody nastavení PID regulátorů* [online]. Praha: FCC Public, 2009 [cit. 2014-05-27]. ISSN 1210-9592. Dostupné z: <http://www.odbornecasopisy.cz/download/au090054.pdf>
- [10] DOSTÁL, Petr a Radek MATUŠŮ. *Stavová a algebraická teorie řízení* [online]. Univerzita Tomáše Bati ve Zlíně, 2010 [cit. 2014-05-27]. ISBN 978-80-7318-991-4. Dostupné z: <http://dspace.k.utb.cz/handle/10563/18580>
- [11] BLAHA, Petr a Petr VAVŘÍN. *Řízení a regulace I: Základny regulace lineárních systémů - spojité a diskrétní* [online]. Vysoké učení technické v Brně [cit. 2014-05-28]. Dostupné z: http://www.uamt.feec.vutbr.cz/~richter/vyuka/0809_BRR1/texty/brr1.pdf

- [12] DUŠEK, František a Daniel HONC. *VYUŽITÍ SÉRIOVÉ LINK POD MATLABEM VERZE 6* [online]. Katedra řízení procesů a výpočetní techniky, FCHT, Univerzita Pardubice [cit. 2014-05-28]. Dostupné z: http://dsp.vsch.cz/konference_matlab/matlab02/dusek_f.pdf
- [13] ADVANTECH. *PCI-1711U/UL*. 2014. Dostupné z: http://downloadt.advantech.com/ProductFile/PIS/PCI-1711U/Product%20-%20Datasheet/PCI-1711U_DS20140505160816.pdf
- [14] MATHWORKS. *Rate Transition*. 2014. Dostupné z: <http://www.mathworks.com/help/simulink/slref/ratetransition.html>
- [15] TECOMAT. *Programovatelné automaty Foxtrot CP - 1005, CP - 1015*. 2013. Dostupné z: http://www.tecomat.com/wpimages/other/DOCS/cze/TXV00435_01_Foxtrot_CP_1005.pdf
- [16] *Firemní literatura k systému Control Web* [online]. [cit. 2014-05-28]. Dostupné z: <http://www.mii.cz>

SEZNAM POUŽITÝCH SYMBOLŮ A ZKRATEK

1DoF	Regulační obvod s jedním stupněm volnosti
adj	adjungovaná
\mathbf{C}	Kovarianční matice
$d(s)$	Charakteristický polynom přenosu uzavřeného regulačního obvodu
$D(s)$	Determinant matice $\mathbf{G}_S(s)$
deg	stupeň
det	determinant
e_1, e_2	Regulační odchylka
$E(s)$	Vektor hodnot regulované odchylky
F	Dílčí přenos matice $\mathbf{F}(s)$
$\mathbf{F}(s)$	Matice přenosů filtru
$\mathbf{G}_{KC}(s)$	Matice přenosu kompenzačního členu
$\mathbf{G}_S(s)$	Matice přenosu regulované soustavy
$\mathbf{G}_{SV}(s)$	Matice přenosu poruchy
$\mathbf{G}_{Sx}(s)$	Obraz matice přenosu regulované soustavy
$G_{Sx}(s)$	Dílčí přenos z obrazu matice $\mathbf{G}_{Sx}(s)$
$\mathbf{G}_R(s)$	Matice přenosu regulátoru
\mathbf{I}	Jednotková matice
Ident	System Identification Toolbox
J	Hodnota integrálního kriteria
K	Zesílení regulované soustavy
$KC(s)$	Dílčí přenos z matice $\mathbf{G}_{KC}(s)$
k_p	Zesílení regulátoru
$\mathbf{M}(s)$	Adjungovaná matice $\mathbf{G}_S(s)$

PCI	Počítačová sběrnice
PID	Proporcionálně-integračně-derivační regulátor
PLC	Programovatelný logický automat
R_{11}	Hlavní regulátor pro řízení teploty
R_{11}	Hlavní regulátor pro řízení průtoku vzduchu
s	Komplexní proměnná u obrazu v Laplaceově transformaci
$S(s)$	Dílčí přenos z matice $\mathbf{G}_S(s)$
$SV(s)$	Dílčí přenos z matice $\mathbf{G}_{SV}(s)$
T	Perioda vzorkování
T_1, T_2, T_w	Časové konstanty regulované soustavy
T_D	Derivační časová konstanta regulátoru
T_d	Dopravní zpoždění
T_I	Integrační časová konstanta regulátoru
u_1, u_2	Akční (vstupní) veličina
$U(s)$	Vektor akčních zásahů
w_1, w_2	Žádaná veličina
$W(s)$	Vektor žádaných veličin
y_1, y_2	Regulovaná (výstupní) veličina
$Y(s)$	Vektor regulovaných veličin
α	Hodnoty polynomu $d(s)$
ϕ	Vektor dat
$\hat{\theta}$	Vektor odhadů

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 1. Mnohorozměrový regulační obvod.....	11
Obr. 2. Popis mnohorozměrového regulačního obvodu [1].....	11
Obr. 3. Mnohorozměrový regulační obvod s měřením poruchy. [1]	13
Obr. 4. System Identification Toolbox.....	19
Obr. 5. Vložení dat.....	20
Obr. 6. Odhad dat.....	21
Obr. 7. Regulační obvod s kompenzačním členem.....	22
Obr. 8. Náhradní blokové schéma s filtrem pro.....	26
Obr. 9. Jednorozměrový regulační obvod.....	28
Obr. 10. Hodnota kritéria ISE a ITAE [11].....	32
Obr. 11. Schéma pro výpočet kritéria ITAE [11].....	33
Obr. 12. Teplovzdušný model.....	35
Obr. 13. Schéma zapojení pomocí PCI karty.....	37
Obr. 14. Elektronický obvod.....	38
Obr. 15. Komunikace mezi bloky [14]	38
Obr. 16. Schéma zapojení pomocí PLC.....	39
Obr. 17. Regulovaná soustava modelu	40
Obr. 18. Statická charakteristika naměřená pomocí CTRL jednotky se všemi snímači	41
Obr. 19. Statická charakteristika pomocí CTRL jednotky s vyznačenou lineární oblastí	42
Obr. 20. Data naměřených přechodových charakteristik získané pomocí CTRL jednotky.....	42
Obr. 21. Přechodové charakteristiky pro přenosy $G_1(s)$, $G_2(s)$, $G_3(s)$, $G_4(s)$	43
Obr. 22. Rozložení pólů a nul soustav s přenosy $G_1(s)$, $G_2(s)$, $G_3(s)$, $G_4(s)$	44
Obr. 23. Nyquistova křivka soustav s přenosy $G_1(s)$, $G_2(s)$, $G_3(s)$, $G_4(s)$	44
Obr. 24. Srovnání naměřených dat a identifikovaného přechodu pro S_{22}	46
Obr. 25. Srovnání identifikačních metod.....	46
Obr. 26. Srovnání naměřených dat pomocí CTRL jednotky a identifikovaných dat.....	47
Obr. 27. Statická charakteristika získaná pomocí PLC pro přenos S_{11} a S_{21}	48
Obr. 28. Statická charakteristika získaná pomocí PLC pro přenos S_{12} a S_{22}	48
Obr. 29. Statická charakteristika získaná pomocí PLC pro přenos SV_{12} a SV_{22}	49

Obr. 30. Přechodové charakteristiky měřené pomocí PLC	49
Obr. 31. Přechodové charakteristiky poruchové veličiny měřené pomocí PLC	50
Obr. 32. Statické charakteristiky poruchové veličiny měřené pomocí PCI karty	50
Obr. 33. Statické charakteristiky měřené pomocí PCI karty	51
Obr. 34. Přechodové charakteristiky měřené pomocí PCI karty	51
Obr. 35. Přechodové charakteristiky poruchové veličiny měřené pomocí PCI karty	52
Obr. 36. Simulační spojitý regulační obvod	57
Obr. 37. Spojitý simulační průběh regulačního pochodu.....	58
Obr. 38. Srovnání spojitého a diskrétního průběhu regulačního pochodu 1	59
Obr. 39. Srovnání spojitého a diskrétního průběhu regulačního pochodu 2.....	59
Obr. 40. Ukázka programu Control Web.....	61
Obr. 41. Průběh regulačního pochodu řízeného pomocí PLC	62
Obr. 42. Srovnání průběhu regulačního pochodu s filtrem a bez něj.....	63
Obr. 43. Schéma regulačního obvodu řízeného pomocí PCI karty.....	64

SEZNAM TABULEK

Tab. 1. Základní typy regulovaných soustav.....	28
Tab. 2. Hodnoty pro koeficient a	29
Tab. 3. Přenosy standardních regulátorů.....	29
Tab. 4. Zapojení vstupních a výstupních kanálů do teplovzdušného modelu.....	36
Tab. 5. Propojení pomocné jednotky pro PCI kartu	37
Tab. 6. Propojení pomocné jednotky pro PLC.....	39
Tab. 7. Srovnání identifikovaných přenosů	46
Tab. 8. Porovnání identifikovaných přenosů	52
Tab. 9. Kvalita regulačního pochodu s regulátorem R_{22} nastavený metodou vyváženého nastavení a regulátorem R_{11} nastavený metodou 1DoF konfigurace.....	65
Tab. 10. Kvalita regulačního pochodu s regulátorem R_{22} nastavený metodou požadovaného modelu a regulátorem R_{11} nastavený metodou 1DoF konfigurace	66
Tab. 11. Kvalita regulace přechodového děje vyhodnocená kritériem ITAE.....	66

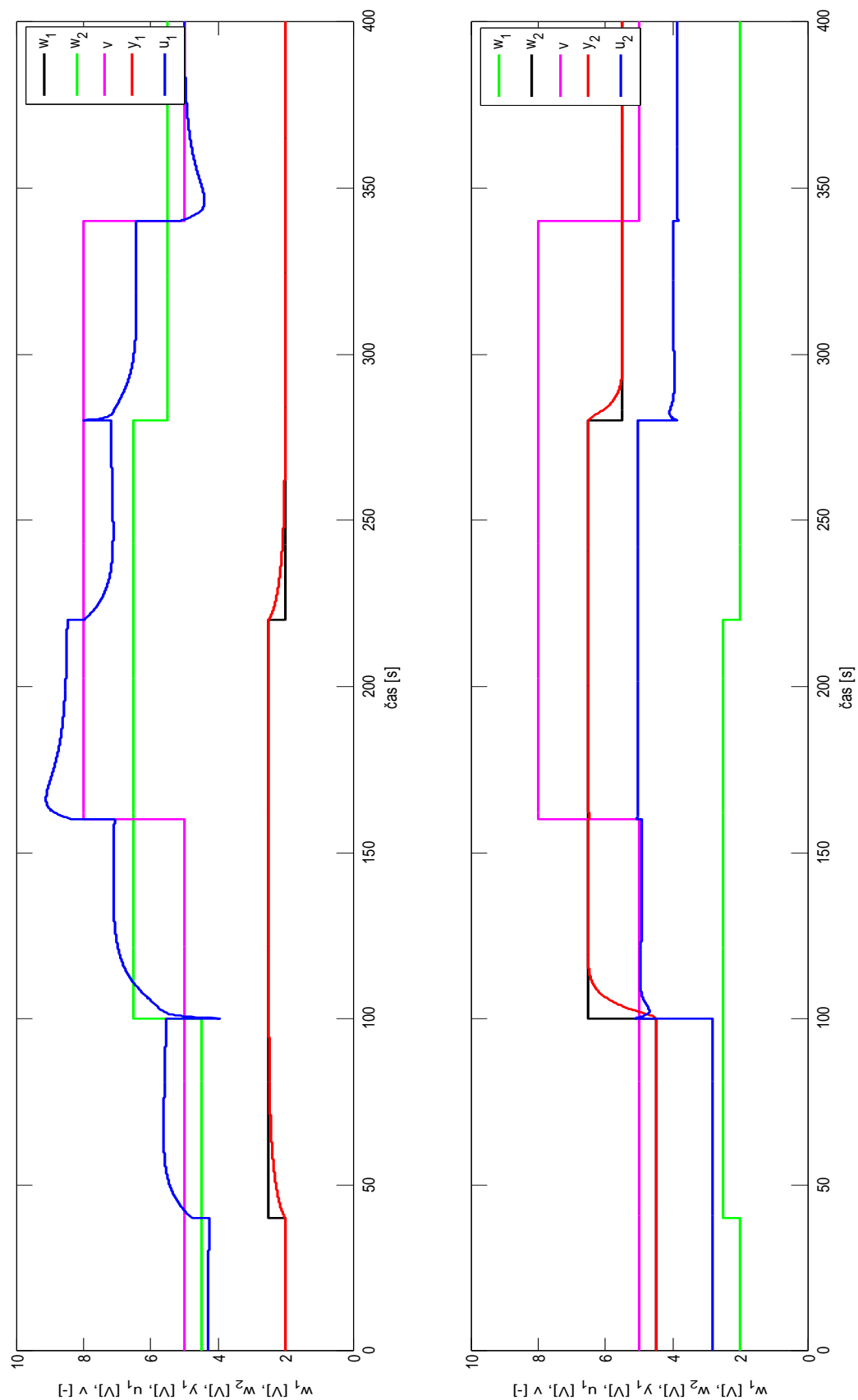
SEZNAM PŘÍLOH

P I: GRAFICKÉ PRŮBĚHY RAGULOVANÉHO OBVODU

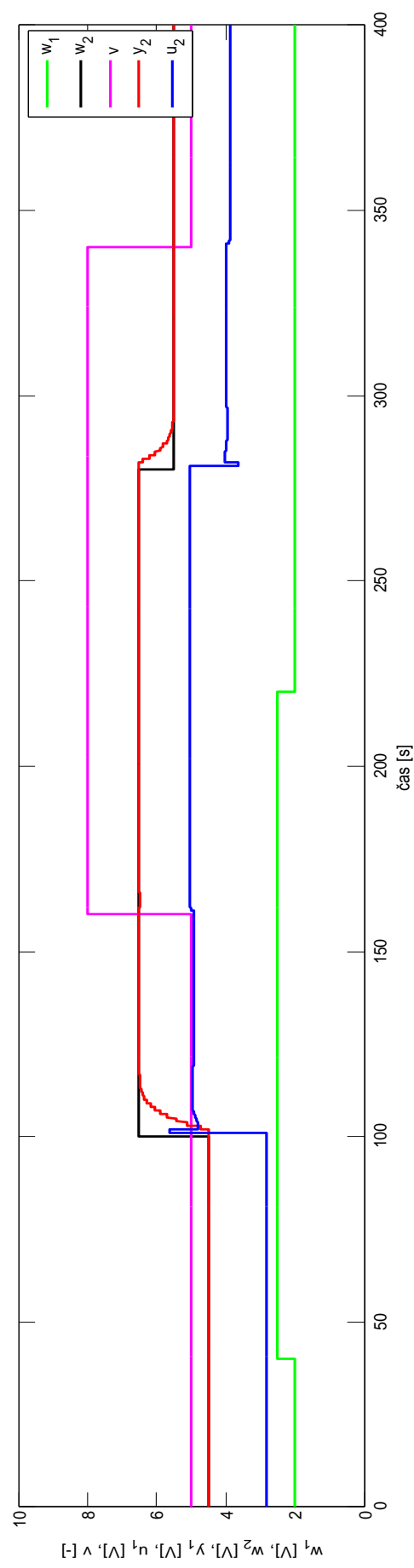
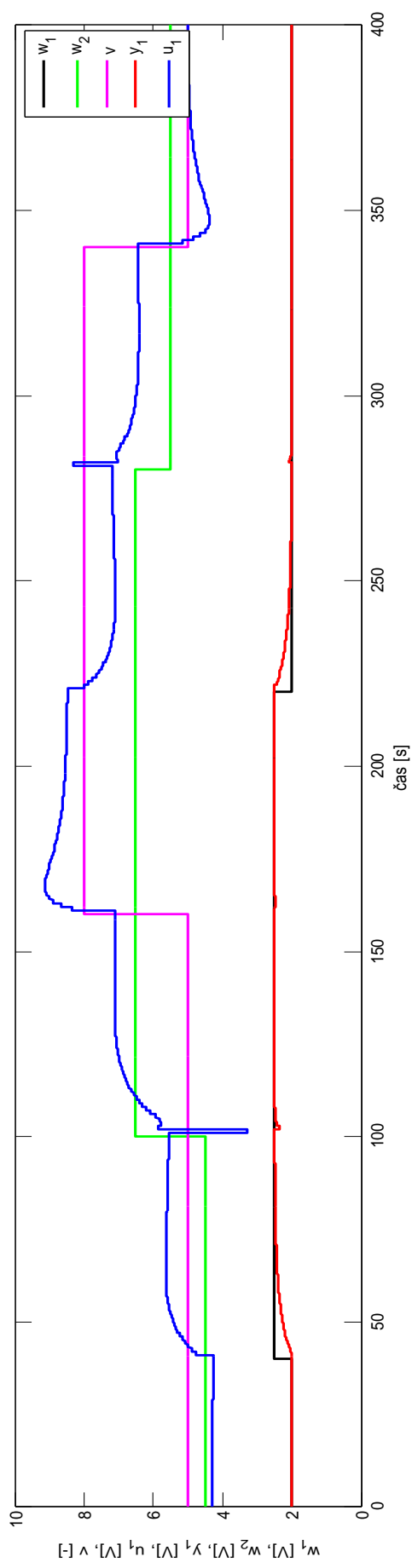
P II: ZAPOJENÍ PLC A PCI KARTY PRO ŘÍZENÍ TEPELOVZDUŠNÉHO
MODELU

P III: CD DIPLOMOVÉ PRÁCE

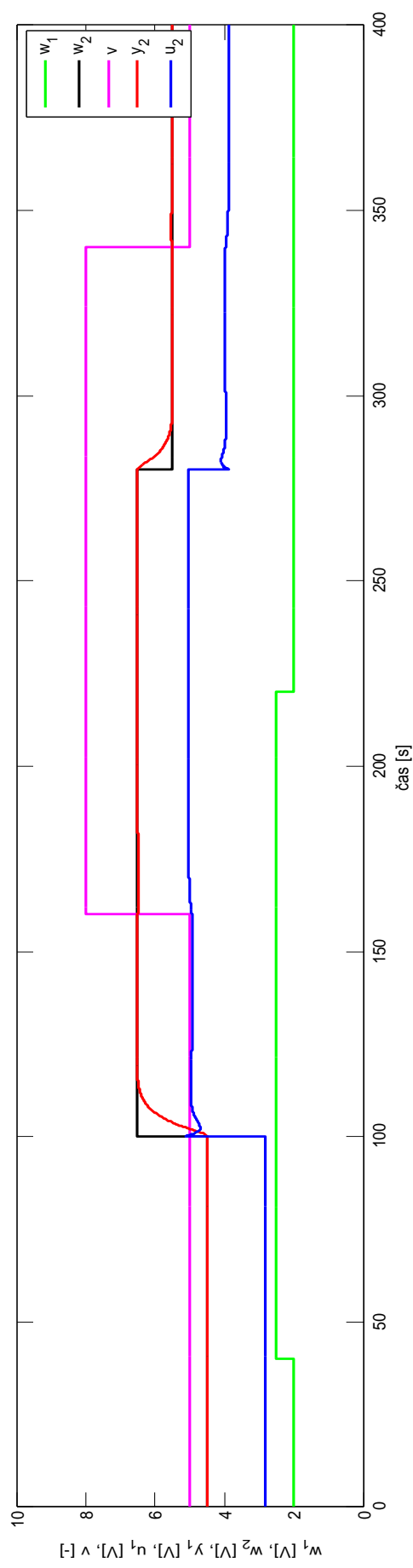
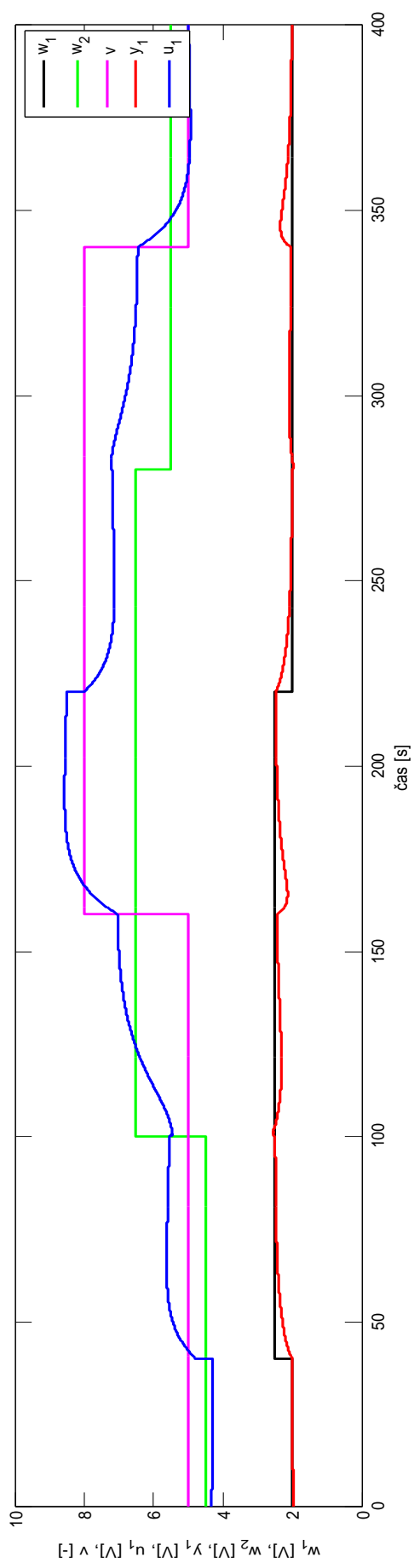
PŘÍLOHA P I: GRAFICKÉ PRŮBĚHY REGULOVANÉHO OBVODU



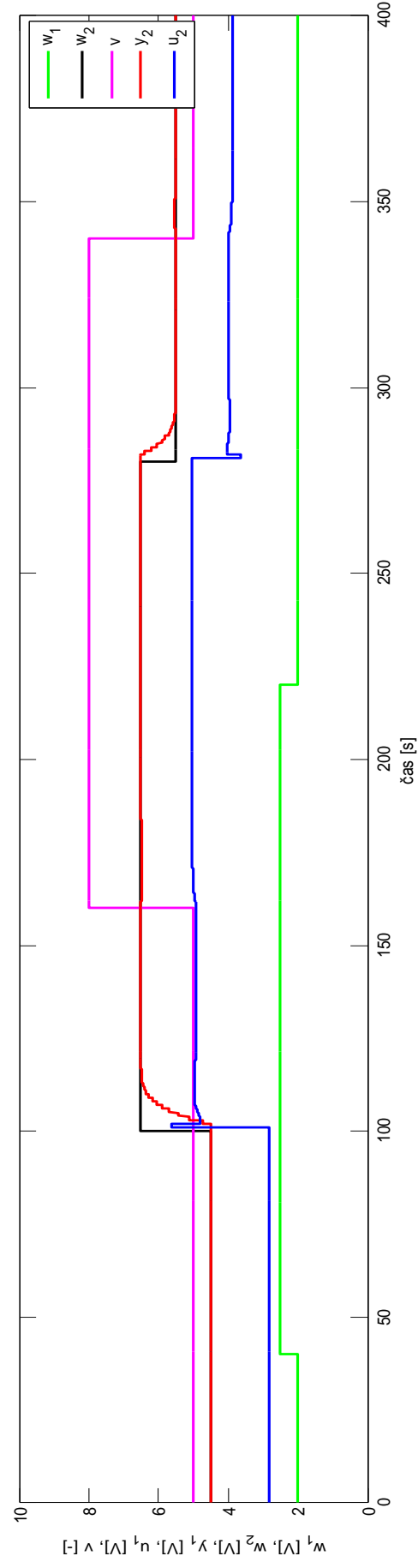
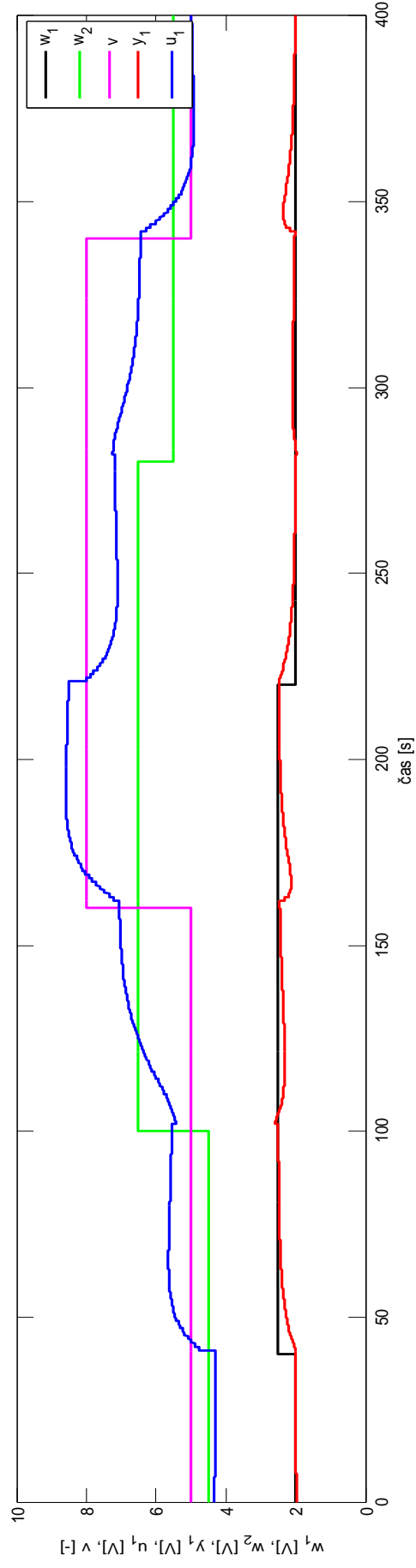
Obr. I: Spojitý simulační průběh s filtry a KC členy pro regulaci R_{22} metodou vyváženého nastavení a R_{11} metodou 1DoF



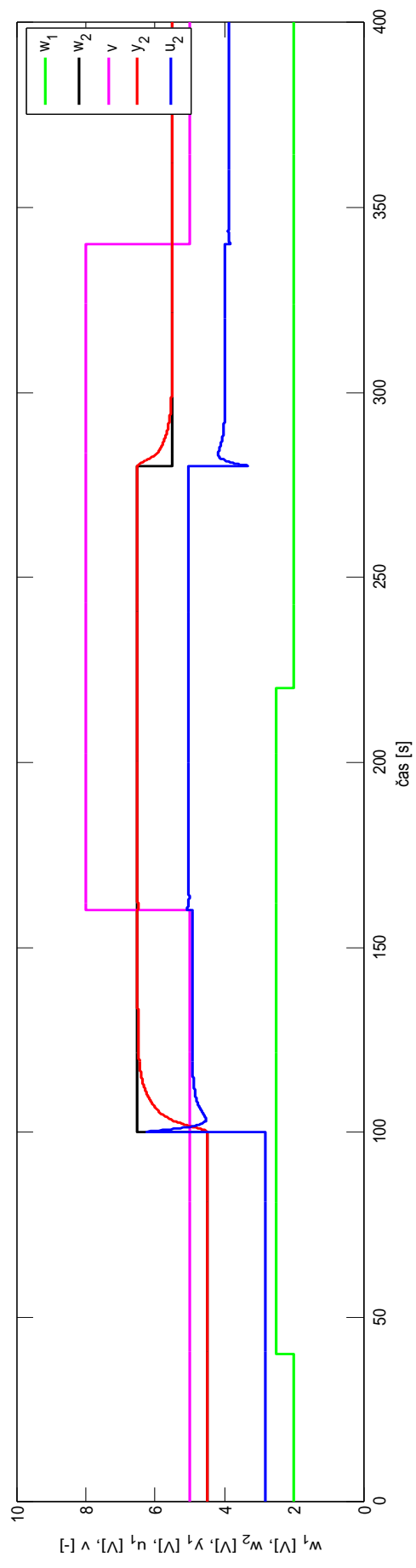
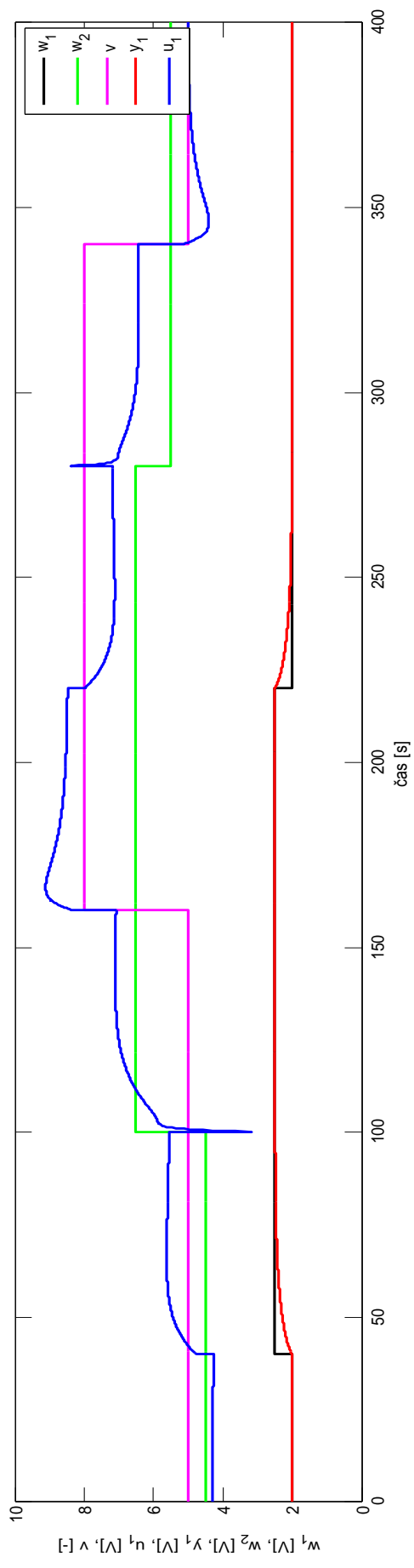
Obr. II: Diskrétní simulační průběh s filtry a KC členy pro regulaci R_{22} metodou vyváženého nastavení a R_{11} metodou 1DoF



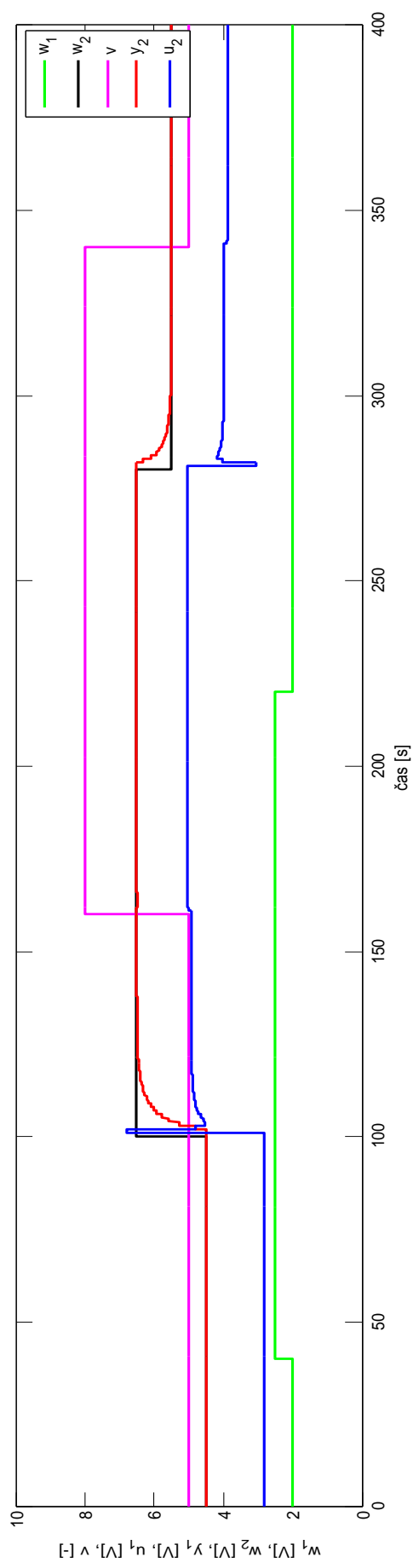
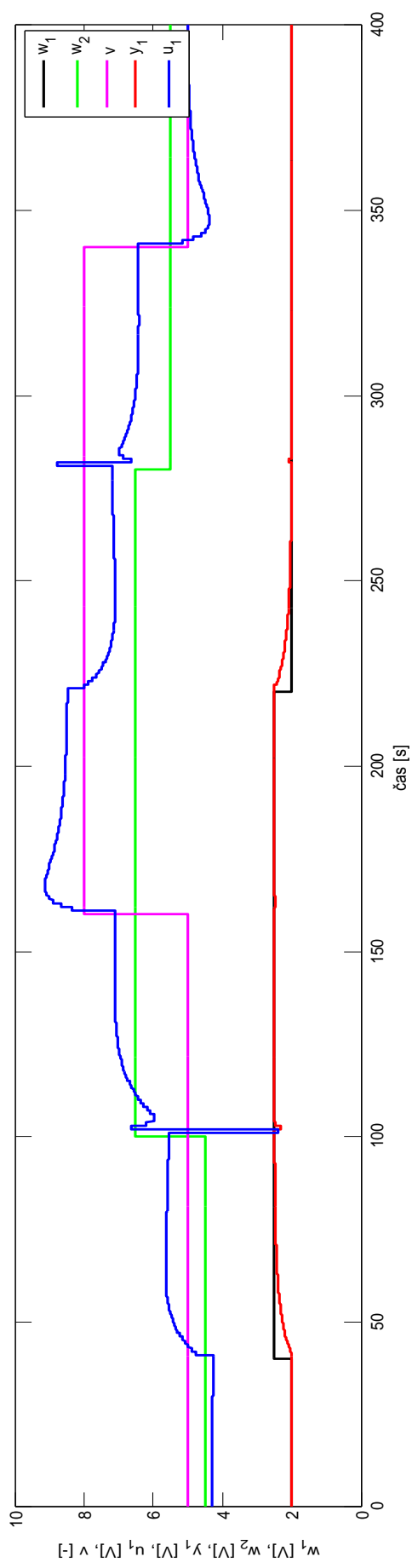
Obr. III: Spojitý simulační průběh bez filtrů a KC členu pro regulaci R_{22} metodou vyváženého nastavení a R_{11} metodou 1DoF



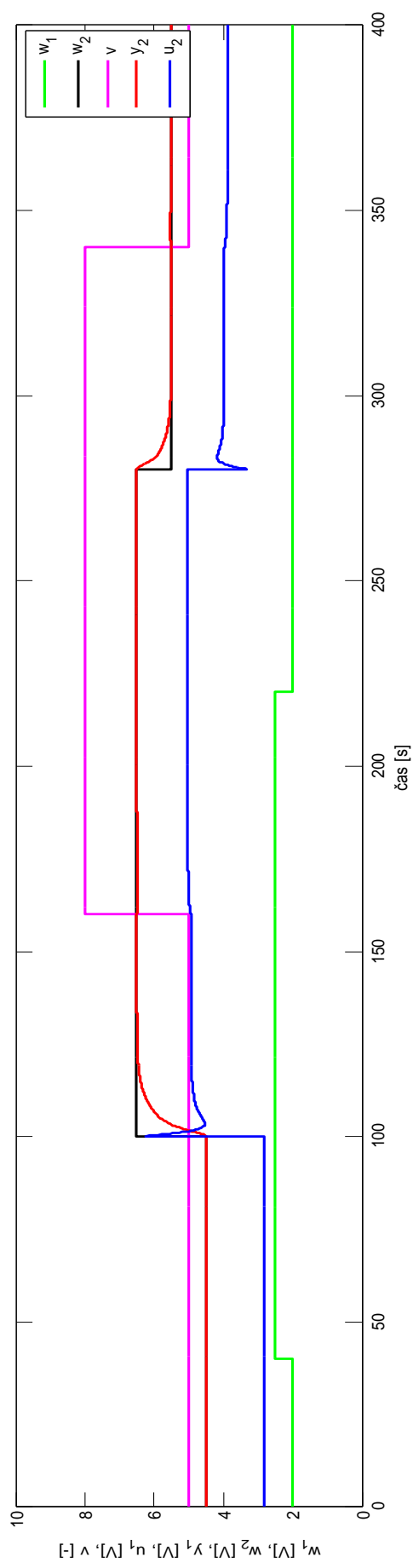
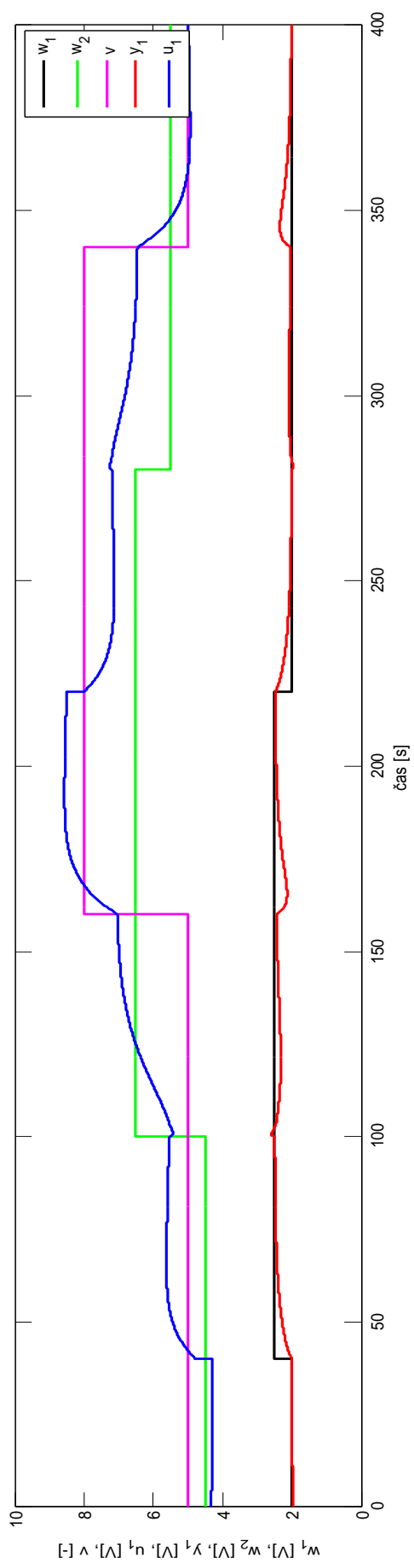
Obr. IV: Diskrétní simulační průběh bez filtrů a KC členu pro regulaci R_{22} metodou vyváženého nastavení a R_{11} metodou 1DoF



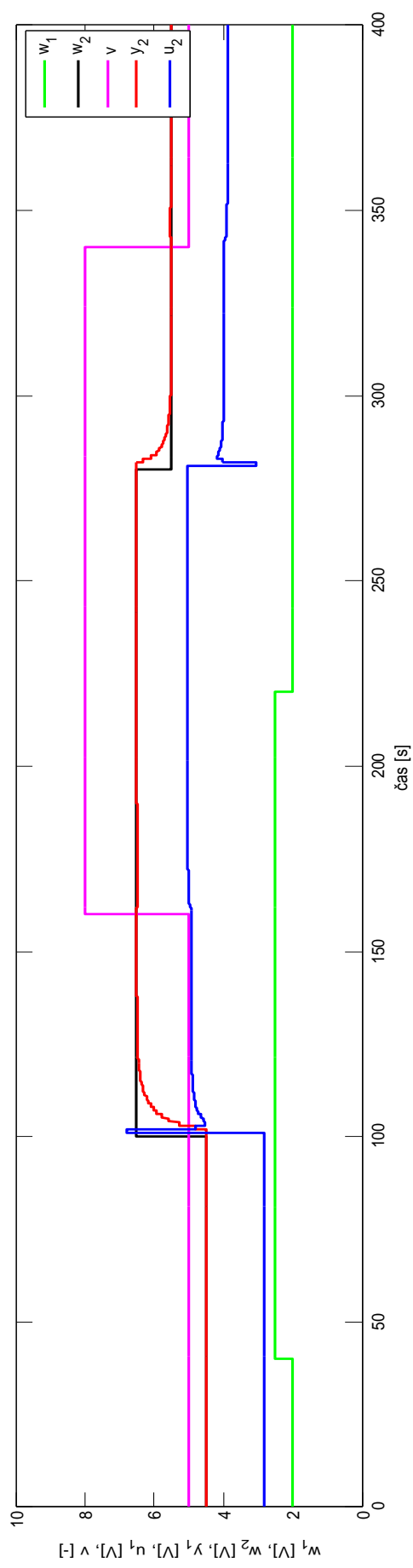
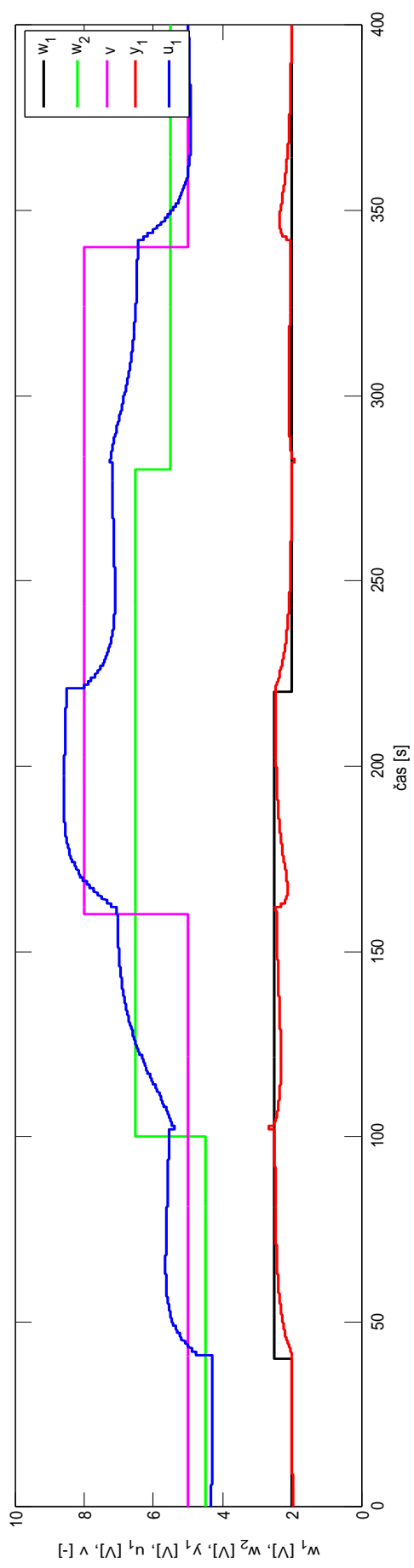
Obr. V: Spojitý simulační průběh s filtry a KC členy pro regulaci R_{22} metodou požadovaného modelu a R_{11} metodou 1DoF



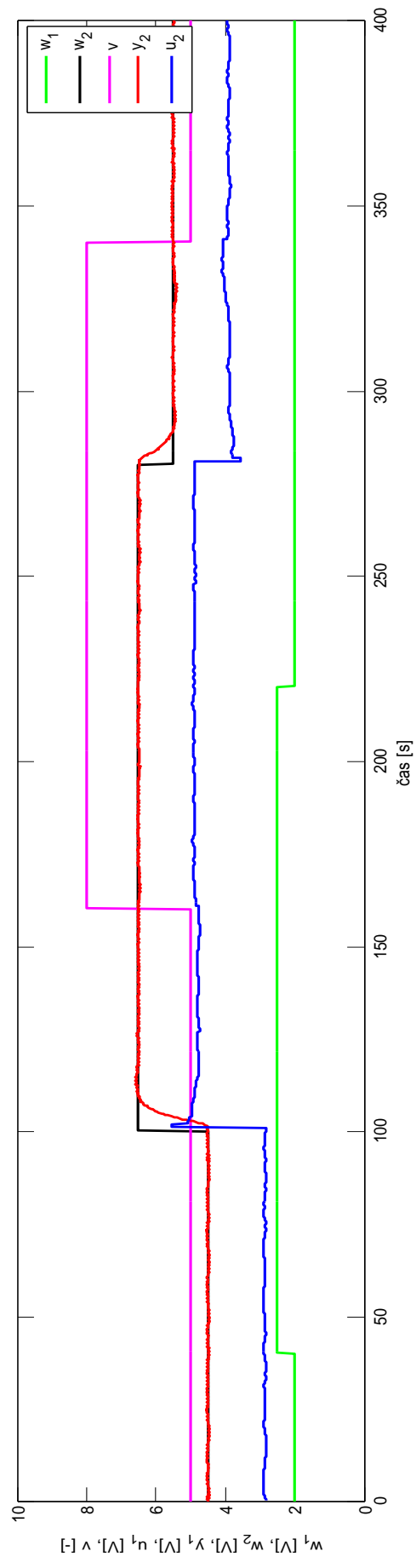
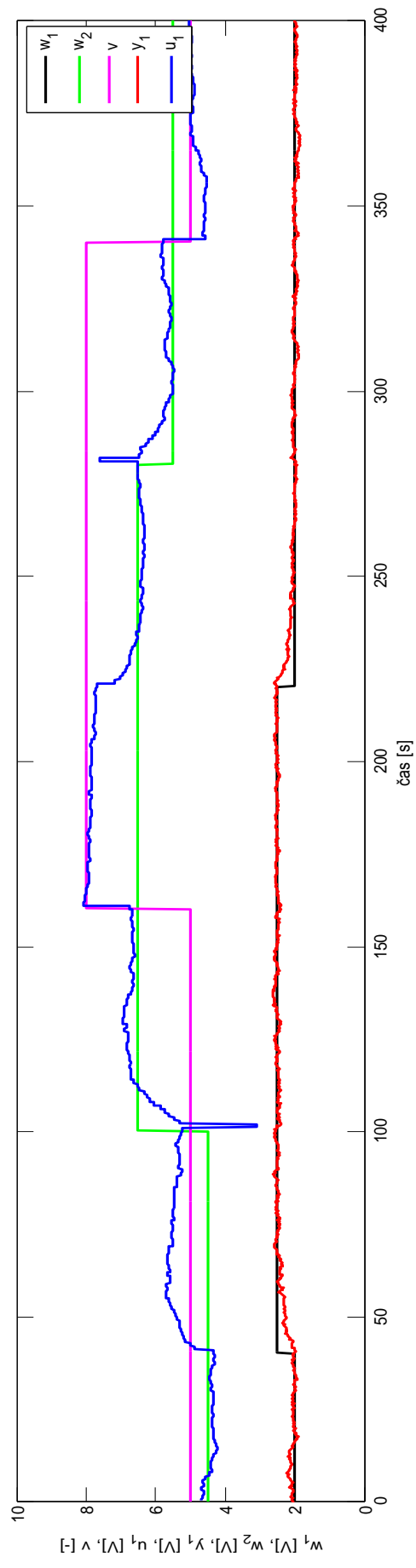
Obr. VI: Diskrétní simulační průběh s filtry a KC členy pro regulaci R_{22} metodou požadovaného modelu a R_{11} metodou 1DoF



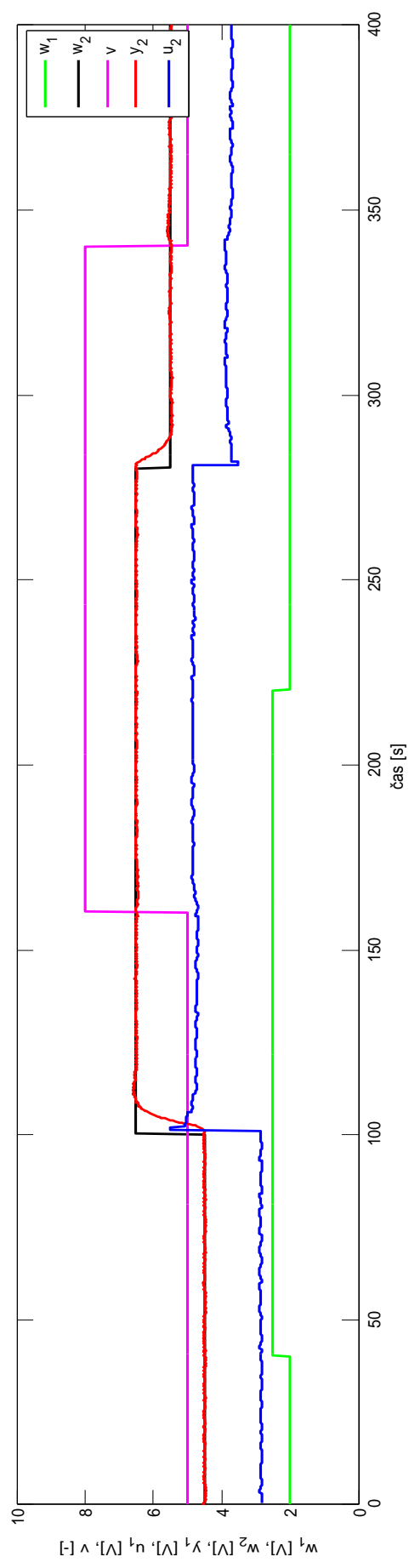
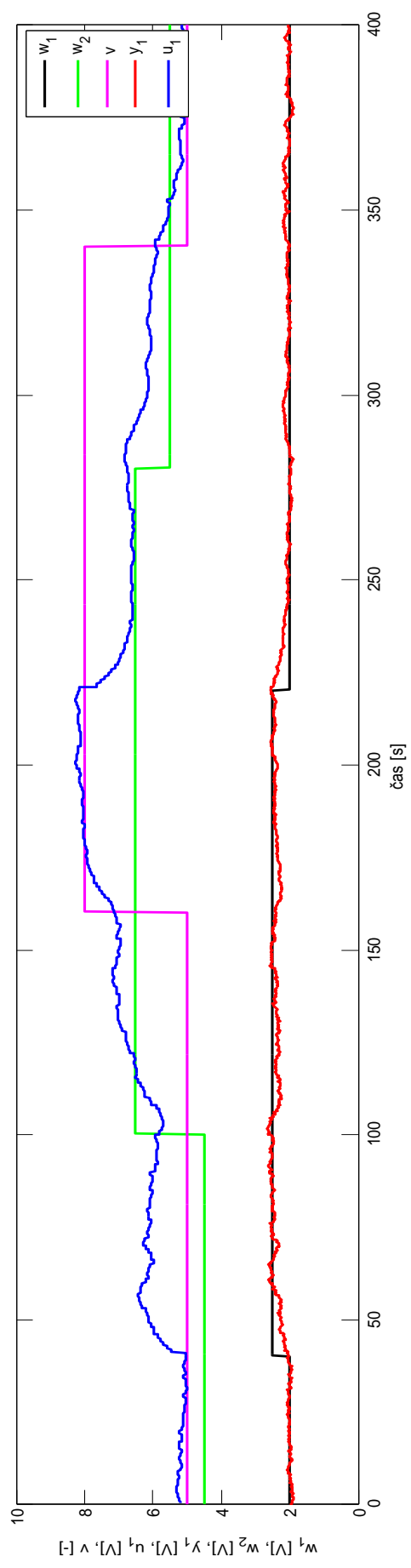
Obr. VII: Spojitý simulační průběh bez filtrů a KC členu pro regulaci R_{22} metodou požadovaného modelu a R_{11} metodou 1DoF



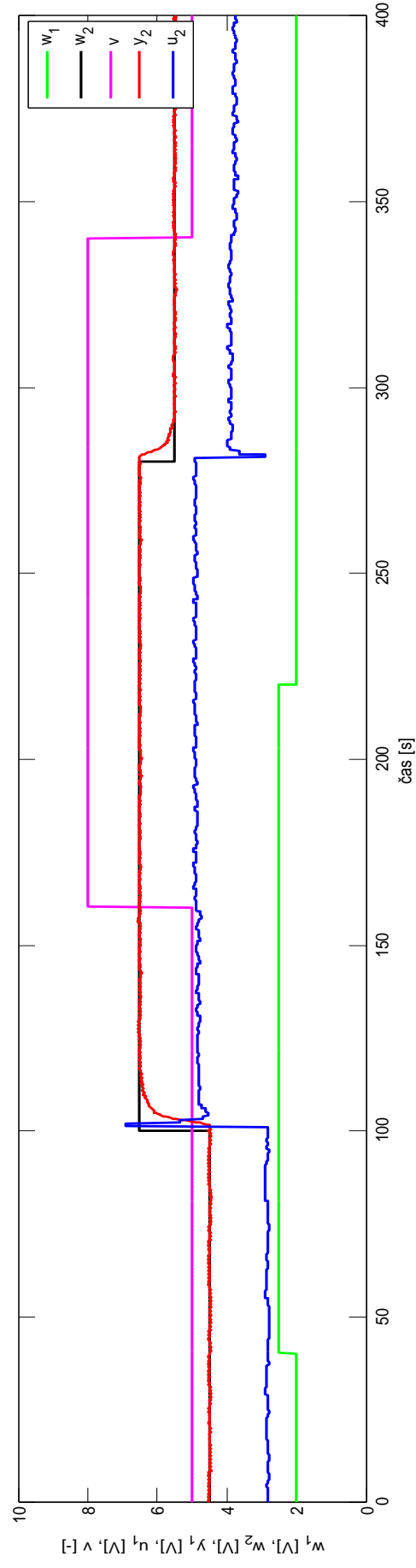
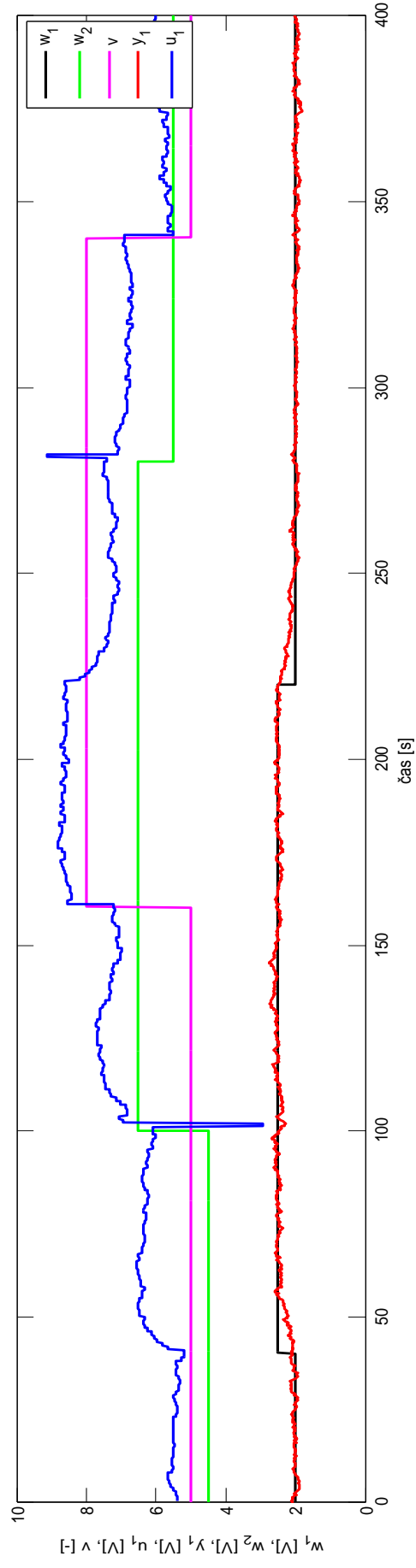
Obr. VIII: Diskrétní simulační průběh bez filtrů a KC členu pro regulaci R_{22} metodou požadovaného modelu a R_{11} metodou 1DoF



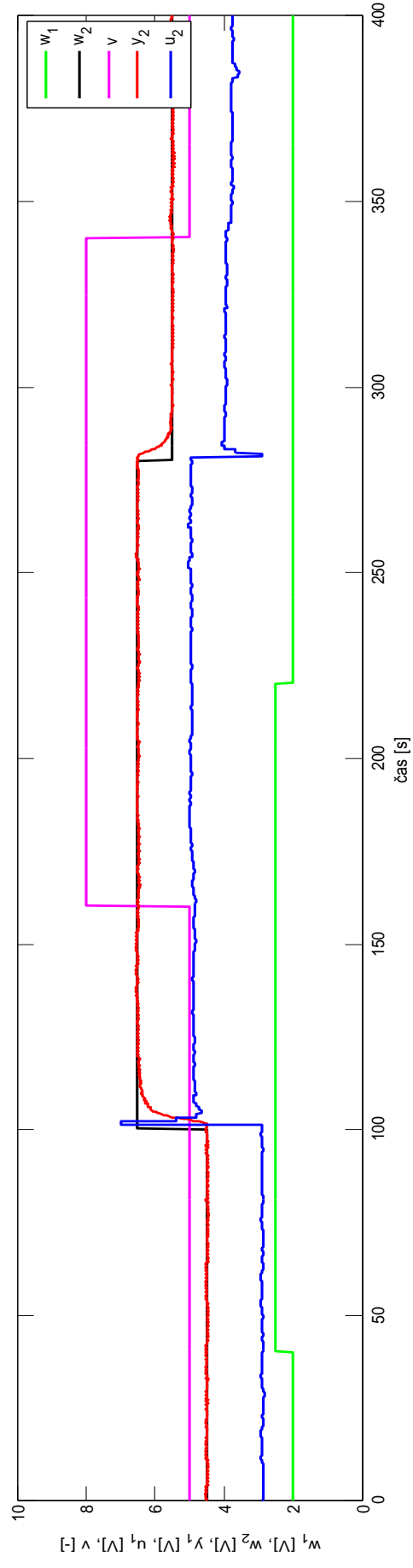
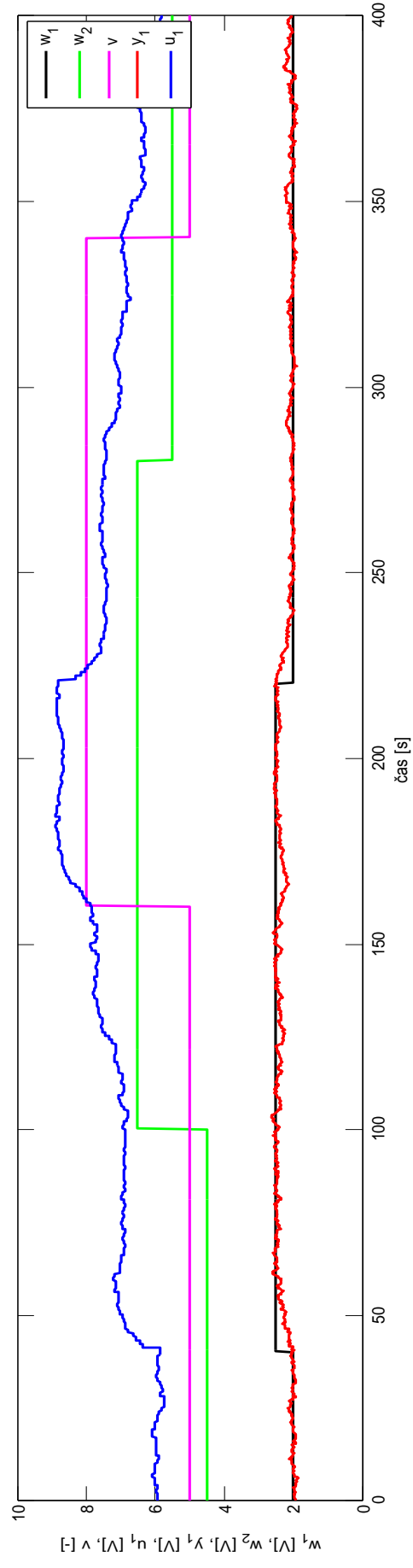
Obr. IX: Regulace pomocí PLC s filtry a KC členy pro regulaci R_{22} metodou vyváženého nastavení a R_{11} metodou 1DoF



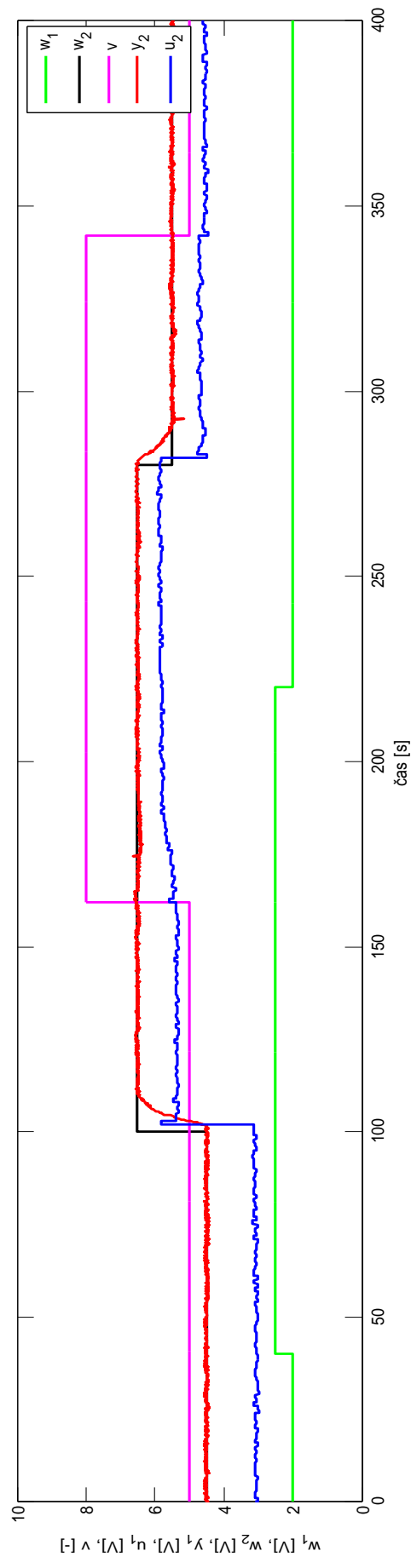
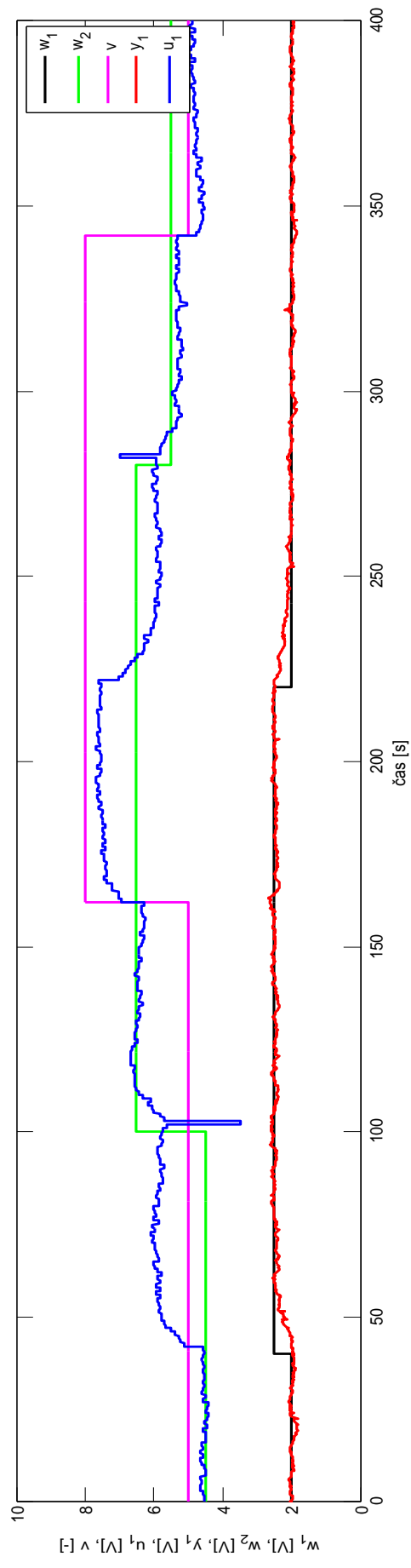
Obr. X: Regulace pomocí PLC bez filtrů a KC členu pro regulaci R_{22} metodou vyváženého nastavení a R_{11} metodou 1DoF



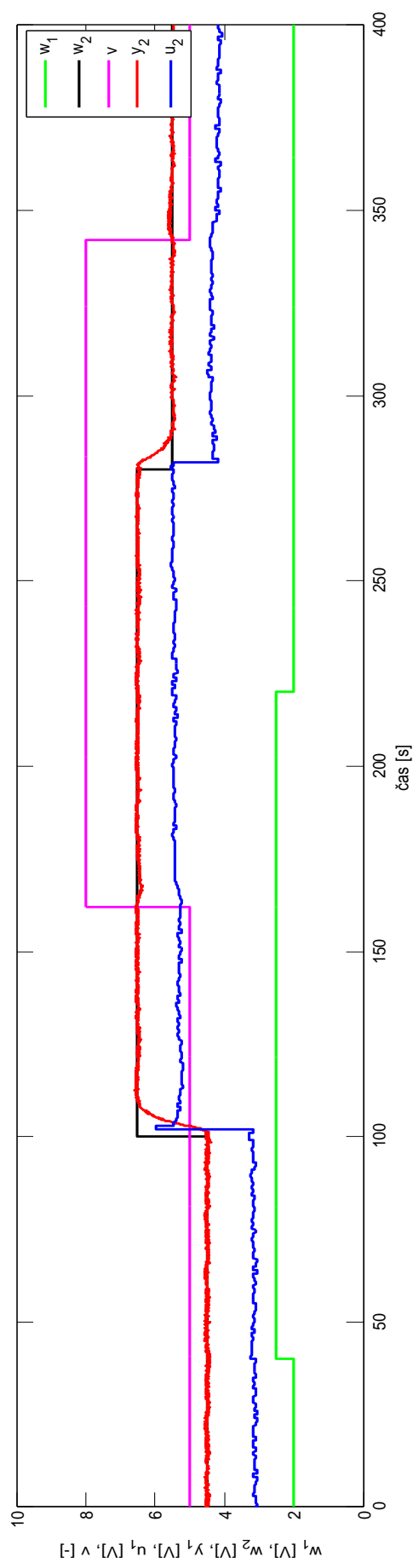
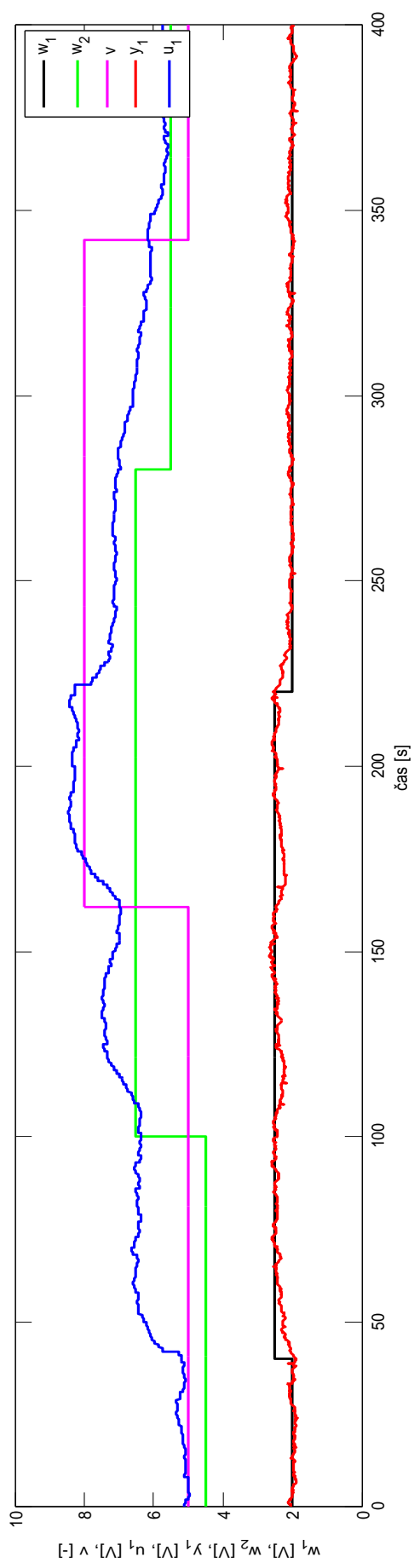
Obr. XI: Regulace pomocí PLC s filtry a KC členy pro regulaci R_{22} metodou požadovaného modelu a R_{11} metodou 1DoF



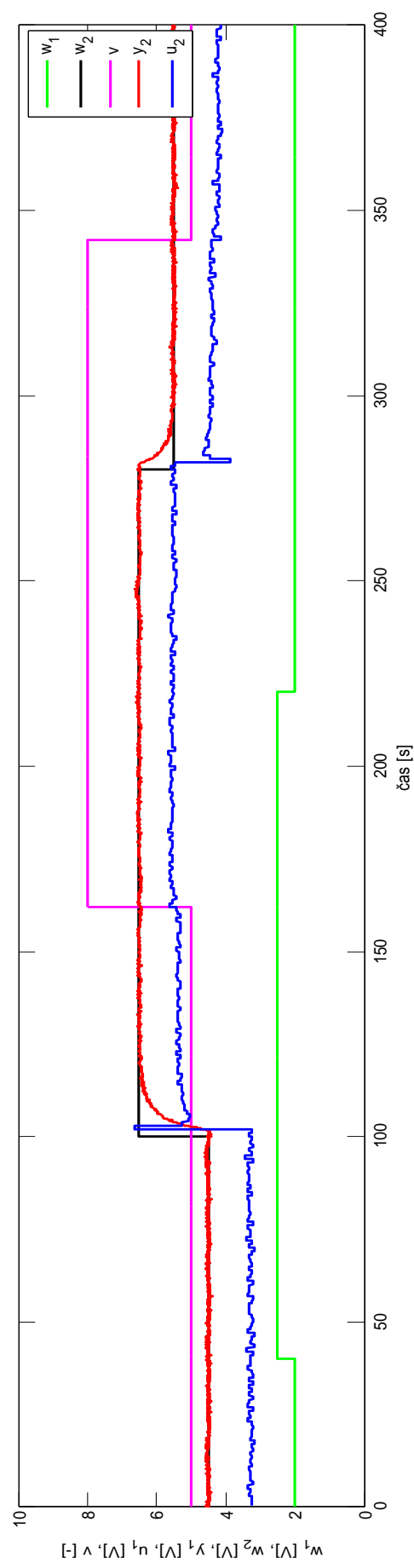
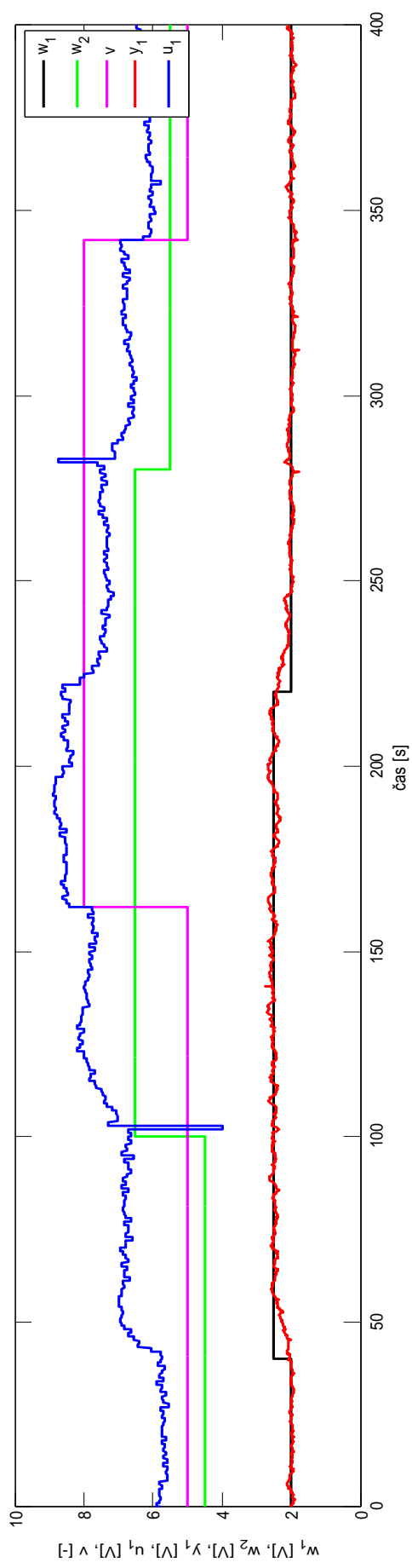
Obr. XII: Regulace pomocí PLC bez filtrů a KC členu pro regulaci R_{22} metodou požadovaného modelu a R_{11} metodou 1DoF



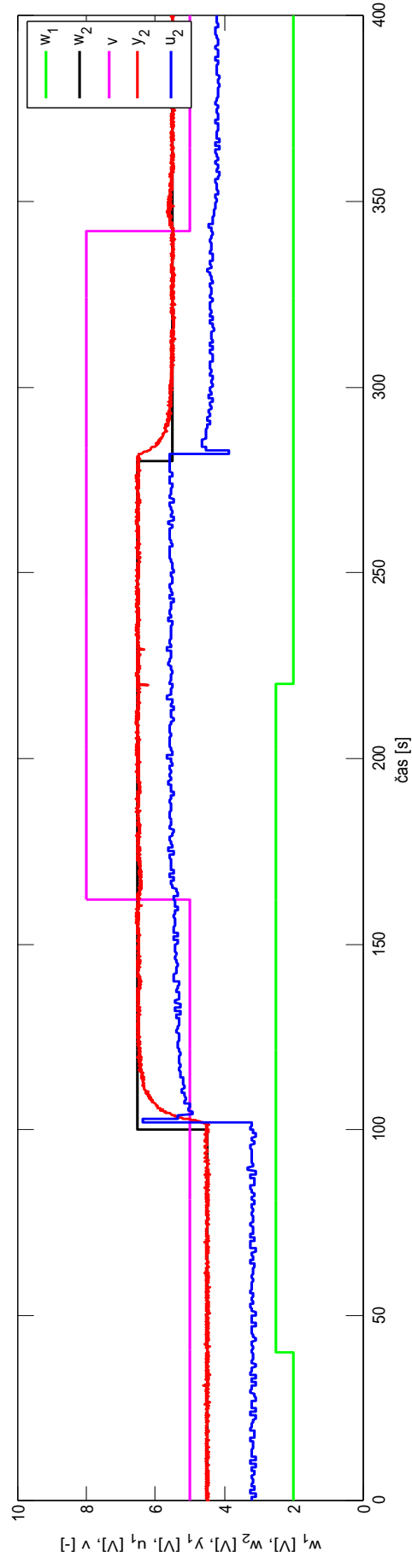
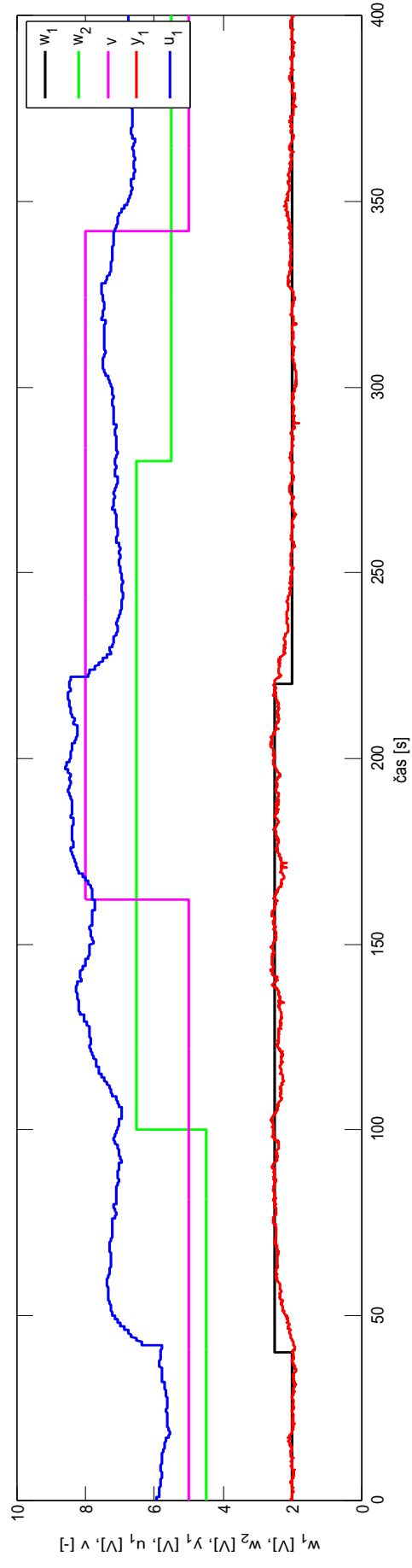
Obr. XIII: Regulace pomocí PCI katry s filtry a KC členy pro regulaci R_{22} metodou vyváženého nastavení a R_{11} metodou 1DoF



Obr. XIV: Regulace pomocí PCI katry bez filtrů a KC členu pro regulaci R_{22} metodou vyváženého nastavení a R_{11} metodou 1DoF



Obr. XV: Regulace pomocí PCI katry s filtry a KC členy pro regulaci R_{22} metodou požadovaného modelu a R_{11} metodou 1DoF



Obr. XVI: Regulace pomocí PCI katry bez filtrů a KC členu pro regulaci R_{22} metodou požadovaného modelu a R_{11} metodou 1DoF

PŘÍLOHA P II ZAPOJENÍ PLC A PCI KARTY PRO ŘÍZENÍ TEPLOVZDUŠNÉHO MODELU



PŘÍLOHA P III CD DIPLOMOVÉ PRÁCE

Struktura CD diplomové práce:

