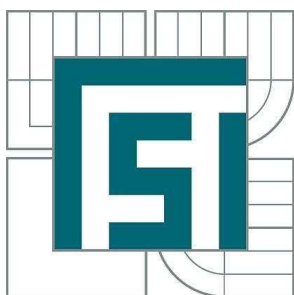


VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA STROJNÍHO INŽENÝRSTVÍ
ÚSTAV AUTOMATIZACE A INFORMATIKY

FACULTY OF MECHANICAL ENGINEERING
INSTITUTE OF AUTOMATION AND COMPUTER SCIENCE

AUTOMATICKÉ ŘÍZENÍ PROCESU DOCHLAZOVÁNÍ V CIHLÁŘSKÉ PECI

AUTOMATIC PROCESS CONTROL OF AFTERCOOLING IN BRICKKILN

DIPLOMOVÁ PRÁCE
MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE
AUTHOR

Bc. JAN CACEK

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR

doc. Ing. ZDENĚK NĚMEC, CSc.

BRNO 2011

Vysoké učení technické v Brně, Fakulta strojního inženýrství

Ústav automatizace a informatiky

Akademický rok: 2010/2011

ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

student(ka): Bc. Jan Cacek

který/která studuje v **magisterském navazujícím studijním programu**

obor: **Aplikovaná informatika a řízení (3902T001)**

Ředitel ústavu Vám v souladu se zákonem č.111/1998 o vysokých školách a se Studijním a zkušebním řádem VUT v Brně určuje následující téma diplomové práce:

Automatické řízení procesu dochlazování v cihlářské peci

v anglickém jazyce:

Automatic process control of aftercooling in brickkiln

Stručná charakteristika problematiky úkolu:

Jde o návrh úpravy automatického řízení pro dochlazovací úsek zadané cihlářské pece. Těžištěm práce je zlepšení kvality dochlazování cihlových výrobků dokonalejším řízením teplot v závěrečné fázi tepelného zpracování. Do řešení je žádoucí zahrnout problematiku vzájemných vazeb mezi dílčími regulovanými obvody

Cíle diplomové práce:

1. Analyzujte stav stávajících řešení problematiky řízení dochlazovacího procesu dané cihlářské pece.
2. Uskutečňte měření na dané peci za účelem získání podkladů k identifikaci vlastností dílčích částí regulované soustavy. Stanovte přenosy pro syntézu všech potřebných regulací.
3. Navrhněte algoritmy mnohazměrového řízení teplot pomocí 5 klapků odsávání.
4. Vypracujte výpočtové modely dotýčné technologie a navrhovaného řízení. Řešení ověřte simulacemi v prostředí Matlab - Simulink. Eventuálně navrhněte změny v programovém vybavení stávajícího řídicího systému pece.
5. Vyhodnotit dosažené výsledky a předpokládané přínosy pro technologii výroby cihel.

Seznam odborné literatury:

[1] Švarc, I.: Automatizace-Automatické řízení. Brno: CERM, 2005.

[2] Noskiewicz, Petr. Modelování a identifikace systémů. Ostrava: Montanex, 1999.

Vedoucí diplomové práce: doc. Ing. Zdeněk Němec, CSc.

Termín odevzdání diplomové práce je stanoven časovým plánem akademického roku 2010/2011.

V Brně, dne 23.11.2010

L.S.

Ing. Jan Roupec, Ph.D.
Ředitel ústavu

prof. RNDr. Miroslav Doupovec, CSc.
Děkan fakulty

Abstrakt

Diplomová práce se zabývá návrhem automatického řízení mnohorozměrové soustavy procesu dochlazování v cihlářské peci. Teoretická část popisuje možnosti identifikace regulovaných soustav a metody návrhu regulací jednorozměrových i mnohorozměrových soustav. Praktická část objasňuje princip procesu dochlazování a jeho identifikaci z naměřených dat. Výstupem práce je návrh a zhodnocení regulace mnohorozměrové soustavy se zajištěním autonomnosti regulačního obvodu.

Abstract

The thesis deals with the design of the multivariable automatic control system of aftercooling process in the brick industry tunnel kiln. Theoretical part submits the facilities of controlled systems identification and the design methods of uni and multi variable systems. In the practical section is cleared up the principal of the aftercooling process and its identification based on the measured data. The output of the thesis is the design and the analysis of multivariable system with the conservation of the control circuit autonomy.

Klíčová slova

automatické řízení, dochlazování, identifikace, soustava, autonomnost, tunelová pec, regulace teploty

Keywords

automatic control, aftercooling, identification, system, autonomous, tunnel kiln, temperature control

Poděkování

Chtěl bych velice poděkovat doc. Ing. Zdeňku Němcovi, CSc. za jeho čas při konzultacích a především za cenné rady a připomínky během tvorby diplomové práce.

Bc. Jan Cacek

Obsah:

	Zadání závěrečné práce.....	3
	Abstrakt.....	5
	Poděkování	7
1	Úvod	11
2	Metody identifikace, teoretická část	13
2.1	Klasifikace systémů	13
2.2	Analytická identifikace	15
2.3	Identifikace z přechodové charakteristiky	15
2.4	Identifikace z frekvenční charakteristiky.....	16
2.5	Identifikace metodou nejmenších čtverců	16
2.5.1	Model OE.....	17
2.5.2	Model ARX	18
2.5.3	Model ARMAX	18
2.5.4	Model BJ.....	18
2.5.5	Model stavového prostoru	18
3	Syntéza regulačního obvodu, rozbor.....	19
3.1	Integrální kritérium kvality regulace	19
3.2	Metoda požadovaného rozložení pólů	19
3.3	Tvarování frekvenční charakteristiky	20
3.4	Metoda optimálního modulu.....	21
3.5	Inverzní regulátor.....	21
3.6	Polynomiální teorie.....	21
3.7	Mnohorozměrové regulační obvody	22
3.7.1	Popis mnohorozměrových soustav	22
3.7.2	Zesílení, póly a nuly MIMO systému	23
3.8	Syntéza mnohorozměrových regulačních obvodů.....	24
4	Identifikace procesu dochlazování	27
4.1	Technologické schéma a popis procesu.....	27
4.2	Identifikační software	29
4.3	Měření dat	30
4.4	Příprava dat k identifikaci.....	31
4.4.1	Vytvoření objektů s měřenými daty	31
4.4.2	Odstranění střední hodnoty	32
4.4.3	Převzorkování dat	32
4.5	Vytvoření modelů	33
4.6	Výsledky identifikace	34
4.7	Poznatky z řešení identifikace	38
4.7.1	Stavový model s více výstupy	38
4.7.2	Mnohorozměrový model ARX	39
4.7.3	Další způsoby identifikace.....	40
5	Návrh regulačních obvodů.....	41
5.1	Dotyčná regulovaná soustava	41
5.2	Syntéza rozvětvených regulačních obvodů	42
5.2.1	PI regulátory	43

5.2.2	PID regulátory	44
5.2.3	Souhrn hlavních regulátorů.....	46
5.2.4	Zhodnocení kvality regulací	46
5.3	Potlačení interakcí	47
5.4	Simulace regulačního obvodu, výsledky	48
5.5	Alternativní způsob potlačení interakcí	52
6	Závěr	53
	Seznam použité literatury	55
	Seznam příloh.....	57
	Přílohy.....	59

1 Úvod

Správné chlazení je jedním z důležitých procesů při výrobě cihlářských výrobků, kde je hlavním požadavkem udržení žádaných teplot v jednotlivých bodech dochlazovacího úseku tunelové cihlářské pece. Tyto teploty mají vždy sestupný charakter, který určují technologové na základě výsledků analýzy hlín v místě těžebního lomu. Každý typ hlíny vyžaduje odlišné sestupy teplotních bodů v dochlazovacím úseku, ve většině případů však postačuje přímkový sestup jednotlivých teplot.

Při tvorbě diplomové práce je v první řadě analýza současného stavu řízení teplotních bodů pro dochlazovací úsek v dané cihlářské peci. Také je nutné vypracovat technologické schéma pro popis procesu dochlazování a objasnit principy, které jsou využity pro návrh automatického řízení. Nezbytnou součástí při popisu procesu je označení akčních, poruchových a regulovaných veličin pro jednotlivé regulační smyčky.

Před samotným řešením automatického řízení je třeba stanovit přenosové funkce, které vyjadřují vzájemné vztahy mezi veličinami v procesu. S tím samozřejmě souvisí potřeba dopracovat do stávající vizualizace program pro měření všech potřebných veličin na dané peci s vhodnou vzorkovací periodou. Z naměřených dat je pak nutné nejvhodnější identifikační metodou určit dílčí přenosy mnohorozměrové soustavy, simulující proces dochlazování.

Hlavním cílem diplomové práce je návrh takového způsobu automatického řízení, který zaručí žádané teploty v pěti bodech dochlazovacího úseku. Tyto teploty je možné ovlivňovat polohou pěti klapek, které jsou umístěny v potrubí odtahu teplého vzduchu a každá klapka je příslušná vždy k danému teplotnímu bodu. Zároveň je také třeba potlačit interakce mnohorozměrové soustavy, představující nežádoucí vlivy změn poloh klapek na okolní teplotní body.

Pro ověření automatického řízení procesu dochlazování je zapotřebí vytvořit model mnohorozměrového regulačního obvodu v programu Matlab-Simulink. Následnou simulací změn žádaných hodnot teplot či poruchových veličin tohoto obvodu se získají časové průběhy odezev jednotlivých regulovaných teplot. Míru potlačení interakcí v soustavě lze ověřit porovnáním simulovaných průběhů teplot pro regulační obvody bez kompenzátorů a s nimi.

Zadání diplomové práce není oficiálním zadáním výrobce cihel, ale vzniklo na základě diskuse o vylepšení řízení procesu dochlazování s technologem firmy Contar Plus s.r.o., dodávající technologii pro výrobu cihlářských výrobků, přičemž princip a provedení dochlazovacího úseku je u každé tunelové pece víceméně stejný. Pro získání podkladů k vypracování diplomové práce byla vybrána již existující tunelová pec v cihelně Hevlín společnosti HELUZ cihlářský průmysl v.o.s., která byla v minulosti dodána právě firmou Contar Plus s.r.o.

2 Metody identifikace, teoretická část

Před vlastním návrhem regulačního obvodu je nutné provést identifikaci reálné soustavy, tedy získat informace o jejím chování. Tyto informace následně slouží k vytvoření matematického modelu, který popisuje statické i dynamické vlastnosti reálného systému.

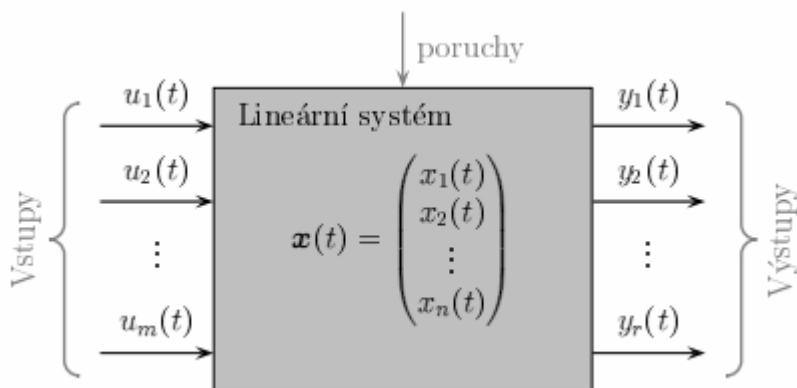
Hlavní výhoda modelu spočívá v možnosti testování navržených regulací bez nutnosti „pokusů“ na reálném systému, což v mnoha případech není ani dovoleno. Nevýhodou je ovšem obtížnost vytvoření naprosto přesného modelu reálného systému, např. z důvodu zjednodušujících předpokladů či přítomnosti neměřitelných poruch. Tyto nepřesnosti modelu je pak nutné vzít v úvahu při návrhu regulátoru.

Identifikačních metod je celá řada, velmi podrobně se problematikou identifikace systémů zabývá literatura [2].

2.1 Klasifikace systémů

Systémy je možné rozdělit podle různých hledisek do mnoha kategorií. Zpravidla základním hlediskem klasifikace je vnitřní nebo vnější popis, charakterizující množství dostupných informací o daném systému pro pozorovatele.

Vnitřní (stavový) popis vyjadřuje nejen statické a dynamické vlastnosti systému, ale i jeho vnitřní vazby. Existují různé systémy, které se z vnějšího pohledu chovají stejně, ale jeho vnitřní vazby jsou odlišné.



Obr. 1 Obecný lineární systém [3]

Vnitřní popis je vyjádřen dvěma stavovými rovnicemi. První stavová rovnice je tvořena soustavou diferenciálních rovnic 1. řádu, které vyjadřují vztahy mezi derivacemi stavových proměnných, vstupy a stavy systému. Druhá stavová rovnice je tvořena soustavou algebraických rovnic, vyjadřujících vazby mezi výstupy, vstupy a stavy systému.

Vnější popis pohlíží na systém jako na tzv. „černou skříňku“ (angl. black box), kde nejsou známy vazby uvnitř systému, ale jen jeho vstupně/výstupní (vnější) projev. Existuje několik formulací popisu, mezi základní patří:

- Diferenciální rovnice
- Operátorový přenos
- Časová odezva (přechodová nebo impulsní charakteristika)
- Frekvenční charakteristika

Také je nutno podotknout, že lze převádět vnitřní popis na vnější a naopak. U převodu z vnitřního na vnější dochází ke ztrátě stavových informací, převod je jednoznačný a provádí se výpočtem z matic koeficientů stavového popisu. Opačný převod je naproti tomu nejednoznačný, realizuje se přímým, sériovým nebo paralelním programováním. Více o převezech je v literatuře [1], [3].

U operátorového přenosu se také vyskytuje pojem slabá a silná podmínka fyzikální realizovatelnosti. Souvisí to s řády čitatele a jmenovatele přenosu, pokud je řád čitatele menší než řád jmenovatele, je splněna silná podmínka fyzikální realizovatelnosti, pokud jsou řády stejné, je splněna pouze slabá podmínka. Při vyšším řádu čitatele je systém fyzikálně nerealizovatelný, protože by se na výstupu objevila nenulová hodnota dříve, než začal působit vstupní signál.

Systémy se také rozdělují na lineární a nelineární, přičemž významný rozdíl mezi nimi je v platnosti principu superpozice. Zjednodušeně řečeno, pokud dva rozdílné vstupní signály působí na lineární systém, pak výstupní odezva tohoto systému bude součtem odezev odděleně působících vstupních signálů. Z principu superpozice vyplývá možnost pracovat u lineárních systémů s operátorovým přenosem nebo frekvenčními charakteristikami.

U nelineárních systémů princip superpozice neplatí, v diferenciálních rovnicích se objevují obecné nelinearity a analytické řešení bývá poměrně složité. Mezi základní metody, využívané při řešení nelineárních systémů, patří aproximace nelineárních charakteristik v okolí pracovního bodu, numerické nebo grafické řešení diferenciálních rovnic, metoda stavové roviny a další. Více o tomto tématu lze nalézt v literatuře [1], [4], [5].

Systémy mohou také pracovat ve spojitém či diskrétním čase, což je další možný způsob klasifikace. Rozdíl spočívá v hodnotách vstupů, stavů či výstupů systému v čase, přičemž u spojitých systémů jsou tyto hodnoty určeny v každém časovém okamžiku, naproti tomu u diskrétních jsou signály systému určeny jen v předem daných časových okamžicích. Při dodržení Shannon-Kotelnikova teorému je možné spojitý signál převést na diskrétní beze ztráty informace (je možné rekonstruovat původní spojitý signál).

Podobně jako se u spojitých systémů používá Laplaceova transformace, u diskrétních se zavádí Z-transformace, umožňující popis pomocí operátorového přenosu.

Dalším možným hlediskem při klasifikaci systémů mohou být počty vstupů a výstupů, systémy s jedním vstupem a jedním výstupem jsou označovány zkratkou SISO (Single-Input-Single-Output), s více vstupy a více výstupy se značí zkratkou MIMO (Multi-Input-Multi-Output) a pro takové systémy je návrh regulací poměrně komplikovaný, neboť je nutné řešit nežádoucí vazby mezi vstupy a výstupy.

Systémy také mohou v čase měnit své parametry, nazývají se t-variantní, pokud tomu tak není, označují se jako t-invariantní systémy. Proměnnost parametrů systému v čase lze řešit adaptivními či robustními regulátory.

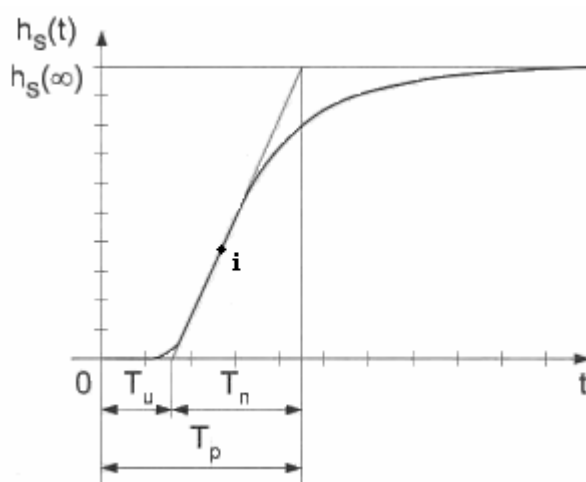
Systémy je také možné rozdělit i podle jejich stability. Výstupy stabilního systému se po skončení působení vstupního signálu a přechodového děje ustálí na hodnotě, která byla před působením vstupního signálu. Naproti tomu výstupy nestabilního systému divergují od původního ustáleného stavu nade všechny meze. Poslední skupinou jsou systémy na mezí stability, jejichž výstupy se po skončení vstupního signálu ustálí na nové, ale jiné hodnotě.

2.2 Analytická identifikace

Na základě znalosti fyzikálně chemických dějů v soustavě je možné sestavit diferenciální nebo diferenční rovnice vyjadřující chování dané soustavy. Touto metodou lze dosáhnout velmi přesného modelu reálné soustavy, ovšem to platí spíše pro jednoduché systémy, kde jsou všechny vnitřní vazby známy. Naopak u složitých soustav není jednoduché, někdy až nemožné, sestavit rovnice popisující všechny vztahy v soustavě. V takových případech je výhodné ověřit simulací výsledný model nebo přistoupit na jiné metody identifikace soustavy.

2.3 Identifikace z přechodové charakteristiky

Jedna ze základních metod stanovení přenosu regulované soustavy, která vychází z naměřené přechodové charakteristiky soustavy.



Obr. 2 Parametry přechodové charakteristiky [5]

V inflexním bodě i (oblast s největší strmostí charakteristiky) je vedena tečna, která protíná časovou osu a pomyslnou přímkou v ustáleném stavu $h_s(\infty)$. Ze zjištěných parametrů na obr. 2 lze vytvořit přenos [5]

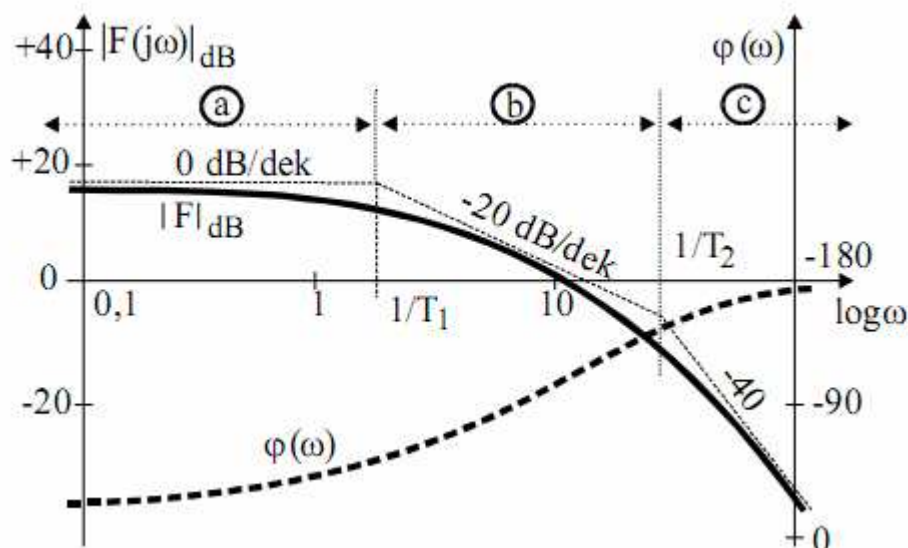
$$G_s(s) = \frac{k_s}{T_n s + 1} e^{-T_u s}, \quad (2.1)$$

kde T_u ... doba průtahu
 T_n ... doba náběhu
 k_s ... poměr ustálené hodnoty výstupu a vstupu

Pro zvýšení přesnosti aproximačního přenosu jsou odvozeny vztahy využívajících více parametrů přechodové charakteristiky. Taktéž lze určit přenos soustavy i pro kmitavou odezvu. Více se tomuto tématu věnuje literatura [5].

2.4 Identifikace z frekvenční charakteristiky

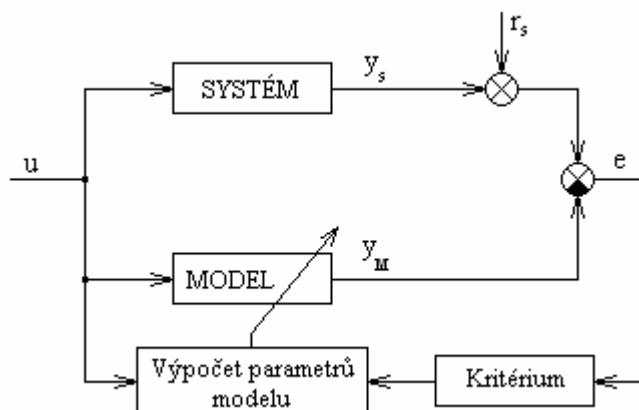
Přenos soustavy je možné získat z průběhu amplitudové frekvenční charakteristiky. Statické zesílení k_s se určí z velikosti $|F(j\omega)|$ při $j\omega=0$, velikosti časových konstant se odečtou ze zlomových kmitočtů $\omega = 1/T_1$, $\omega = 1/T_2$, přičemž zlomový kmitočet je odchylka skutečné charakteristiky od asymptotické ve velikosti 3 dB. Změna sklonu charakteristiky určuje, zda jde o časovou konstantu ve jmenovateli nebo čitateli přenosu.



Obr. 3 Amplitudová a fázová frekvenční charakteristika [7]

2.5 Identifikace metodou nejmenších čtverců

S použitím výpočetní techniky byla vyvinuta identifikace soustavy založená na odhadu parametrů modelu ve tvaru diferenčních rovnic metodou nejmenších čtverců. Z toho vyplývá nutnost diskrétního měření signálů, tedy získání odpovídajících si číselných posloupností hodnot vstupů a výstupů. Také je nutné před procesem identifikace určit strukturu modelu, stupně polynomů v čitateli a jmenovateli přenosu, případně zavést dopravní zpoždění. Tato metoda je zvláště výhodná při identifikaci v uzavřeném regulačním obvodu a identifikaci mnohorozměrových soustav.



Obr. 4 Stanovení parametrů modelu soustavy [2]

Na obr. 4 je zobrazeno schéma pro určení parametrů modelu. Po volbě struktury, řádu a dopravního zpoždění je systém i model buzen stejným vstupním signálem, výstupní signály jsou porovnány a pokud je odchylka dostatečně malá, tak i parametry modelu jsou dostatečně přesné.

Dalším rozšířením této metody je on-line identifikace, která umožňuje průběžně odhadovat parametry modelu. Výhodou je identifikace soustav s proměnnými parametry a menší nároky na paměť oproti jednorázové identifikaci.

Při identifikaci metodou nejmenších čtverců je důležitým krokem volba struktury modelu, která ovlivňuje výslednou přesnost. Diskrétní model soustavy vyjadřuje diferenční rovnice [2]

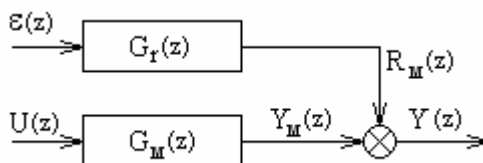
$$y_M(k) + a_1 y_M(k-1) + \dots + a_n y_M(k-n) = b_0 u(k) + b_1 u(k-1) + \dots + b_n u(k-n), \quad (2.2)$$

následnou Z-transformací a úpravami lze získat přenos soustavy ve tvaru [2]

$$G_M(z) = \frac{Y_M(z)}{U(z)} = \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})} = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + \dots + b_n z^{-n}}{1 + a_1 z^{-1} + \dots + a_n z^{-n}}, \quad (2.3)$$

kde koeficienty $b_0, b_1, \dots, b_n, a_0, \dots, a_n$ se mají určit. Z obr. 4 a rovnice (2.3) vyplývá, že model nerespektuje vliv náhodného poruchového signálu r_s na výstupu reálného systému a pro nulovou odchylku e by musela být chyba r_s nulová.

Model se tedy upraví dle obr. 5, zavedením a modelováním poruchového signálu $R_M(z)$ lze dosáhnout přesnějšího modelu.



Obr. 5 Struktura modelu s náhodným poruchovým signálem [2]

Pro výstup modelu s náhodným poruchovým signálem lze psát [2]

$$Y(z) = R_M(z) + Y_M(z) = G_M(z)U(z) + G_r(z)\varepsilon(z), \quad (2.4)$$

kde $\varepsilon(z)$ je obraz bílého šumu. Rozdíl mezi jednotlivými typy modelů, popsaných dále, se liší volbou přenosu poruchy $G_r(z)$.

2.5.1 Model OE

Model chyby výstupu (Output Error), kde je zvolen přenos $G_r(z) = 1$. Rovnice výstupu je potom [2]

$$Y(z) = Y_M(z) + R_M(z) = G_M(z)U(z) + G_r(z)\varepsilon(z) = \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})}U(z) + \varepsilon(z) \quad (2.5)$$

2.5.2 Model ARX

Autoregresní model s externím vstupem, náhodný poruchový signál je modelován jmenovatelem přenosu modelu. Rovnice výstupu [2]

$$Y(z) = Y_M(z) + R_M(z) = G_M(z)U(z) + G_R(z)\varepsilon(z) = \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})}U(z) + \frac{1}{A(z^{-1})}\varepsilon(z) \quad (2.6)$$

2.5.3 Model ARMAX

U modelu ARX není možné přímo modelovat poruchový signál, tuto nevýhodu částečně odstraňuje model ARMAX s rovnicí výstupu [2]

$$Y(z) = Y_M(z) + R_M(z) = G_M(z)U(z) + G_r(z)\varepsilon(z) = \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})}U(z) + \frac{C(z^{-1})}{A(z^{-1})}\varepsilon(z) \quad (2.7)$$

Je zřejmé, že pomocí polynomu $C(z^{-1})$ v čitateli přenosu $G_r(z)$ lze lépe ovlivnit procházející poruchový signál, ovšem stále je spjat s volbou polynomu $A(z^{-1})$.

2.5.4 Model BJ

Model Box-Jenkins, který umožňuje modelovat poruchový signál odděleně od modelování soustavy. Výstup je popsán rovnicí [2]

$$Y(z) = Y_M(z) + R_M(z) = G_M(z)U(z) + G_r(z)\varepsilon(z) = \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})}U(z) + \frac{C(z^{-1})}{D(z^{-1})}\varepsilon(z) \quad (2.8)$$

2.5.5 Model stavového prostoru

Diskrétní model stavového prostoru vyjadřuje pomocí matic chování reálného systému i vnitřní stavy systému, poruchový signál je vyjádřen maticí vazeb poruchových signálů na stavy modelu.

Model je popsán dvěma stavovými rovnicemi [2]

$$\begin{aligned} zX(z) - x(0) &= AX(z) + BU(z) + K\varepsilon(z) \\ Y(z) &= CX(z) + DU(z) + \varepsilon(z), \end{aligned} \quad (2.9)$$

kde A ... matice vnitřních vazeb systému
 B ... matice vazeb systému na vstup
 C ... matice vazeb výstupu na stav
 D ... matice přímých vazeb výstupu na vstup
 K ... matice vazeb poruchových signálů na stav
 $x(0)$... počáteční podmínky

3 Syntéza regulačního obvodu, rozbor

Syntézou regulačního obvodu se rozumí návrh struktury a parametrů regulátoru, který zaručí požadovaný regulační děj, přičemž požadavky většinou klade technolog znalý v daném odvětví. Může se jednat o návrh nového zařízení, při kterém lze rozhodovat o umístění čidel, akčních členů a jejich typů, nebo o zlepšení algoritmů řízení stávajícího provozu s požadavkem co nejmenších montážních zásahů. Téměř vždy je ale automatizační technik omezen řadou podmínek technických i ekonomických.

3.1 Integrovaný kritérium kvality regulace

Kritérium hodnotí časový průběh regulační odchylky při skokové změně žádané hodnoty. Vypočtená plocha regulační odchylky dává informaci o kvalitě nastavení parametrů regulátoru, snahou je minimalizace této plochy.

Lineární regulační plochu lze vypočítat integrálem [3]

$$J_L = \int_0^{\infty} [e(t) - e(\infty)] dt . \quad (2.9)$$

Minimalizace integrálu (2.9) je smysluplná jen pro nekmitavé průběhy odchylky, pro kmitavé se používá absolutní hodnota výrazu v integrálu, ovšem analytický výpočet je složitý.

Tuto nevýhodu lze odstranit kvadratickým integrovaným kritériem [3]

$$J_L = \int_0^{\infty} [e(t) - e(\infty)]^2 dt , \quad (2.10)$$

které však přikládá větší váhu větším odchylkám a při minimalizaci plochy se regulační děj se vyznačuje velkými překmity regulované veličiny.

Při požadavku rychlého regulačního děje a zároveň malých překmitů lze použít integrovaný kritérium ITAE [3]

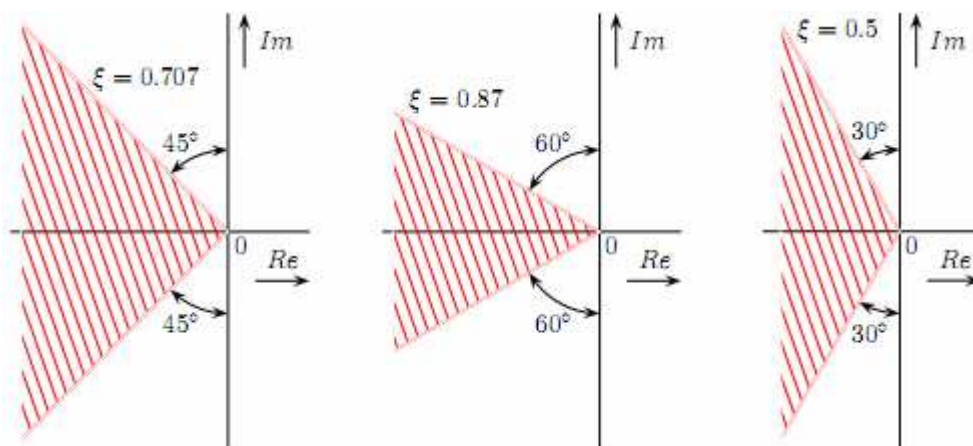
$$J_L = \int_0^{\infty} |e(t) - e(\infty)| \cdot t \cdot dt , \quad (2.11)$$

u kterého s narůstajícím časem roste i váha odchylky. Kritérium je opět výpočtově složité z důvodu absolutní hodnoty obsažené v integrálu a pro řešení se využívá numerických metod.

3.2 Metoda požadovaného rozložení pólů

Požadavky na regulační děj (rychlost, překmit) lze převést do roviny „s“ vymezením určité oblasti a pokud jsou v této oblasti rozmístěny póly uzavřené smyčky, pak jsou splněny dané požadavky.

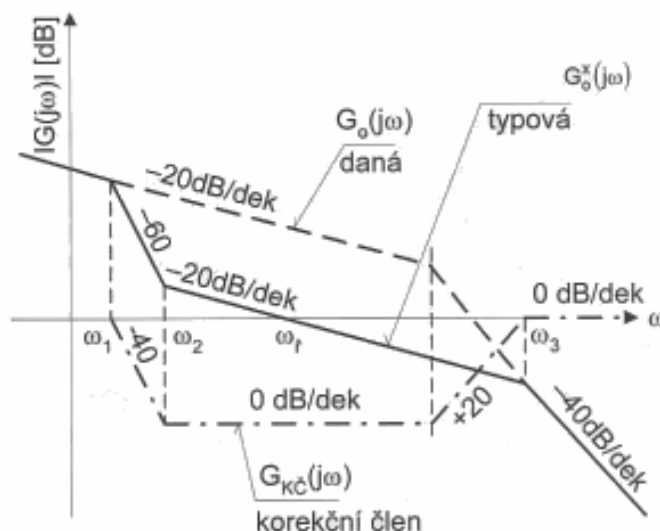
Na obr. 6 jsou zobrazeny oblasti pro různé hodnoty tlumení kladené na regulační děj. V programu Matlab lze pomocí komponenty SISOTOOL vymezit oblasti, vkládat a měnit polohy pólů a nul obvodu tak, aby byl regulační děj optimální.



Obr. 6 Oblasti roviny „s“ pro různé požadavky na regulační děj [3]

3.3 Tvarování frekvenční charakteristiky

Metoda vychází ze znalosti průběhu frekvenční charakteristiky otevřeného obvodu, která pro soustavy s minimální fází určuje, jak se bude chovat regulační děj po uzavření smyčky. Protože lze v logaritmických souřadnicích sčítat frekvenční charakteristiky sériově zapojených článků, přenos regulátoru je možné určit odečtením charakteristiky soustavy od požadované charakteristiky otevřeného obvodu. Je však třeba dávat pozor na fyzikální realizovatelnost regulátoru a na amplitudovou a fázovou bezpečnost.



Obr. 7 Návrh regulátoru (korekčního členu) tvarováním frekv. charakteristiky [5]

Zpravidla je snaha o vytvoření takové charakteristiky otevřeného obvodu, která bude mít co nejdelší úsek charakteristiky se sklonem -20dB/dek kolem frekvence řezu (tj. frekvence, při které protíná charakteristika osu 0dB). Tato část bývá také označována jako oblast středních kmitočtů a určuje stabilitu regulačního obvodu a dynamiku přechodového děje.

Sklon charakteristiky v oblasti nízkých kmitočtů určuje, zda bude ustálená odchylka nulová (sklon -20dB/dek) nebo nenulová (0dB/dek), v oblasti vysokých kmitočtů vypovídá tvar charakteristiky o schopnosti obvodu potlačovat šum, její sklon by měl být minimálně -40dB/dek .

3.4 Metoda optimálního modulu

Pracuje s požadovaným tvarem frekvenční charakteristiky uzavřeného obvodu, daného přenosem řízení $G_w(s)$. Pro optimální průběh regulačního děje je zapotřebí, aby amplituda frekvenčního přenosu řízení byla rovna jedné do co nejvyšších frekvencí a bez rezonančního převýšení, což lze vyjádřit vztahem [3]

$$\frac{d|G_w(j\omega)|}{d\omega} \leq 0 \quad (2.12)$$

Metoda optimálního modulu neřeší stabilitu obvodu, proto je nutné ji po výpočtu parametrů regulátoru vždy ověřit. Metoda také není použitelná pro obvody, které mají v otevřené smyčce více než jeden astatismus, neboť na frekvenční charakteristice uzavřené smyčky bude vždy existovat rezonanční převýšení.

3.5 Inverzní regulátor

Jedná se o návrh takového regulátoru, který by eliminoval nuly a póly soustavy tak, aby přenos otevřené smyčky byl [3]

$$G_0(s) = \frac{\omega_R}{s}, \quad (2.13)$$

ze kterého plyne přenos regulátoru [3]

$$G_R(s) = \frac{\omega_f}{s} G_S^{-1}(s). \quad (2.14)$$

U této metody vznikne pro soustavy s relativním řádem 2 a vyšším problém s realizovatelností regulátoru, což se dá řešit realizačními konstantami na vysokých frekvencích. Pro soustavy s velmi odlišnými póly se výrazně zhorší kompenzace poruchy (nuly regulátoru se objeví jako póly přenosu poruchy).

3.6 Polynomiální teorie

Při návrhu regulátoru je také možné využít polynomiální teorii řízení. Tento přístup umožní převést syntézu na řešení lineární diofantické rovnice ve tvaru [9]

$$a(s)p(s) + b(s)q(s) = c(s), \quad (2.15)$$

kde přenos soustavy a regulátoru jsou ve tvaru [9]

$$G_S(s) = \frac{b(s)}{a(s)}, \quad G_R(s) = \frac{q(s)}{p(s)},$$

a $c(s)$ je požadovaný tvar charakteristické rovnice. Metodu lze využít při návrhu řízení soustav s neminimální fází, výhodou je využitelnost při syntéze jak ve spojitě, tak i v diskrétní časové oblasti.

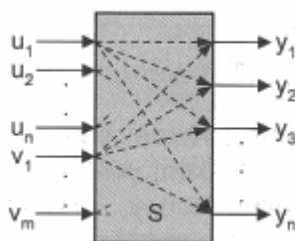
3.7 Mnohorozměrové regulační obvody

V praxi se velmi často objevují soustavy s více vstupy a výstupy, které se vlivem vzájemných interakcí ovlivňují a způsobují, že změna jedné žádané veličiny se projeví na všech regulovaných veličinách. Proto není ani tak důležité, kolik vstupů a výstupů soustava má, ale jaké jsou interakce mezi nimi.

Před syntézou mnohorozměrových regulačních obvodů je nejdříve nutné eliminovat nebo alespoň částečně potlačit interakce a poté lze pokračovat návrhem regulátorů metodami pro jednorozměrové regulační obvody. Dalším kritériem při návrhu mnohorozměrových regulačních obvodů je odstranění vlivu poruchových veličin vyskytujících se v obvodu.

3.7.1 Popis mnohorozměrových soustav

Mnohorozměrová soustava je znázorněna na obr. 8, přičemž v obecném případě každá akční veličina u_i a poruchová veličina v_j ovlivňuje regulovanou veličinu y_i . Poruchové veličiny se uvažují za podmínky, že jsou to měřitelné signály.



Obr. 8 Mnohorozměrová regulační soustava [5]

Lineární regulovanou soustavu ve spojitě oblasti se stejným počtem vstupů a výstupů lze po Laplaceově transformaci zapsat maticově [5]

$$Y(s) = G_S(s)U(s) + G_{SV}(s)V(s), \quad (2.16)$$

kde $G_S(s)$ je matice přenosů akčních veličin a $G_{SV}(s)$ je matice přenosů poruch [5]

$$G_S(s) = \begin{pmatrix} S_{11}(s) & \cdots & S_{1n}(s) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{n1}(s) & \cdots & S_{nn}(s) \end{pmatrix}, \quad G_{SV}(s) = \begin{pmatrix} S_{V11}(s) & \cdots & S_{V1m}(s) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{Vn1}(s) & \cdots & S_{Vnm}(s) \end{pmatrix}. \quad (2.17)$$

$Y(s)$, $U(s)$ a $V(s)$ jsou vektory výstupů, akčních veličin a poruchových veličin [5]

$$Y(s) = \begin{pmatrix} Y_1(s) \\ Y_2(s) \\ \vdots \\ Y_n(s) \end{pmatrix}, \quad U(s) = \begin{pmatrix} U_1(s) \\ U_2(s) \\ \vdots \\ U_n(s) \end{pmatrix}, \quad V(s) = \begin{pmatrix} V_1(s) \\ V_2(s) \\ \vdots \\ V_n(s) \end{pmatrix}. \quad (2.18)$$

Matici přenosů je také možné vyjádřit ve tvaru skalárního jmenovatele, což je polynomiální matice dělená nejmenším společným jmenovatelem všech dílčích přenosů. Další možnou formou matice přenosů je vyjádření levým či pravým polynomiálním zlomkem nebo Smith-McMillanovy formy. Podrobněji se problematikou zabývá literatura [10].

Všechna tato vyjádření matic přenosů jsou vhodnější pro některé způsoby návrhu mnohorozměrového regulačního obvodu nebo pro snadnější určení pólů a nul systému.

3.7.2 Zesílení, póly a nuly MIMO systému

Zesílení mnohorozměrového systému nelze jednoduše určit jako u jednorozměrových obvodů, protože vstupy i výstupy jsou vektory a mají nejen velikost, ale i směr. Zesílení systému je tedy závislé jak na frekvenci, tak na směru vstupního vektoru.

K určení zesílení pro danou frekvenci se používají singulární čísla matice, což jsou kladné odmocniny z vlastních čísel součinu matice přenosů a její hermitovské transpozice. Minimální zesílení systému pro určitý směr vstupního vektoru je vyjádřeno nejmenším singulárním číslem matice přenosů pro určitou frekvenci a analogicky maximální zesílení systému největším singulárním číslem matice.

Se zesílením souvisí pojem číslo podmíněnosti [5]

$$\gamma = \frac{\bar{\sigma}}{\underline{\sigma}}, \quad (2.19)$$

kde $\bar{\sigma}$ je maximální zesílení a $\underline{\sigma}$ je minimální zesílení pro danou frekvenci. Systém je špatně podmíněný tehdy, když je číslo podmíněnosti větší než 10. Takové systémy jsou obtížně říditelné, protože při různých směrech vstupního vektoru má výstupní vektor stále stejný nebo velmi podobný směr.

Póly MIMO systému jsou definovány jako taková čísla, která po dosazení do matice přenosů sníží její hodnotu nebo také čísla, která po dosazení způsobí nekonečnou hodnotu jednoho nebo více prvků v přenosové matici.

U čtvercové matice jsou póly systému všechna čísla, která vynulují jmenovatel determinantu přenosové matice, ovšem pro vysoké řády matice může být výpočet determinantu náročný.

Nuly systému jsou obdobně jako póly definovány jako čísla způsobující snížení hodnoty přenosové matice nebo čísla, která vynulují jeden nebo více prvků v přenosové matici. U čtvercových matic je možné určit nuly z podmínky pro nulový determinant přenosové matice.

Pro nečtvercové matice lze určit nuly systému převedením matice přenosů do Smith-McMillanovy formy.

V některých případech také může nastat situace, kdy číselník determinantu čtvercové matice přenosů neobsahuje nuly z důvodu vykrácení při výpočtu determinantu, a přesto při určitém směru vstupního vektoru je přenos na výstup blokován. To je způsobeno právě rozdílným směrem nul a pólů, které kvůli tomu nesmí být vykráceny.

Směry lze rozlišit na dva typy

- vstupní směr nuly a pólu
- výstupní směr nuly a pólu

Vstupní směr nuly vyjadřuje, jaký směr vstupního vektoru nemá na výstup žádný vliv a přenos na výstup je tedy blokován jako u SISO obvodů. Výstupní směr nuly naopak vyjadřuje, do jakého směru výstupního vektoru je těžké systém řídit.

Vstupní a výstupní směr pólu udává, při jakém směru vstupního nebo výstupního vektoru budou všechny prvky matice přenosů nekonečné.

3.8 Syntéza mnohorozměrových regulačních obvodů

Před syntézou je třeba velice dobře analyzovat soustavu a uvážit, jakými způsoby by bylo možné zařídit autonomnost uzavřeného systému, tedy neinteraktivnost jednotlivých regulačních smyček. Pokud je možné měřit poruchové signály, je také třeba zařídit invariantnost obvodu (eliminaci vlivů měřitelných poruch).

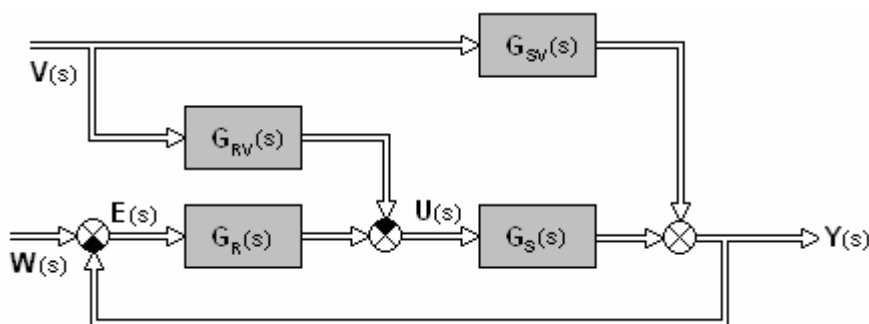
Při řešení mnohorozměrových regulací se lze setkat s maticovými počty a proto je třeba pamatovat zejména na nekomutativnost násobení matic.

Z obvodu na obr. 9 lze určit přenosovou matici řízení [5]

$$G_w(s) = [I + G_s(s)G_R(s)]^{-1} G_s(s)G_R(s) \quad (2.20)$$

a přenosovou matici poruch [5]

$$G_v(s) = [I + G_s(s)G_R(s)]^{-1} [G_{sv}(s) - G_s(s)G_{rv}(s)]. \quad (2.21)$$



Obr. 9 Mnohorozměrové regulační schéma s měřením poruchy [5]

Pro zajištění autonomnosti systému je třeba, aby přenosová matice řízení byla diagonální. To je splněno, pokud součin nediagonálních matic $G_S(s)$ a $G_R(s)$ je diagonální matice. S pomocí determinantů je možné určit vztahy pro výpočet nediagonálních prvků matice regulátorů tak, aby byla splněna podmínka diagonality matice otevřeného obvodu [5]

$$R_{kl} = R_{ml} \frac{s_{lk}}{s_{lm}}, \quad (2.22)$$

přičemž index m se volí stejný jako index l a diagonální prvky matice regulátorů se navrhuje klasickými metodami pro příslušné diagonální přenosy matice $G_S(s)$, tudíž jsou známy před výpočtem nediagonálních prvků (vazebních členů) matice regulátorů.

Členy s_{lk} a s_{lm} v rovnici 2.22 jsou algebraické doplňky prvků matice přenosů. Tento způsob potlačení interakcí má omezení ve fyzikální realizovatelnosti vazebních členů, což je možné řešit volbou jiného typu diagonálních regulátorů za cenu zhoršení regulačního děje.

Pro invariantnost uzavřeného regulačního obvodu musí platit [5]

$$[G_{sv}(s) - G_s(s)G_{rv}(s)] = 0$$

$$G_{sv}(s) = G^{-1}_s(s)G_{rv}(s). \quad (2.23)$$

Stabilita mnohorozměrových obvodů se určuje, obdobně jako u jednorozměrových obvodů, z charakteristické rovnice obvodu [1]

$$I + G_S(s)G_R(s) = 0. \quad (2.24)$$

Řešení této rovnice lze vyjádřit s využitím determinantu jako [1]

$$\det[I + G_S(s)G_R(s)] = \frac{M(s)}{N(s)} = 0. \quad (2.25)$$

Pro zajištění stability mnohorozměrového obvodu musí kořeny polynomu $M(s)$ ležet v levé polorovině roviny „s“.

U systémů, které nejsou rozlehlé, je možné přiřadit libovolnou akční veličinu k libovolné regulované veličině, čímž je možné získat lepší potlačení interakcí MIMO systému. K určení míry interakcí slouží matice relativních zesílení (RGA) [10]

$$\Lambda = K_{stat} \otimes K_{stat}^{-T}, \quad (2.24)$$

kde K_{stat} ... matice statických zesílení MIMO soustavy,

K_{stat}^{-T} ... transponovaná inverze matice K_{stat} a

$K_{stat} \otimes K_{stat}^{-T}$... přímý součin obou matic, tj. součin po složkách.

Každý prvek matice relativních zesílení (λ_{ij}) udává poměr statického zesílení při otevřené smyčce ku statickému zesílení otevřené smyčky při uzavřených ostatních smyčkách.

Hodnota jednotlivého prvku vyjadřuje míru interakce akční veličiny na regulovanou, přičemž hodnota 1 znamená nejmenší vliv ostatních smyček a čím je hodnota vzdálenější od 1, tím je vliv ostatních smyček větší.

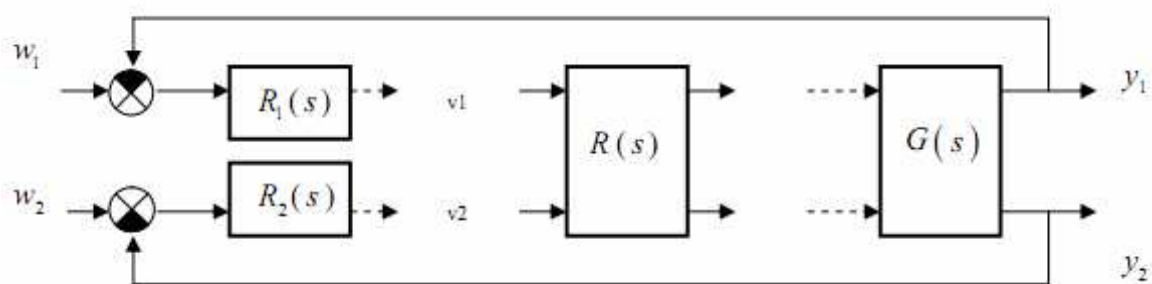
„Lze doporučit párování těch vstupních a výstupních veličin, kde $\lambda_{ij} \rightarrow 1$, ale vyhnout se párování, kde λ_{ij} je nulové nebo záporné.“ [10]

Dalším přístupem při návrhu smyčkových regulátorů může být sekvenční nastavování parametrů regulátorů. Nejdříve se navrhnu regulátory pro diagonální přenosy soustavy bez uvažování interakcí. Následně se pro první regulační smyčku analyzuje vliv ostatních regulačních smyček s nulovými žádanými hodnotami a při uvažování interakcí soustavy. Podle výsledného celkového přenosu, vypočteného pomocí blokové algebry, se určí nové parametry regulátoru pro první smyčku a stejný postup je aplikován pro další regulační smyčku.

Tento postup je ovšem dosti pracný, zdoluhavý a pro složitější systémy nemusí zaručit konvergenci k řešení regulačního obvodu.

Zcela jiným přístupem při požadavku autonomnosti je dvoustupňový návrh, naznačený na obr. 10 pro dvourozměrový systém. Před samotným návrhem smyčkových regulátorů se nejdříve provede decoupling, nebo-li návrh dynamického či statického rozvazbovacího kompenzátoru $R(s)$, který zajistí diagonalitu přenosové matice $G(s)*R(s)$. Následně se již smyčkové regulátory navrhují klasickými metodami pro jednotlivé SISO obvody.

Nevýhodou této metody je dvojnásobná citlivost na chyby vzniklé při identifikaci soustavy nebo na změny parametrů přenosové matice $G(s)$.



Obr. 10 Dvourozměrový regulační obvod s prekompenzátořem [10]

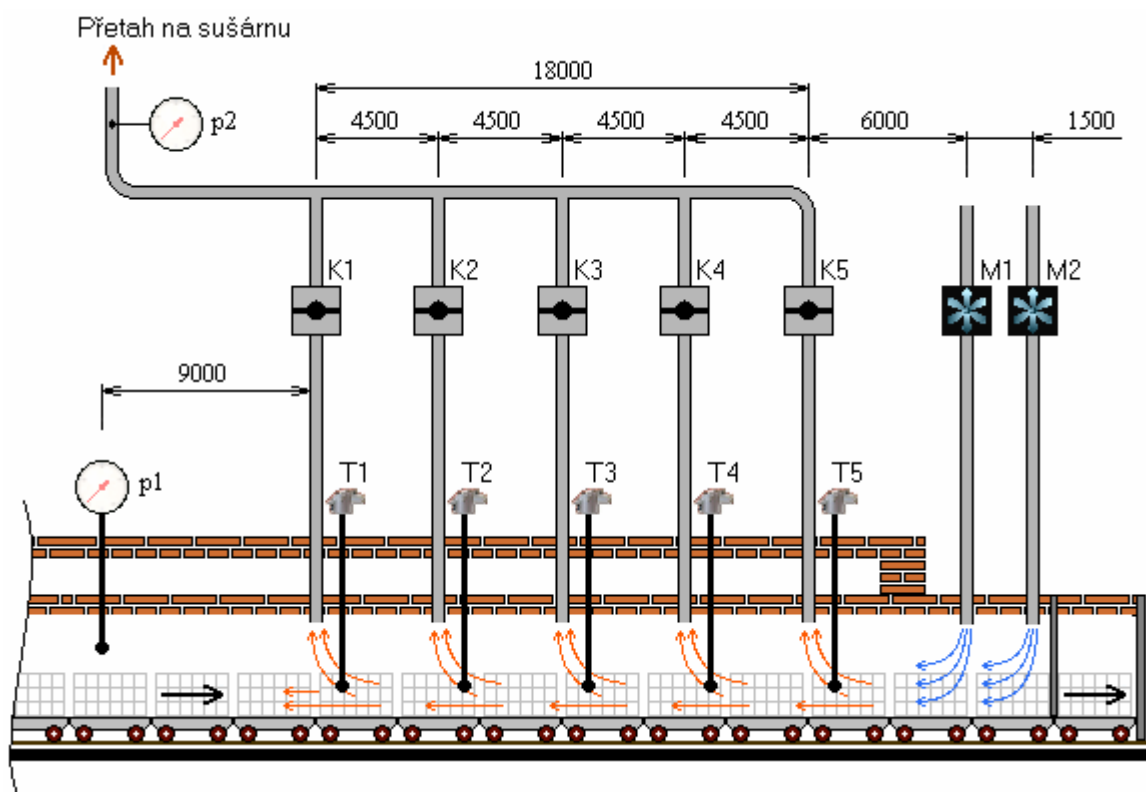
U některých mnohorozměrových systémů, kde jsou v přenosové matici nebo v matici přenosů poruch některé prvky nulové nebo zanedbatelně malé, je možné navrhnout regulace s využitím rozvětvených jednorozměrových obvodů. Využit se mohou obvody s měřením poruchy a s pomocnou akční nebo regulovanou veličinou.

4 Identifikace procesu dochlazování

Proces dochlazování v tunelové cihlářské peci hraje jednu z důležitých úloh při výrobě cihel. Je tedy nutné dodržet předepsaný sestup teplot materiálu pro získání správných parametrů výrobku, přičemž mezi nejdůležitější patří správný rozměr a pevnost cihlového bloku. Při nedodržení tohoto sestupu mohou vznikat na výrobcích trhliny různé velikosti z důvodu vnitřního pnutí materiálu výrobků při nešetrném chlazení, což samozřejmě snižuje kvalitu výrobků.

4.1 Technologické schéma a popis procesu

Na obr. 11 je technologické schéma procesu dochlazování, ve kterém jsou pro reálnější představu vyznačeny vzdálenosti mezi jednotlivými prvky systému.



Obr. 11 Technologické schéma procesu dochlazování v cihlářské peci

Legenda k obr. 11:

- T1 až T5 ... teplotní senzory
- K1 až K5 ... odtahové klapky se servopohonem
- M1, M2 ... ventilátory s asynchronními motory
- p1, p2 ... senzory podtlaku

Teplotní senzory jsou realizovány termoelektrickými články typu „K“ v tyčovém provedení o délce 2m a s převodníkem 4÷20 mA v hlavici senzoru pro zavedení informace do řídicího systému. Teplotní rozsah udávaný výrobcem je $-200 \div 1100^{\circ}\text{C}$.

Odtahové klapky se servopohonem mají úhlový rozsah $0 \div 90^\circ$ s vestavěným převodníkem $4 \div 20$ mA. Úhlové natočení je v řídicím systému převedeno na rozsah $0 \div 100$ %, přičemž 0 % je úplné uzavření klapky (průchod vzduchu je blokován).

Axiální ventilátory jsou poháněny 11 kW asynchronními motory, které jsou řízené frekvenčními měniči od firmy Schneider-Electric. Požadované otáčky jsou pro oba ventilátory stejné a rozsah otáček ventilátorů je $0 \div 960$ ot/min.

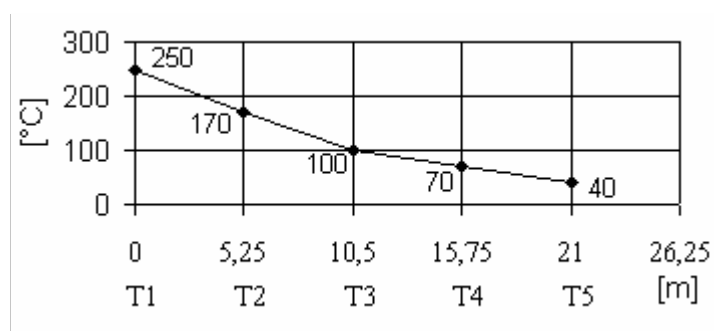
Senzor podtlaku p1 má rozsah $-25 \div 25$ Pa, senzor p2 má rozsah $0 \div -1000$ Pa, oba mají zabudované převodníky $4 \div 20$ mA.

Dochlazovací úsek pece je dlouhý 18m a rozestupy mezi jednotlivými teplotními body jsou 4,5m. Vozy s vypálenými cihlami se posouvají směrem ven z pece v pravidelných časových intervalech, zadaných z řídicího střediska prostřednictvím vizualizace. Každý vůz má délku 3m, přičemž jedním posunem se rozumí posun o půlku délky vozu, tedy o 1,5m. Časové intervaly posunů byly nastaveny na 16 minut, průjezd jednoho vozu celým dochlazovacím úsekem tedy trvá necelé 4 hodiny.

Každý teplotní senzor je umístěn 0,75m za příslušným sběrným kanálem vzduchu a měřicí bod senzoru je 1m pod stropem pecního kanálu vysokého 2m. Sensory teploty jsou také rozmístěny střídavě u krajových stěn pecního kanálu tak, aby nezasahovaly do prostoru jedoucích vozů.

V pásmu dochlazování je hlavním požadavkem udržení stanovených teplot v pěti místech (viz obr. 11), což lze vyjádřit jako křivku teplot v závislosti na poloze teplotního senzoru. Křivka bude mít vždy sestupný charakter, pomocí teplot T1 až T5 je možné ovlivnit tvar křivky a tím i rychlost sestupu teplot cihel. Na obr. 12 je teplotní křivka vytvořená z provozních hodnot žádaných teplot.

Také je nutné připomenout, že ve skutečnosti se neměří teplota cihel, ale teplota vzduchu v blízkosti cihel uvnitř pecního kanálu, proto bude měřená teplota vždy o něco nižší než skutečná teplota cihel.

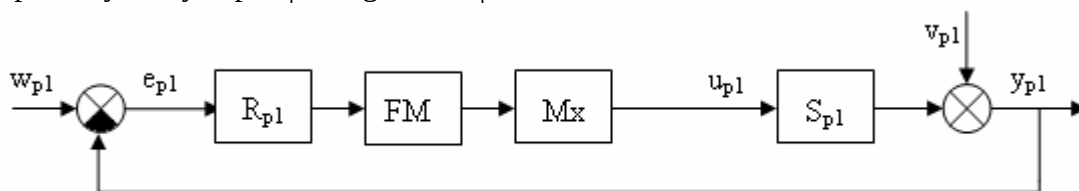


Obr. 12 Teplotní křivka v dochlazovacím úseku

K chlazení výrobků je využito vzduchového média hnaného ventilátory M1 a M2 do pece, většina ohřátého vzduchu se následně odvádí do sušáren přes směšovací komoru, která je součástí sušáren. Správné nastavení směšovací komory s ohledem na maximální výkon ventilátorů M1, M2 zajistí konstantní podtlak p2. Část ohřátého vzduchu také musí odcházet směrem do přední části pece z důvodu doplnění objemu teplého vzduchu, který se používá pro předehřátí výrobků na začátku pece (před vjezdem do pálícího pásma).

Regulační smyčka na obr. 13 slouží k udržení žádané hodnoty podtlaku (event. přetlaku) p1, také označovaného jako „tlaková nula“. Akčními členy jsou motory M1, M2 řízené vektorově frekvenčními měniči (obr. 13 - FM), které mají společný řídicí signál z řídicího systému. Akční veličina u_{p1} jsou tedy otáčky motorů.

Prostřednictvím regulační smyčky dochází k „tlakové nezávislosti“ úseku dochlazování na zbytku pece a kompenzují se výkyvy tlaku, které jsou způsobeny natočením klapek K1 až K5 nebo změnami tlaku způsobené jinými úseky pece. Tyto poruchy jsou na obr. 13 shrnuty do jediné poruchy na výstupu v_{p1} . Regulátor R_{p1} má strukturu PID.

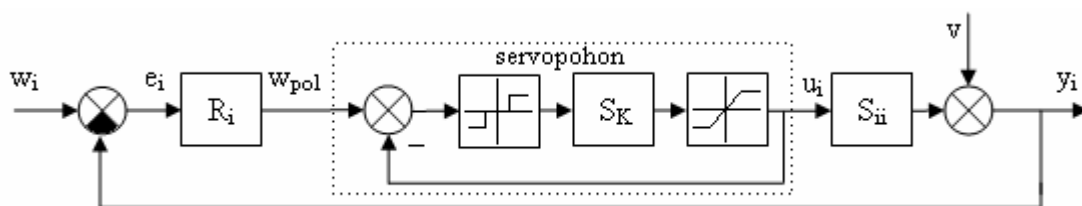


Obr. 13 Regulační smyčka podtlaku p1

Teploty T1 až T5 jsou primárně řízeny klapkami K1 až K5. Při otevření klapky se dá očekávat, že teplota ve stejném místě bude klesat vlivem většího odvodu teplého vzduchu a je také pravděpodobné, že změnou polohy klapky budou ovlivněny minimálně sousední teploty. Také lze předpokládat, že vyšší nežádoucí vliv na určitou teplotu budou mít spíše bližší klapky než vzdálenější.

Z uvedeného plyne, že se jedná o mnohorozměrovou soustavu s interakcemi mezi vstupy a výstupy. Hlavním požadavkem mimo samotných regulací teplot je tedy i odstranění nebo alespoň potlačení těchto interakcí.

Stávající řešení regulace sestává z 5 regulačních smyček, které ovšem nerespektují vzájemné interakce v soustavě, což následně prodlužuje regulační děje.



Obr. 14 Regulační smyčka i-té teploty

Na obr. 14 je naznačena regulační smyčka pro i-tou teplotu. Odchylka teploty e_i vstupuje do PID regulátoru R_i se servopohonem, který akční veličinou u_i řídí soustavu S_{ii} . Výstupem je tedy regulovaná veličina y_i (teplota) s přičtením neměřitelné poruchy v .

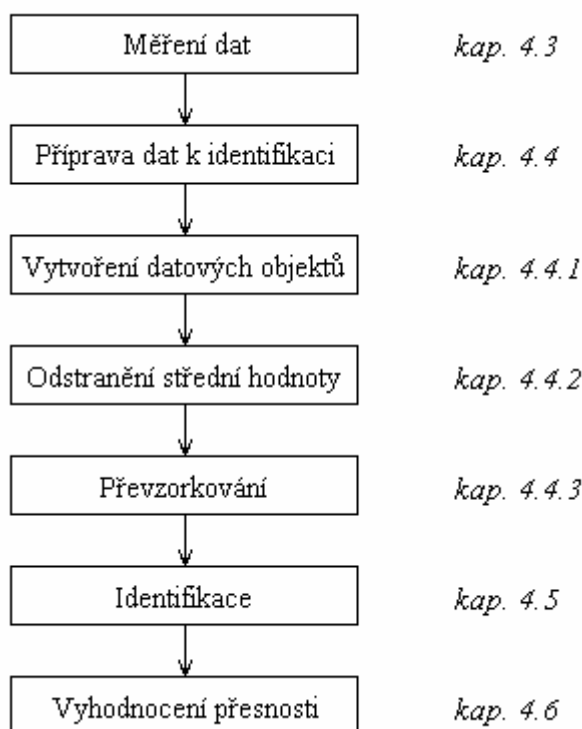
Součástí regulačního obvodu teploty je servopohon klapky, který je řízen třístavovým relé s měřením polohy klapky. Citlivost relé je nastavena na 1% změny odchylky žádané polohy od skutečné. Žádaná poloha je určována regulátorem R_i , přičemž blok S_k představuje přenos servopohonu klapky s integračním charakterem a přesun klapky z minimální do maximální polohy trvá 40s. Saturace vyjadřuje reálné omezení minimální a maximální polohy klapky (0÷100%).

4.2 Identifikační software

K identifikaci procesu dochlazování jsem použil program Matlab a komponentu System Identification Toolbox, který poskytuje identifikaci lineárních a nelineárních systémů ve formě stavových modelů i modelů tvořených přenosovými funkcemi (black-box modely). Umožňuje identifikaci mnohorozměrových soustav i rekurzivní identifikaci, využitelnou při adaptivním řízení.

Naměřená vstupní i výstupní data reálného systému, ze kterých se provádí identifikace, mohou být pro lineární modely v časové i frekvenční oblasti. Poskytuje také možnost práce s naměřenými daty, jako převzorkování, odstraňování trendů a stejnosměrných složek či filtraci. Modely lze také převádět z časové oblasti do diskrétní a naopak, umožňuje i redukci řádu výsledného modelu.

Na obr. 15 je naznačen vývojový diagram identifikace procesu dochlazování s vyznačením kapitol, které obsahují podrobný popis daného bloku.



Obr. 15 Vývojový diagram identifikace procesu dochlazování

4.3 Měření dat

Před identifikací bylo nutné získat reálná data soustavy. Do stávající vizualizace, vytvořené při dodávce pece v programu Control Web 5, jsem tedy dopracoval měřicí program skrytý pro obsluhu, který měřené vzorky načítal z paměti PLC a ukládal na disk vizualizačního PC ve formě databázového souboru formátu dBASE III. Ten je velmi rozšířený a pracovat s ním umí téměř každý databázový program.

Celková délka naměřených dat je cca 5 měsíců, od září 2010 do konce ledna 2011. Periodu ukládání vzorků jsem s ohledem na předpokládanou rychlost tepelných dějů, probíhajících v systému, volil 40s. Každý databázový soubor představuje měsíc naměřených dat. Měřené signály systému (viz obr. 11) jsou:

- Teploty T1-T5; [°C]
- Polohy klapek K1-K5; [%]
- Otáčky ventilátorů M1, M2; [ot/min.]
- Hodnoty podtlaku p1 [Pa]

4.4 Příprava dat k identifikaci

V některých časových úsecích byla obsluhou spuštěna další instance vizualizačního programu (např. po výpadku proudu) a protože aplikace neměla ošetřenou podmínku pro běh pouze jedné instance, byly do stejných databázových souborů v některých místech uloženy i vzorky, které měřila druhá aplikace se stejnou periodou, ale s jiným absolutním časem ukládání.

Originální databázové soubory jsem převedl do formátu Excel 2003 pro snadnější import dat do Matlabu. V některých případech však byl počet řádků databázového souboru vyšší, než podporuje Excel (max. 65535 řádků), proto jsem soubor rozdělil do dvou souborů pomocí programu MS Access 2003. Následně jsem soubory Excelu importoval do matlabu, provedl jsem odstranění zdvojených dat, vzniklých více instancemi vizualizační aplikace, a zkontrolovaná data jsem uložil do proměnné *meas_data.mat*.

Tato proměnná je výchozí pro řešení identifikace a tvoří ji matice, kde každý sloupec obsahuje měřená data. Pro načtení do pracovního prostoru Matlabu jsem použil příkaz

```
load('meas_data','*');
```

4.4.1 Vytvoření objektů s měřenými daty

System Identification Toolbox používá pro ukládání naměřených dat v časové i frekvenční oblasti třídu *iddata*. Před vytvořením objektu je ale nutné mít naměřená data v pracovním prostoru Matlabu (také *workspace*). Proto jsem uložil z matice *meas_data* sloupce, které obsahují naměřené hodnoty teplot T1-T5 a polohy klapky K1-K5.

```
Ny = horzcat(meas_data(:,1),meas_data(:,2),meas_data(:,3),...
            meas_data(:,4),meas_data(:,5));
Nu = horzcat(meas_data(:,6),meas_data(:,7),meas_data(:,8),...
            meas_data(:,9),meas_data(:,10));
```

Konstruktořem jsem vytvořil objekt *alldata* třídy *iddata*, obsahující měřená data s vzorkovací periodou 40s a také jsem nastavil vlastnosti tohoto objektu (jednotky, jména veličin, atd.) pro snadnější orientaci při práci.

```
alldata = iddata(Ny,Nu,40);
alldata.Tstart = 0;
alldata.TimeUnit = 'sec';
alldata.Notes = 'split to 12 experiments, one exp. is 4.6 day';
alldata.InputName = {'K1','K2','K3','K4','K5'};
alldata.OutputName = {'T1','T2','T3','T4','T5'};
alldata.InputUnit = {'%','%','%','%','%'};
alldata.OutputUnit = {'°C','°C','°C','°C','°C'};
```

Ze všech naměřených dat jsem použil cca 2,5 měsíce, ve kterých jsou obsaženy nejvhodnější data pro identifikační algoritmy. Ideálním případem by bylo, kdyby se všechny vstupní a výstupní měřené veličiny stále nějakým způsobem měnily, což ale není hlavně u vstupních veličin dodrženo. To samozřejmě negativně ovlivňuje výslednou přesnost modelu, a tak jsem měřená data rozdělil do 13 objektů po 10000 vzorcích (tj. 4,6 dní) následujícími příkazy.

```
dexp1 = alldata(1:10000, :, :);
dexp2 = alldata(10001:20000, :, :);
:
dexp13 = alldata(150001:160000, :, :);
```

Následně jsem tyto data zpětně sloučil do jednoho objektu použitím funkce *merge* obsažené v komponentě System Identification Toolbox.

```
dmerge1 = merge(dexp1,dexp2,dexp3,dexp4,dexp5,dexp6,dexp7,dexp8, ...
               dexp9,dexp10,dexp11,dexp12,dexp13);
```

Tento postup rozdělení a následného sloučení je doporučen v nápovědě, protože identifikační algoritmy poté odhadují a průměrují výsledné modely z více nezávislých měření vstupních a výstupních veličin, čímž zvyšují přesnost výsledného modelu. Každá část samozřejmě musí mít dostatečnou délku vzhledem k předpokládaným časovým konstantám soustavy.

Pro validační data jsem použil 25000 vzorků (tj. 11,5 dní), což je dostatečná délka pro zhodnocení správnosti modelu.

```
dvalid1 = alldata(100001:125000, :, :);
dvalid1.Tstart = 0;
dvalid1.Notes = 'validation data';
```

4.4.2 Odstranění střední hodnoty

Dalším krokem při přípravě dat je odstranění středních hodnot signálů. Jelikož mi nebylo umožněno měnit manuálně polohy klapky, nemohl jsem tudíž použít ani klasickou metodu identifikace z přechodových charakteristik. System Identification Toolbox však poskytuje identifikaci lineárních modelů z dat naměřených v „ustáleném stavu“ provozu, který je reprezentován střední hodnotou těchto dat. Odstraněním střední hodnoty se tedy získají vzorky, které představují odchylky veličin od dané střední hodnoty. Výsledné modely pak určují, jaké budou odchylky výstupů soustavy, vyvolané odchylkami vstupů.

Odstranění střední hodnoty jsem provedl metodou *detrend*. Tato metoda je přetížena, protože existuje i v jiných třídách (komponentách) a typem vstupních parametrů se tedy určuje volání metody z příslušné třídy.

```
ddetr1 = detrend(dmerge1,0);
dvdetr1 = detrend(dvalid1,0);
```

4.4.3 Převzorkování dat

Při identifikaci s vzorkovací periodou 40s vykazovaly výsledné modely velmi velké nepřesnosti (někdy až nestabilní modely), způsobené přítomností šumu v signálech. Převzorkování na vyšší periodu s využitím anti-alias filtru umožní částečné odstranění těchto šumů (vysokofrekvenčních složek) bez informační ztráty původního signálu.

K převzorkování jsem použil metodu *resample*, která používá také metod toolboxu Signal Processing Toolbox. Pokud by tento toolbox nebyl nainstalován, lze využít alternativní metodu *idresamp*.

```
Q = 3;
P = 1;
dres = resample(ddetr1,P,Q);
dvres = resample(dvdetr1,P,Q);
```

Výsledná vzorkovací perioda je určena poměrem proměnných Q/P , v mém případě jsem volil periodu 120s.

4.5 Vytvoření modelů

Vzhledem ke značné složitosti reálné soustavy, která má 5 vstupů a 5 výstupů, je pro identifikační algoritmus velmi obtížné vytvořit přímo model s 5 výstupy, viz kap. 4.7. Při identifikaci jsem proto volil cestu vytvoření pěti nezávislých modelů vždy s jedním konkrétním výstupem, přičemž tyto modely jsou buzeny vždy všemi vstupy.

Před samotnou identifikací jsem tedy vytvořil 5 objektů s daty a 5 objektů pro validaci, přičemž každý objekt obsahuje vždy všechny vstupní signály a jeden příslušný výstupní signál.

```
dresT1 = dres(:,1,1:5);
dvresT1 = dvres(:,1,1:5);
dresT2 = dres(:,2,1:5);
dvresT2 = dvres(:,2,1:5);
:
dresT5 = dres(:,5,1:5);
dvresT5 = dvres(:,5,1:5);
```

Identifikaci dochlazování jsem provedl pomocí metody *n4sid*, která vrací model ve stavovém prostoru. Výsledné modely jsou reprezentovány maticemi koeficientů dle vztahu (2.9), dopravní zpoždění je u všech vstupních kanálů nastaveno na 1. To souvisí s maticí přímých vazeb *D*, v tomto případě nastavení *nk* je matice *D* nulová. Pokud by byla nastavena přímá vazba vstupu na výstup pomocí parametru *nk* (nastavením 0 pro příslušný vstup), objeví se tato vazba jako nula přenosu pro daný kanál. Toto nastavení však výslednou přesnost modelu příliš neovlivní, kromě toho přenos nultého relativního řádu odpovídá pouze slabé podmínce fyzikální realizovatelnosti (viz kap. 2.1), což je také nežádoucí pro pozdější řešení regulací.

```
n4s1T1 = n4sid(dresT1,1,'Focus','Sim','nk',[1 1 1 1 1],...
               'InitialState','backcast');
:
n4s1T3 = n4sid(dresT3,1,'Focus','Sim','nk',[1 1 1 1 1],...
               'InitialState','backcast');
```

Pro 4. a 5. teplotu jsem parametrem *DisturbanceModel* odstranil simulaci šumu přítomného ve výstupním signálu, což výrazně zlepšilo výslednou přesnost modelů.

```
n4s1T4 = n4sid(dresT4,1,'Focus','Sim','nk',[1 1 1 1 1],...
               'InitialState','backcast','DisturbanceModel','None');
n4s1T5 = n4sid(dresT5,1,'Focus','Sim','nk',[1 1 1 1 1],...
               'InitialState','backcast','DisturbanceModel','None');
```

Společným parametrem identifikačních metod *n4sid* je parametr *Focus*, který optimalizuje výpočet modelu pro různé způsoby jeho dalšího využití. Jelikož potřebuji vytvořit model simulující reálný systém, nastavil jsem *Focus* na simulaci systému parametrem *Sim*. Tento parametr je možné také nastavit na predikci, což odpovídá využití modelu např. při návrhu adaptivního řízení, kdy je model optimalizován pro předpověď výstupu v určeném časovém horizontu.

Počáteční podmínky systému jsem nastavil na odhad z každých 10000 vzorků zvlášť parametrem *backcast*, protože skutečné počáteční podmínky stavů systému nejsou známy.

Protože jsou výsledné modely reprezentovány v diskrétní časové oblasti, převedl jsem je příkazem *d2c* do spojité oblasti.

```
cn4s1T1 = d2c(n4s1T1);
:
cn4s1T5 = d2c(n4s1T5);
```

(4.1)

Z těchto spojitých stavových modelů jsem vytvořil metodou *zpk* modely ve formě operátorových přenosů s Laplaceovou proměnnou „s“. Každý model tedy obsahuje 5 přenosů, které reprezentují vztahy od jednotlivých klapků na určitou teplotu.

```
czpkT1 = zpk(cn4s1T1, 'm');
⋮
czpkT5 = zpk(cn4s1T5, 'm');
```

(4.2)

Převedené modely jsem následně vertikálně sloučil do jednoho modelu, který kompletně popisuje proces dochlazování ve spojitě časové oblasti a ve formě přenosových funkcí.

```
S = [czpkT1; czpkT2; czpkT3; czpkT4; czpkT5];
```

Z této přenosové matice jsem také vyjádřil dílčí přenosy mnohorozměrové soustavy.

```
tFs = tf(S);
s11 = tf(tFs.num{1,1}, tFs.den{1,1});
s12 = tf(tFs.num{1,2}, tFs.den{1,2});
⋮
s21 = tf(tFs.num{2,1}, tFs.den{2,1});
⋮
s55 = tf(tFs.num{5,5}, tFs.den{5,5});
```

4.6 Výsledky identifikace

Každý model jsem po identifikaci porovnával metodou *compare* s validačními daty vždy příslušnými k danému výstupu modelu. Počáteční podmínky pro porovnání jsem nastavil podobně jako při výpočtu modelu na odhad z validačních dat.

```
compare(dvresT1, n4s1T1, 'InitialState', 'estimate');
compare(dvresT2, n4s1T2, 'InitialState', 'estimate');
⋮
compare(dvresT5, n4s1T5, 'InitialState', 'estimate');
```

Výsledkem tohoto porovnání je okno s časovým průběhem validačních dat a výstupního signálu modelu se stejnými vstupními hodnotami (obr. 16). Jinak řečeno, reálný systém a model jsou buzeny stejnými vstupními signály a jsou porovnávány výstupy generované těmito systémy. U každého průběhu je zobrazena přesnost, která je vypočtena dle vztahu [11]

$$fit = (1 - \frac{\|y - \hat{y}\|}{\|y - \bar{y}\|}) \cdot 100 \text{ [%]}, \quad (4.3)$$

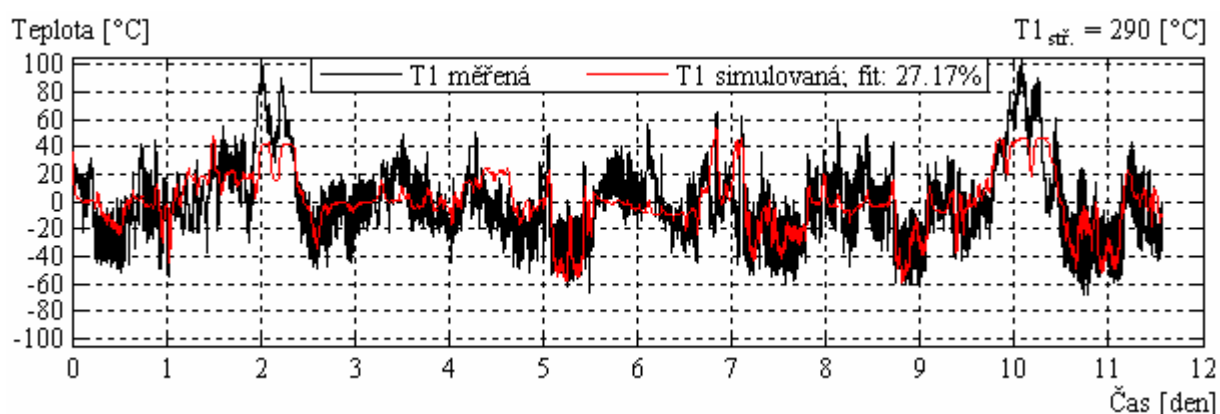
kde y ... vektor měřených dat,

$\hat{y}$... vektor simulovaných dat,

$\bar{y}$... střední hodnota měřených dat.

Uvedené dvojité závorky ve vztahu (4.3) představují Euklidovskou normu vektoru. V mém případě je střední hodnota dat $\bar{y}$ pro identifikaci nulová, respektive téměř nulová (od 10^{-5} do 10^{-6}). Vztah tedy procentuálně vyjadřuje přesnost modelu na základě odchylek výstupních dat modelu od validačních přes všechny vzorky.

Ze vztahu (4.3) také plyne, že v ideálním případě $y = \hat{y}$ by byla přesnost modelu 100 % a průběhy by byly identické.



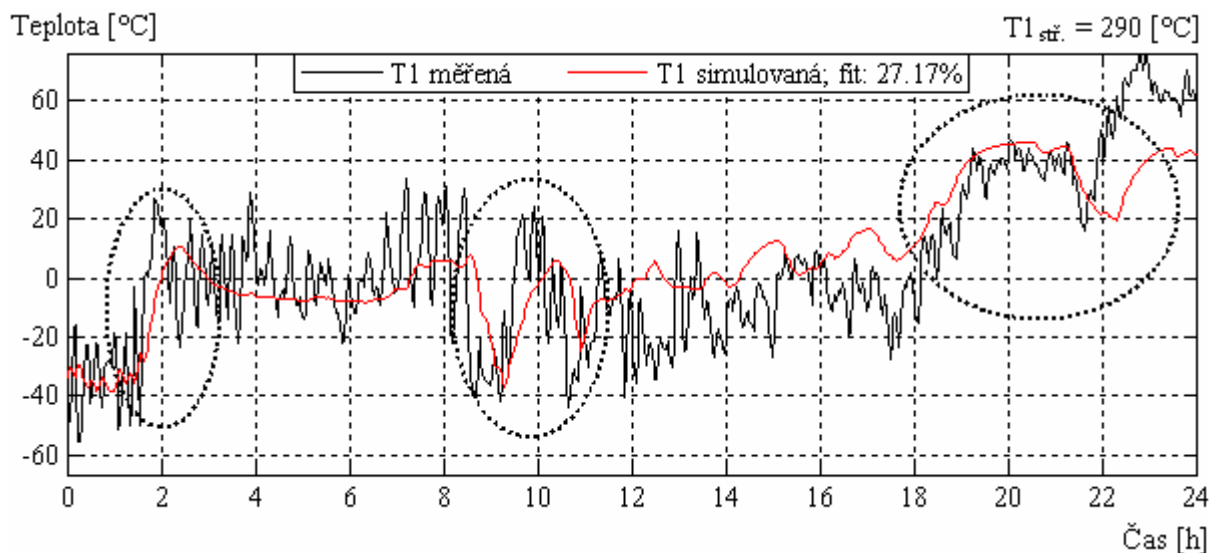
Obr. 16 Časové průběhy teploty T1 při validaci modelu n4s1T1

Na obr. 16 je zobrazen průběh výstupních signálů modelu a reálného systému pro první teplotu z dlouhodobého hlediska, tedy v celém rozsahu validačních dat.

Přesnost průběhu je u tohoto výstupu pouhých 27 %, a to především z důvodu rozdílných absolutních hodnot signálu modelu. Pro porovnání a vyhodnocení dynamiky modelu je však výhodnější pozorovat trendy výstupních signálů, což nemusí být na první pohled z obr. 16 patrné.

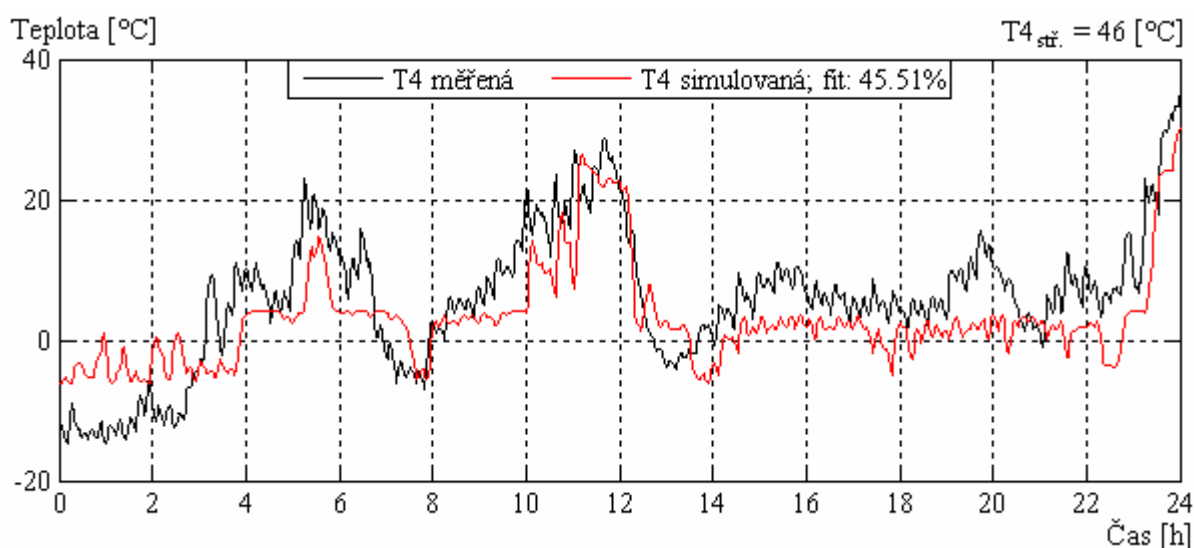
Proto je na obr. 17 zobrazena přibližná část průběhů obou signálů v délce jednoho dne, kde jsou trendy obou signálů lépe vidět. V zakroužkovaných částech je patrné, že při výchylnkách teploty reálného systému určitým směrem má i model podobné směry a hodnoty výchylek.

V některých případech se ale signál modelu ustálí na jiné absolutní hodnotě než reálný systém (23 až 24 hodina, obr. 17) nebo má stejný trend, ale na jiné úrovni a tím vším je samozřejmě negativně ovlivněna přesnost.



Obr. 17 Detail časových průběhů teploty T1 při validaci modelu n4s1T1

Výsledná přesnost se u modelů pro další teploty zvyšovala, což si lze vysvětlit klesajícími amplitudami šumových složek. Na obr. 18 je zobrazen průběh teploty T4, kde je přesnost téměř 2x vyšší než u teploty T1 a jsou vidět již zmíněné menší amplitudy šumových (vysokofrekvenčních) složek reálného systému. Také z trendů obou signálů je patrná větší podoba modelu a reálného systému než u T1.



Obr. 18 Detail časových průběhů teploty T4 a modelu n4s1T4

Výpis přesností, vypočtených dle vztahu (4.3), je pro jednotlivé stavové modely při validaci uveden v tab.1.

Tab.1 Přesnost výsledných modelů při validaci

Model	n4s1T1	n4s1T2	n4s1T3	n4s1T4	n4s1T5
Přesnost [%]	27,17	27,79	35,73	45,51	45,34

Z tab.1 je patrné, že modely nevynikají vysokou přesností, bohužel se mi již nepodařilo přesnosti modelů nějakým způsobem zvýšit (viz kap.4.7). Důvodem může být velký počet vstupních signálů a s tím spojená vysoká náročnost určení správných vztahů uvnitř soustavy numerickými výpočty. Dalším faktorem mohou být i malé změny provozních veličin, které velmi ovlivňují výsledné přesnosti.

Pokud by bylo umožněno provozovatelem pece zasáhnout do provozu a dopracovat do vizualizace kvalitnější měřicí program, který by měnil manuálně a s dostatečnými časovými odstupy polohy klapky a zaznamenával odezvy systému, potom by naměřená data byla dokonalejší a také přesnosti modelů by byly vyšší.

Z finanční náročnosti však toto měření nebylo uskutečněno, zásahy do provozu by s vysokou pravděpodobností poškodily chlazené zboží, což je z pohledu výrobce nežádoucí, protože v současném stavu výroba cihel „nějakým“ způsobem funguje a kvalita výrobků je dostatečná.

Kvalitnější měření by mohlo být uskutečněno před odstávkou pece, která ovšem v průběhu tvorby diplomové práce nebyla prováděna. Ve skutečnosti jsou odstávky pece realizované jen velmi zřídka, zpravidla při výskytu vážné poruchy, která se nedá odstranit za běhu pece. Tunelové cihlářské pece jsou totiž konstruovány pro nepřetržitý provoz a rychlý servis z důvodu bezpečnosti a velké finanční náročnosti rozběhu pece.

S ohledem na podobnost trendů ukázaných a vysvětlených pomocí obr. 17 a 18 jsem se tedy musel pro pozdější řešení regulací spokojit s výslednými modely dle tab. 1. Pro úplnost jsou dále uvedeny také formy prezentace vypočteného modelu.

Na obr. 19 je znázorněn model pro teplotu T1 ve stavové reprezentaci, kde jsou vypsány hodnoty prvků vektorů A , B , C , D , K . Počáteční podmínka $x(0)$ se rovná 0 proto, že výsledný model byl vytvořen z více částí měřených dat, pro které byly počáteční podmínky odhadnuty zvlášť, a proto je nutné při validaci odhadnout nové počáteční podmínky z validačních dat.

```

State-space model:  x(t+Ts) = A x(t) + B u(t) + K e(t)
                   y(t) = C x(t) + D u(t) + e(t)

A =
      x1
x1    0.92607

B =
      K1      K2      K3      K4      K5
x1  1.1778e-005 -2.1135e-006  4.0868e-006  4.7263e-006 -6.1345e-007

C =
      x1
T1    4417.4

D =
      K1      K2      K3      K4      K5
T1    0        0        0        0        0

K =
      T1
x1    0.00018791

x(0) =
x1    0

Estimated using N4SID from data set dresT1
Loss function 82.2102 and FPE 82.2367
Sampling interval: 120 sec

```

Obr. 19 Prezentace stavového modelu

Na obr. 20 je znázorněna prezentace modelu teploty T1 ve formě spojitých přenosových funkcí získaných příkazy (4.1) a (4.2).

```

Zero/pole/gain from input "K1" to output "T1":
  0.00045045
-----
(s+0.00064)

Zero/pole/gain from input "K2" to output "T1":
 -8.0829e-005
-----
(s+0.00064)

Zero/pole/gain from input "K3" to output "T1":
  0.0001563
-----
(s+0.00064)

Zero/pole/gain from input "K4" to output "T1":
  0.00018075
-----
(s+0.00064)

Zero/pole/gain from input "K5" to output "T1":
 -2.3461e-005
-----
(s+0.00064)

```

Obr. 20 Prezentace modelu s přenosovými funkcemi

Výsledný model S je tedy tvořen 25 přenosy 1.řádu, kde každý přenos vyjadřuje vždy vliv klapky na příslušnou teplotu. Model S a jeho dílčí přenosy jsou výchozí pro návrh regulací procesu dochlazování. V tab. 2 jsou shrnuty střední hodnoty teplot a poloh klapek, určující výchozí stav systému.

Tab.2 Střední hodnoty teplot a poloh klapky měřených dat

Teplota č.	T1	T2	T3	T4	T5
Střední hodnota teploty [°C]	290	156	85	46	36
Klapka č.	K1	K2	K3	K4	K5
Střední hodnota polohy [%]	89	51	45	10	7

4.7 Poznatky z řešení identifikace

Při hledání modelu s nejvyšší přesností jsem vyzkoušel několik různých postupů a identifikačních metod. Také jsem experimentoval s hodnotou vzorkovací periody, jejíž nastavení ovlivňuje především výsledné časové konstanty modelu, ale má vliv i na přesnost modelu dle vztahu (4.3).

Při ponechání původní vzorkovací periody nebo při periodě 80s vykazují všechny typy modelů časové konstanty v jednotkách hodin, což je z reálného hlediska nesmysl, protože změny teplot způsobené klapkami jsou maximálně v desítkách minut.

Vzorkovací periody od 120s do 320s mají na výsledné časové konstanty minimální vliv, přesto se ale časové konstanty zvyšují s vzrůstající vzorkovací periodou. Proto jsem volil vzorkovací periodu 120s, která je nejnižší možná perioda taková, kdy výsledné časové konstanty modelu S jsou v desítkách minut a zároveň je procentuální přesnost nejvyšší.

Volbou časových period vyšších než 320s vykazují modely vždy konstanty v jednotkách hodin, proto jsem tyto periody dále nepoužíval.

Dalším způsobem ovlivnění výsledků identifikace je různé nastavení řádů modelu. I když vyšší řády u stavových modelů dávají o jednotky procent přesnější modely, mohlo by se na první pohled zdát, že je model kvalitnější. Z hodinových časových konstant modelu je ale patrné, že model odpovídá reálnému systému s velkými pochybnostmi. Také se v modelu objevují nestabilní nuly, které indikují model s neminimální fází.

4.7.1 Stavový model s více výstupy

Identifikaci stavového modelu metodou $n4sid$ je možné provést pro všechny vstupy a výstupy zároveň, přičemž jsem použil 5. řád modelu, který vykazoval přijatelné výsledky. Nižší řády způsobovaly velmi nízké přesnosti jedné nebo více výstupních teplot z důvodu menšího počtu stavových proměnných než je počet výstupů systému. Vyšší řády naopak způsobovaly vysokou kmitavost přechodových dějů, která u teplotních procesů není obvyklá.

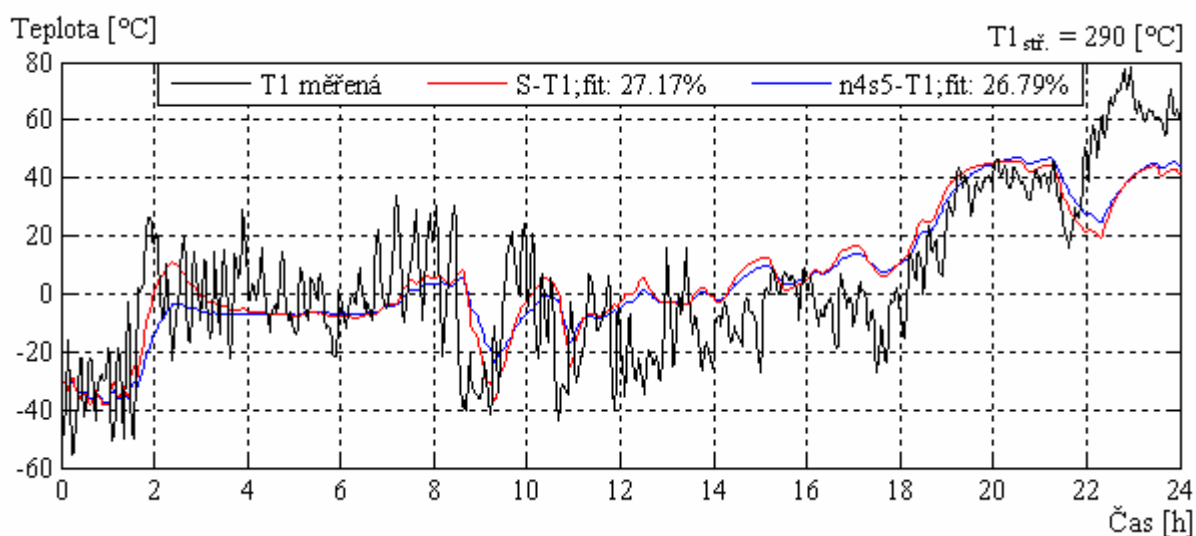
V tab. 3 jsou uvedeny srovnané přesnosti jednotlivých výstupních teplot mnohorozměrového stavového modelu $n4s5$ a modelu S . Z tabulky je patrná menší přesnost především teploty T5, kde je rozdíl téměř 15%!

Tab. 3 Srovnání přesnosti modelů S a $n4s5$

Výstupní teplota	T1	T2	T3	T4	T5
Přesnost modelu $n4s5$ [%]	26,79	26,67	31,28	40,07	31,35
Přesnost modelu S [%]	27,17	27,79	35,73	45,51	45,34

Na obr. 21 je ukázáno srovnání výstupu T1 modelu S se stejným výstupem mnohorozměrového stavového modelu 5. řádu $n4s5$. Z průběhů a přesnosti obou modelů je zřejmé, že jsou si velice podobné, přece jen má model S vyšší výchylky výstupní teploty než

model *n4s5* a vzhledem k naměřenému průběhu *T1* je podobnost modelu *S* vyšší. Zvyšování řádu stavového modelu již zlepšení nepřineslo, kromě toho se velice prodloužila doba výpočtu.



Obr. 21 Srovnání teploty *T1* generovaného modelem *S* a *n4s5*

4.7.2 Mnohorozměrový model ARX

Zcela odlišnou metodou identifikace je výpočet mnohorozměrového modelu ARX, popsaného vztahem (2.6). Tato identifikační metoda dovoluje definovat řády a zpoždění u jednotlivých vazeb vstupů na výstupy. Pro přímou identifikaci modelu s více výstupy je v System Identification Toolboxu dovolena pouze metoda *arx*, ostatní metody (*OE*, *ARMAX*, *BJ*) jsou určeny jen pro modely s jedním výstupem.

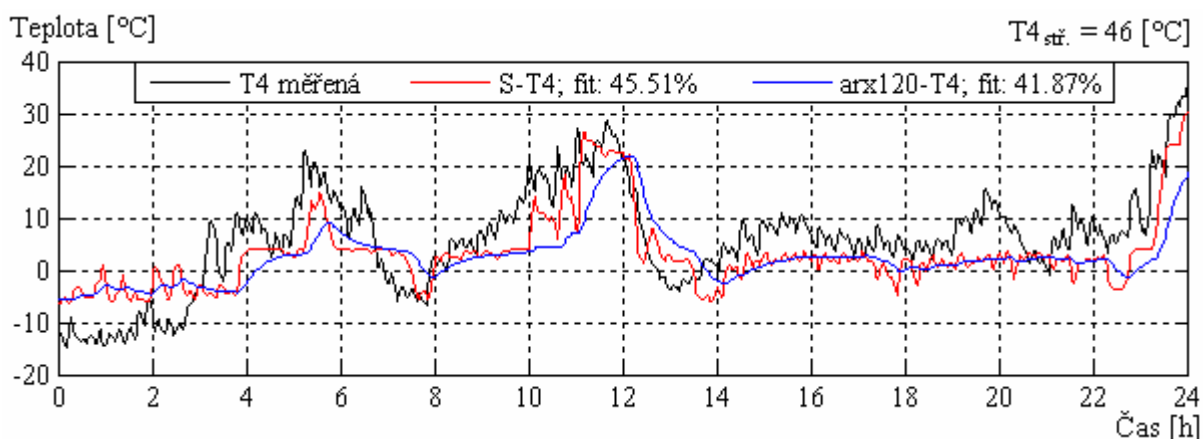
Před stanovením modelu metodou *arx* je třeba nastavit matice předpokládaných řádů vazeb v modelu, které jsou nejdůležitější pro výslednou přesnost. Zde jsou matice pro lepší přehlednost vypsány vedle sebe, samozřejmě v m-file matlabu jsou kvůli správnosti syntaxe zapsány pod sebou.

```
NA = [ 2 0 0 0 0;
       0 2 0 0 0;
       0 0 2 0 0;
       0 0 0 2 0;
       0 0 0 0 2];
NB = [ 0 1 1 1 1;
       1 1 0 1 1;
       0 1 1 1 0;
       0 1 1 1 0;
       0 0 1 1 1];
NK = [ 0 1 0 1 1;
       1 2 0 1 1;
       0 2 2 1 0;
       0 2 2 2 0;
       0 0 2 2 1];
```

```
arx120 = arx(dres,[NA NB NK], 'Focus', 'Sim', 'InitialState', 'estimate');
```

Matice *NA* představuje nastavení řádu polynomiální funkce, která je zároveň jmenovatelem dílčích přenosů modelu příslušných k dané teplotě (určeno řádkem matice). Pro diagonální matici *NA* bude vždy řád jmenovatele přenosů na určitou teplotu roven řádu nastaveném v matici pro příslušný řádek. V nápovědě Matlabu je uvedeno, že číslo zadané v matici *NA* udává řád polynomu, který popisuje vztah *j*-tého výstupu k *i*-tému výstupu, kde *i* je řádkový index a *j* sloupcový.

Matice *NB* určuje řád vazby mezi *j*-tým vstupem a *i*-tým výstupem. V modelu jsou tyto vazby vyjádřeny jako čitatele dílčích přenosů. Matice *NK* obdobně jako *NB* vyjadřuje dopravní zpoždění přenosu klapky na teplotu v násobku vzorkovací periody.

Obr. 22 Srovnání teploty T4 generovaného modelem S a *arx120*

Při řešení identifikace jsem narazil na zásadní a celkem podivný problém, kdy při nastavení vazby klapky K1 na teplotu T1 (nenulový prvek matice $NB(i,j)$; $i=1, j=1$) byl vždy celý model nestabilní při jakémkoli nastavení ostatních matic NA , NB , NK . Nulovou vazbou K1-T1 se mi sice podařilo vytvořit model s podobnou přesností jako model S (viz tab.4), ale právě nulová vazba K1-T1 je dosti nereálná, protože i při pozorování v provozu bylo patrné, že klapka K1 má nezanedbatelný vliv na teplotu T1.

Z obr. 22 je patrná vyšší podobnost trendů modelu S s měřenými daty než u modelu *arx120*, jehož nevýhodami je kmitavost přechodových charakteristik a již zmíněná nulová vazba K1-T1.

Tab.4 Srovnání přesnosti modelů S a *arx120*

Výstupní teplota	T1	T2	T3	T4	T5
Přesnost modelu <i>arx120</i> [%]	8,166	26,13	35,68	41,87	36,43
Přesnost modelu S [%]	27,17	27,79	35,73	45,51	45,34

4.7.3 Další způsoby identifikace

Identifikaci procesu dochlazování jsem zkoušel i vytvořením modelů ARX nebo ARMAX s více vstupy a jedním výstupem s následným sloučením do jednoho modelu, obdobně jako při identifikaci modelu S. Výsledné přesnosti však nebyly lepší.

Nastavování řádů jsem vypracoval i programově, cyklicky byly nastavovány kombinace řádů ve vektoru NB a výsledné modely jsem porovnal na základě procentuální přesnosti. Žádný ovšem nebyl přesnější než model S a časově byla tato metoda dosti náročná vzhledem k výpočtu velkého množství modelů.

Také jsem se pokoušel identifikovat proces vytvořením 25 modelů s jedním vstupem a výstupem, ale toto řešení také nevedlo k úspěchu, protože vynecháním vlivů nevlastních klapek na určitou teplotu nebyl výstup modelu dostatečně buzen a byl velmi nepřesný při validaci.

5 Návrh regulačních obvodů

Hlavním cílem při návrhu regulace mnohorozměrové soustavy, simulující proces dochlazování, je autonomnost uzavřeného regulačního obvodu a samozřejmě nulové ustálené odchylky jednotlivých regulovaných veličin. V případě soustavy procesu dochlazování lze zvolit pro řešení regulací a autonomnosti pětici regulačních rozvětvených obvodů s měřením poruchy.

5.1 Dotyčná regulovaná soustava

Mnohorozměrovou regulovanou soustavu S , vytvořenou identifikací dle kap. 4.6, lze vyjádřit jako matici přenosů 1. řádu o velikosti 5×5 . Některé vazby v přenosové matici mají oproti ostatním malé vlivy, které je možné při návrhu regulačních smyček zanedbat.

$$S(s) = \begin{pmatrix} \frac{0,45 \cdot 10^{-3}}{s + 0,64 \cdot 10^{-3}} & \frac{-8,1 \cdot 10^{-5}}{s + 0,64 \cdot 10^{-3}} & \frac{0,17 \cdot 10^{-3}}{s + 0,64 \cdot 10^{-3}} & \frac{0,18 \cdot 10^{-3}}{s + 0,64 \cdot 10^{-3}} & \frac{-2,35 \cdot 10^{-6}}{s + 0,64 \cdot 10^{-3}} \\ \frac{-1,22 \cdot 10^{-5}}{s + 0,97 \cdot 10^{-3}} & \frac{0,34 \cdot 10^{-3}}{s + 0,97 \cdot 10^{-3}} & \frac{3,6 \cdot 10^{-5}}{s + 0,97 \cdot 10^{-3}} & \frac{0,23 \cdot 10^{-3}}{s + 0,97 \cdot 10^{-3}} & \frac{0,2 \cdot 10^{-3}}{s + 0,97 \cdot 10^{-3}} \\ \frac{-5 \cdot 10^{-6}}{s + 0,56 \cdot 10^{-3}} & \frac{3,56 \cdot 10^{-5}}{s + 0,56 \cdot 10^{-3}} & \frac{0,13 \cdot 10^{-3}}{s + 0,56 \cdot 10^{-3}} & \frac{0,11 \cdot 10^{-3}}{s + 0,56 \cdot 10^{-3}} & \frac{2,97 \cdot 10^{-5}}{s + 0,56 \cdot 10^{-3}} \\ \frac{9,7 \cdot 10^{-5}}{s + 5,73 \cdot 10^{-3}} & \frac{0,16 \cdot 10^{-3}}{s + 5,73 \cdot 10^{-3}} & \frac{0,44 \cdot 10^{-3}}{s + 5,73 \cdot 10^{-3}} & \frac{1,1 \cdot 10^{-3}}{s + 5,73 \cdot 10^{-3}} & \frac{0,36 \cdot 10^{-3}}{s + 5,73 \cdot 10^{-3}} \\ \frac{0,1 \cdot 10^{-4}}{s + 3,7 \cdot 10^{-3}} & \frac{8,7 \cdot 10^{-5}}{s + 3,7 \cdot 10^{-3}} & \frac{0,19 \cdot 10^{-3}}{s + 3,7 \cdot 10^{-3}} & \frac{0,25 \cdot 10^{-3}}{s + 3,7 \cdot 10^{-3}} & \frac{0,29 \cdot 10^{-3}}{s + 3,7 \cdot 10^{-3}} \end{pmatrix} \quad (5.1)$$

Výpočtem matice relativních zesílení dle vztahu (2.24) pro ustálený stav ($\omega=0$) je možné zjistit nejvýhodnější volbu párování akčních a regulovaných veličin pro jednotlivé regulační smyčky. V Matlabu s komponentou „MIMO Toolbox“ od Oskara Vivero je příkaz *rga*, který také vypočte matici relativních zesílení pro zadanou frekvenci. Tento toolbox je zdarma dostupný na internetových stránkách fy Mathworks (www.mathworks.com).

Matice relativních zesílení pro soustavu $S(s)$ v ustáleném stavu

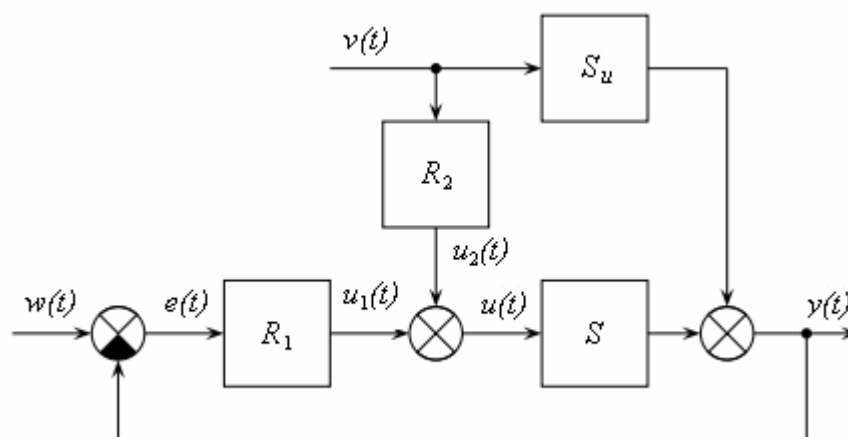
$$\Lambda(S(0)) = \begin{pmatrix} +1,00 & -0,06 & +0,02 & +0,01 & +0,03 \\ -0,01 & +1,22 & -0,03 & -0,01 & -0,17 \\ +0,01 & +0,14 & +1,36 & -0,37 & -0,13 \\ -0,05 & -0,16 & -0,53 & +1,82 & -0,09 \\ +0,04 & -0,14 & +0,16 & -0,44 & +1,36 \end{pmatrix} \quad (5.2)$$

Z matice relativních zesílení (5.2) je zřejmé, že jako nejvhodnější přiřazení akčních veličin k regulovaným se jeví diagonální prvky, které jsou nejbližší 1 a jsou kladné. To také

odpovídá reálnému systému, kde se jeví výhodné řídit teplotu nejbližší klapkou, naopak klapkou K1 by se pravděpodobně dosti obtížně řídila např. teplota T5.

5.2 Syntéza rozvětvených regulačních obvodů

Na základě matice relativních zesílení (5.2) jsem navrhl pět rozvětvených jednorozměrových regulačních obvodů s měřením poruchy, principiální schéma obvodu je naznačeno na obr. 23. Porucha $v(t)$ představuje měřitelnou polohu nevlastní klapky, která způsobuje nežádoucí vliv, přenos S_u je tedy nediagonální přenos klapky na výstupní teplotu.



Obr. 23 Rozvětvený regulační obvod s měřením poruchy [3]

Parametry hlavního regulátoru R_1 jsou určeny některou klasickou metodou pro přenos S a regulátor R_2 , který kompenzuje poruchu $v(t)$, je určen vztahem [3]

$$R_2 = -\frac{S_u}{S}. \quad (5.3)$$

Pro soustavu dle (5.1) bude více regulátorů, kompenzujících měřené poruchy, které jsou reprezentovány právě jako vlivy nevlastních klapek na danou teplotu. Počet těchto kompenzátorů je tedy určen počtem přenosů, které jsou zahrnuty do řešení (některé vlivy klapek, především nejvzdálenějších od dané teploty, jsou zanedbatelné).

K určení parametrů hlavních regulátorů pro jednotlivé regulační smyčky jsem tedy použil diagonální přenosy matice (5.1), zobrazené v tab. 5.

Tab.5 Diagonální přenosy vyjádřené formou časových konstant a statického zesílení

$S_{11} = \frac{0,7}{1563s+1}$	$S_{22} = \frac{0,35}{1031s+1}$	$S_{33} = \frac{0,23}{1786s+1}$	$S_{44} = \frac{0,2}{175s+1}$	$S_{55} = \frac{0,08}{270s+1}$
--------------------------------	---------------------------------	---------------------------------	-------------------------------	--------------------------------

Dále budu pro názornost popisovat řešení návrhu pouze pro 1. regulační smyčku, tedy pro přenos S_{11} , ostatní smyčky jsem vyřešil stejným způsobem a výsledné přenosy hlavních regulátorů jsou uvedeny dále v tab. 6.

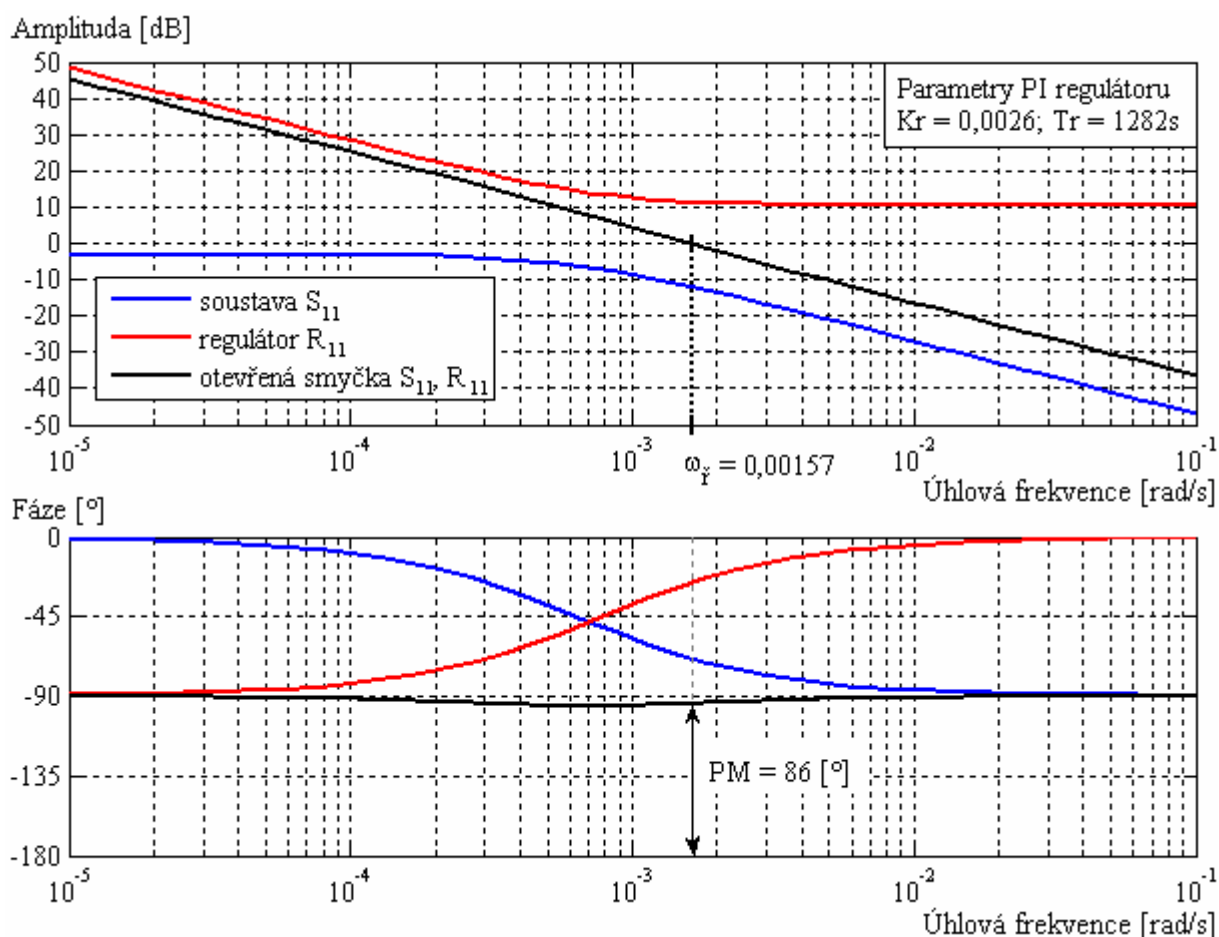
5.2.1 PI regulátory

Výchozí struktura regulátoru PI je vyjádřena vztahem dle rovnice

$$R(s) = K_r \frac{(T_r s + 1)}{s}.$$

Časové konstanty regulátoru jsem našel metodou tvarování frekvenčních charakteristik otevřené smyčky s ohledem na velikost akčního zásahu.

Tvarování frekvenčních charakteristik jsem provedl s využitím komponenty Control System Toolbox a jeho nástroje SISO Design Tool, který umožňuje volit různé struktury regulačního obvodu (např. 1. nebo 2. stupeň volnosti), samotné určení parametrů regulátoru lze provést v komplexní rovině „s“ metodou požadovaného rozložení pólů nebo tvarováním frekvenční charakteristiky obvodu. V nástroji si lze také zobrazit odezvu uzavřeného obvodu na skokovou změnu žádané hodnoty či poruchy, přičemž je zobrazen i průběh akční veličiny.



Obr. 24 Frekvenční char. otevřeného reg. obvodu T1 s PI regulátorem

Na obr. 24 jsou vykresleny frekvenční charakteristiky regulátoru, soustavy a otevřeného regulačního obvodu. Je zřejmé, že počáteční sklon -20dB/dek. zajišťuje nulovou ustálenou odchylku díky integrační složce regulátoru, zesílení obvodu zvyšuje ω_c a tím i zrychluje přechodový děj.

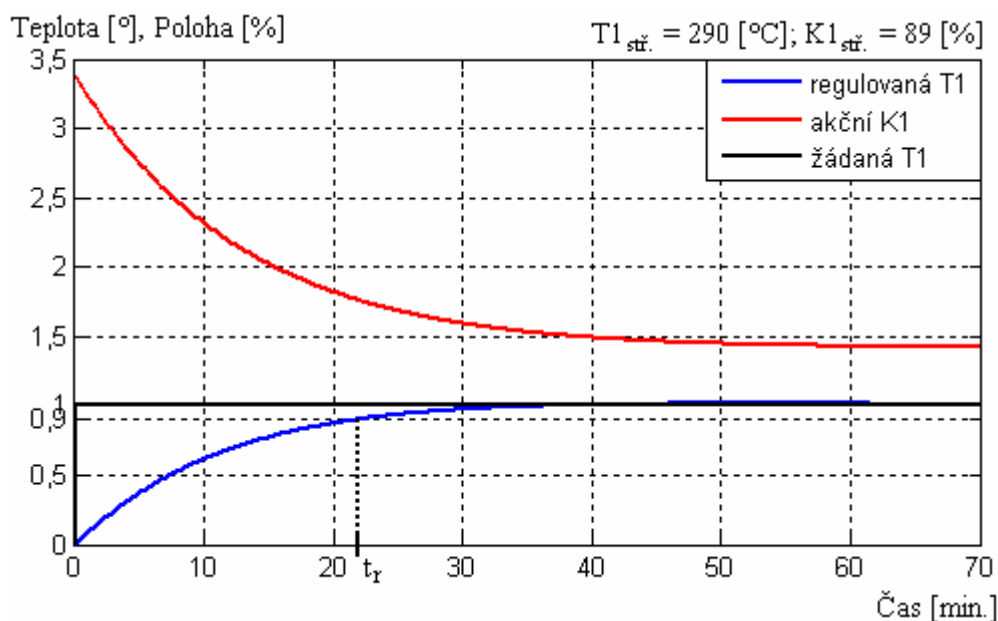
Nulu regulátoru jsem umístil na frekvenci $0,000777\text{ rad/s}$, čímž jsem dodržel napojení oblasti nízkých a středních frekvencí pod sklonem -40dB/dek. , ale zároveň tak, aby oblast

kolem kmitočtu řezu byla co nejširší pod sklonem -20dB/dek. Zesílení regulátoru jsem zvolil s ohledem na velikost akční veličiny na hodnotu 0,0026.

Výsledný přenos PI regulátoru pro regulační obvod teploty T1 je tedy

$$R(s) = 0,0026 \frac{(1282s + 1)}{s}.$$

Na obr. 25 jsou zobrazeny časové průběhy regulované a akční veličiny uzavřeného regulačního obvodu, vyvolané jednotkovým skokem žádané hodnoty, přičemž doba regulace t_r (dosažení 10% regulační odchylky) je 22 minut, což je vzhledem k době průjezdu vozu kolem senzoru vyhovující.



Obr. 25 Odezvy veličin obvodu pro T1 na skok žádané hodnoty s PI regulátorem

5.2.2 PID regulátory

Struktura PID regulátoru s realizační konstantou ε je vyjádřena vztahem [3]

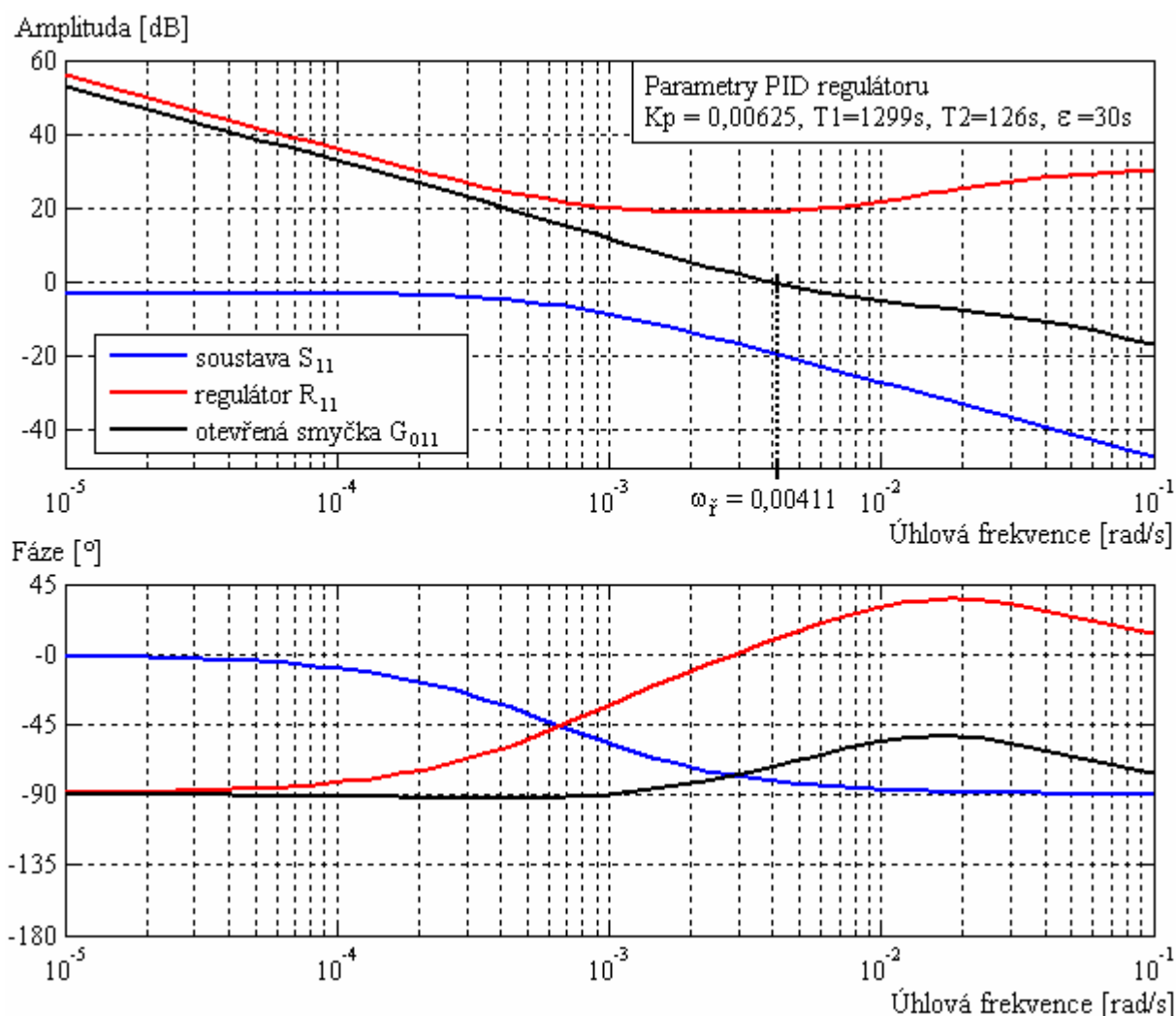
$$R(s) = K_r \frac{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)}{s(\varepsilon \cdot s + 1)}, \text{ kde } \varepsilon \ll T_1, T_2.$$

Časové konstanty regulátoru jsem určil opět s využitím SISO Design Tool tvarováním frekvenčních charakteristik, které jsou zobrazeny na obr. 26.

První nulu PID regulátoru jsem obdobně jako u PI regulátoru umístil na frekvenci $1/T_1 = 0,00077$ rad/s z důvodu napojení oblastí nízkých a středních frekvencí se sklonem -40dB/dek. a také k udržení sklonu -20dB/dek. kolem frekvence řezu.

Druhou nulu regulátoru jsem umístil na frekvenci $1/T_2 = 0,0079$ rad/s. Konstantu $\varepsilon = 30s$ jsem určil z poměru největší časové konstanty regulátoru a realizační konstanty tak, aby poměr nebyl vyšší než 100. Realizační konstanta poté ovlivňuje minimálně regulační děj a zároveň zajišťuje realizovatelnost PID regulátoru.

Zesílení regulátoru jsem opět zvolil s ohledem na velikost akční veličiny a jeho hodnota je 0,00625.



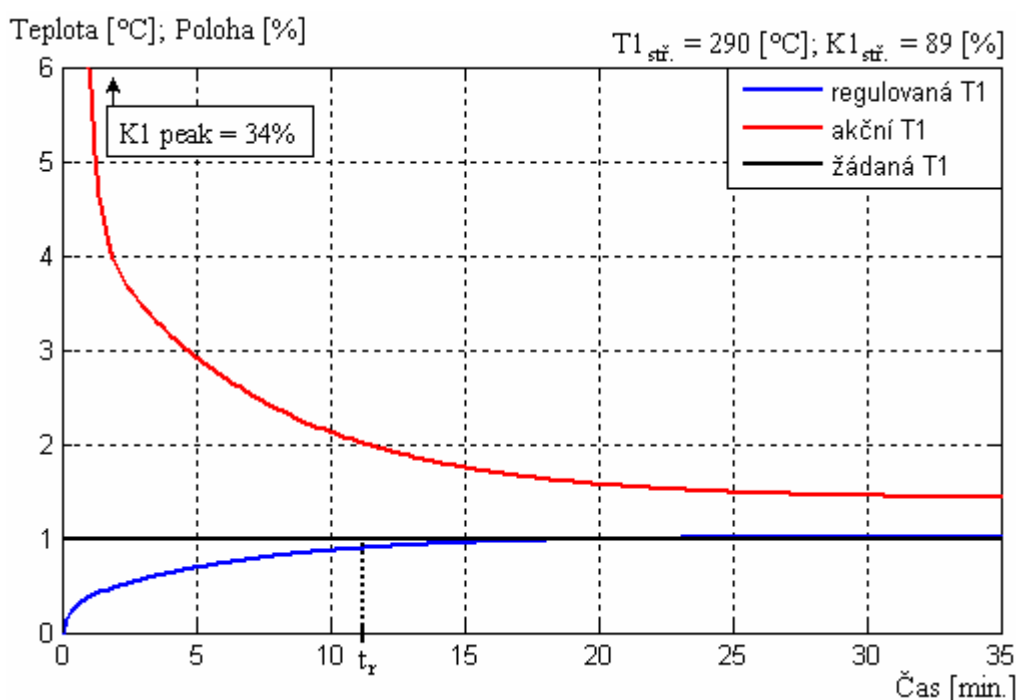
Obr. 26 Frekvenční char. otevřeného reg. obvodu T1 s PID regulátorem

Výsledný přenos PID regulátoru pro řízení teploty T1 je tedy

$$R(s) = 0,00625 \frac{(1299s + 1)(126s + 1)}{s(30s + 1)}.$$

Na obr. 27 jsou vykresleny časové průběhy veličin uzavřeného regulačního obvodu teploty T1 se stanoveným PID regulátorem. Vlivem derivační složky regulátoru a vyššího zesílení je doba regulačního děje t_r 11 minut, což je dvakrát více než u regulačního obvodu s PI regulátorem vypočteného dle kap.5.2.1.

Na druhou stranu ale derivační složka způsobuje vysokou hodnotu akční veličiny při vzniku regulační odchylky, což je z provozních podmínek nežádoucí. Také z hlediska řešení autonomnosti procesu dochlazování je tato „špička“ akční veličiny na počátku regulačního děje nevýhodná.



Obr. 27 Odezva veličin obvodu T1 na skok žádané hodnoty s PID regulátorem

5.2.3 Souhrn hlavních regulátorů

V tab. 6 je uveden souhrn přenosů hlavních regulátorů PI a PID pro jednotlivé regulační obvody teploty.

Tab. 6 Souhrn přenosů hlavních soustav a regulátorů

Přenos soustavy	Přenos PI regulátoru	Přenos PID regulátoru
$S_{11} = \frac{0,7}{1563s + 1}$	$R_{11} = 0,0026 \frac{(1282s + 1)}{s}$	$R_{11} = 0,00625 \frac{(1299s + 1)(126s + 1)}{s(30s + 1)}$
$S_{22} = \frac{0,35}{1031s + 1}$	$R_{22} = 0,0062 \frac{(833s + 1)}{s}$	$R_{22} = 0,011 \frac{(890s + 1)(131s + 1)}{s(35s + 1)}$
$S_{33} = \frac{0,23}{1786s + 1}$	$R_{33} = 0,0078 \frac{(1209s + 1)}{s}$	$R_{33} = 0,013 \frac{(1466s + 1)(131s + 1)}{s(58s + 1)}$
$S_{44} = \frac{0,2}{175s + 1}$	$R_{44} = 0,0201 \frac{(143s + 1)}{s}$	$R_{44} = 0,024 \frac{(146s + 1)(46s + 1)}{s(16s + 1)}$
$S_{55} = \frac{0,08}{270s + 1}$	$R_{55} = 0,0435 \frac{(212s + 1)}{s}$	$R_{55} = 0,044 \frac{(212s + 1)(55s + 1)}{s(20s + 1)}$

5.2.4 Zhodnocení kvality regulací

V tab. 7 jsou shrnuty výsledky regulací, které vyjadřuje doba regulace t_r , velikost akční veličiny na počátku regulačního děje $u(0)$ v reakci na jednotkový skok žádané hodnoty

a integrační kritérium ITAE. Výsledné hodnoty jsem určil simulací dle vztahu (2.11) s konečným časem 33 minut, kdy jsou již všechny odchylky téměř nulové.

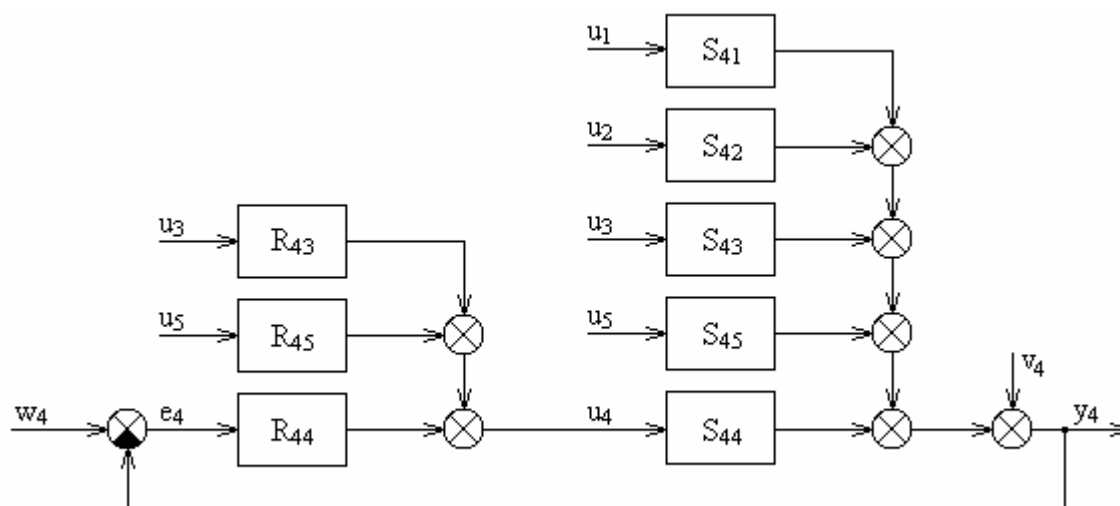
Tab.7 Souhrn doby regulace a počáteční hodnoty akční veličiny

reg. obvod	PI - tr [min.]	PID - tr [min.]	PI - $u(0)$ [%]	PID - $u(0)$ [%]	PI - ITAE	PID - ITAE
T1	26,5	11,3	3,38	34,2	$4,29 \cdot 10^5$	$1,34 \cdot 10^5$
T2	22,8	13	5,47	34,6	$2,61 \cdot 10^5$	$1,28 \cdot 10^5$
T3	27,8	17,6	9,43	42,1	$6,87 \cdot 10^5$	$2,91 \cdot 10^5$
T4	10	9	2,89	9,96	$6,62 \cdot 10^5$	$5,39 \cdot 10^5$
T5	11	11,5	9,21	25,6	$7,97 \cdot 10^5$	$8,42 \cdot 10^5$

Z výsledků dle tab. 7 jsem se rozhodl zvolit PI strukturu pro hlavní regulátory jednotlivých smyček, a to z důvodu dostačující doby regulačního děje a nízkých počátečních hodnot akčních veličin. PID regulátory sice vyregulují skok žádané hodnoty rychleji, avšak počáteční hodnota akční veličiny je dosti vysoká a pro potlačení interakcí nežádoucí.

5.3 Potlačení interakcí

Pro potlačení interakcí jednotlivých regulačních smyček jsem využil informaci o poloze klapek, které vždy působí na nevlastní regulační obvody poruchově. Také jsem využil znalosti nediagonálních přenosů a řešení potlačení interakcí jsem převedl na řešení rozvětvených regulačních obvodů s měřením více poruchových signálů, které představují právě měřitelné změny polohy nevlastních klapek.



Obr. 28 Rozvětvený regulační obvod s měřením poruchy pro teplotu T4

Legenda k obr. 28 :

- w_4, e_4, y_4 ... žádaná veličina, odchylka, regulovaná veličina pro T4
- R_{44}, S_{44} ... hlavní regulátor, hlavní (vlastní) přenos pro T4
- R_{43}, R_{45} ... kompenzátory vlivu poloh klapek K3, K5
- $S_{41} \div S_{45}$... vlivy klapek K1 až K5 na teplotu K4
- $u_1 \div u_5$... polohy klapek K1 až K5 (akční veličiny)
- v_4 ... neměřitelná porucha pro teplotu T4

Z dílčích přenosů soustavy (5.1) plyne vysoká vlivnost sousedních klapků na dané teploty (především pro T_3 , T_4 , T_5), což by mohlo odpovídat předpokladům popsáných v kap. 4.1. Princip potlačení interakcí pro teplotu T_4 je naznačen na obr. 28. Pokud dojde ke změně polohy např. klapky K_3 , projeví se tato změna na výstupní teplotě T_4 s velikostí a dynamikou, která je vyjádřena přenosem S_{43} . Tato změna je ale vykompenzována regulátorem R_{43} , který je určen dle vztahu (5.3) následovně

$$R_{43} = -\frac{S_{43}}{S_{44}} = -\frac{0,11 \cdot 10^{-3}}{s + 0,56 \cdot 10^{-3}} \frac{0,2}{175s + 1} = -\frac{0.42472(s + 0.005728)}{(s + 0.005728)} = -0.42472.$$

Z přenosu kompenzátoru R_{43} je tedy zřejmé, že se jedná o P-regulátor se záporným znaménkem zesílení. Přenos kompenzátoru R_{45} je stanoven stejným způsobem a porucha v_4 je neměřitelná porucha, která je kompenzována klasicky hlavní regulační smyčkou.

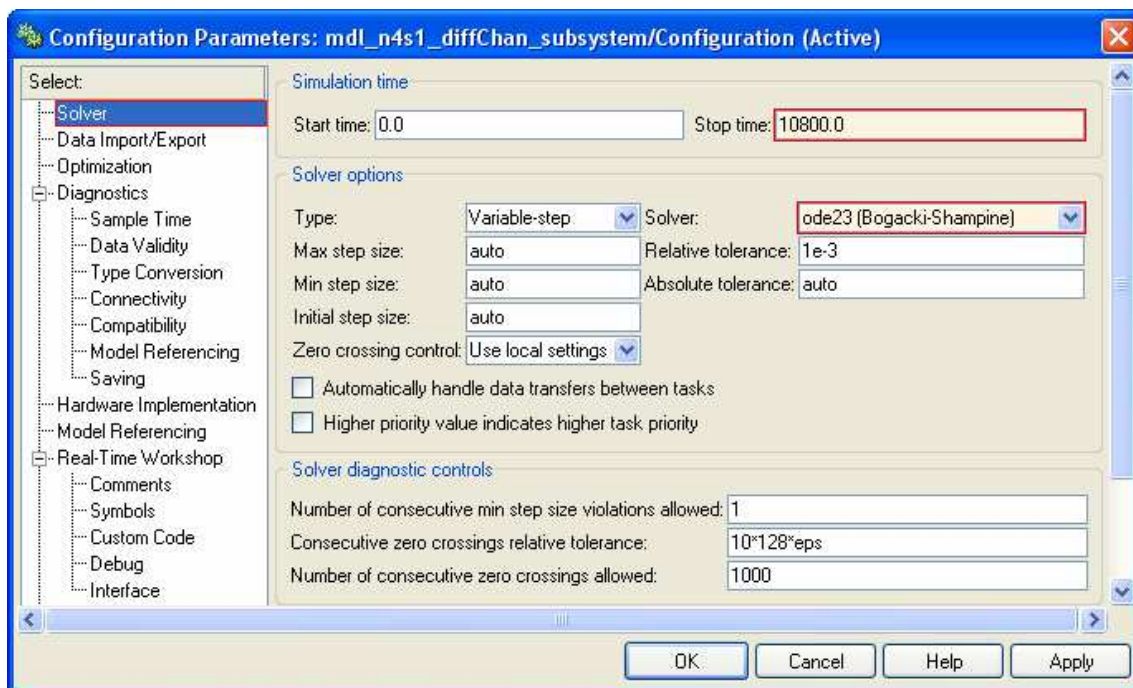
Pro potlačení interakcí celé přenosové matice S je použito více takových kompenzátorů, jejichž počet závisí na počtu zahrnutých nezanedbatelných vlivů jednotlivých klapků. K výstupu y_4 se tedy přičítají vlivy všech klapků, ale kompenzují se jen významné vlivy.

Teoreticky by bylo možné spočítat i kompenzátory pro zanedbatelné vlivy, z výsledků simulací v kap. 5.4 však vyplývá dostatečnost tohoto řešení.

5.4 Simulace regulačního obvodu, výsledky

Pro rychlejší výpočet simulace a vyhlazenější průběhy jsem v nastavení Simulinku (obr.29) zvolil jinou numerickou metodu pro řešení modelu parametrem *Solver* -> *ode23(B-S)*. Také jsem nastavil čas 10800s, což odpovídá třem hodinám.

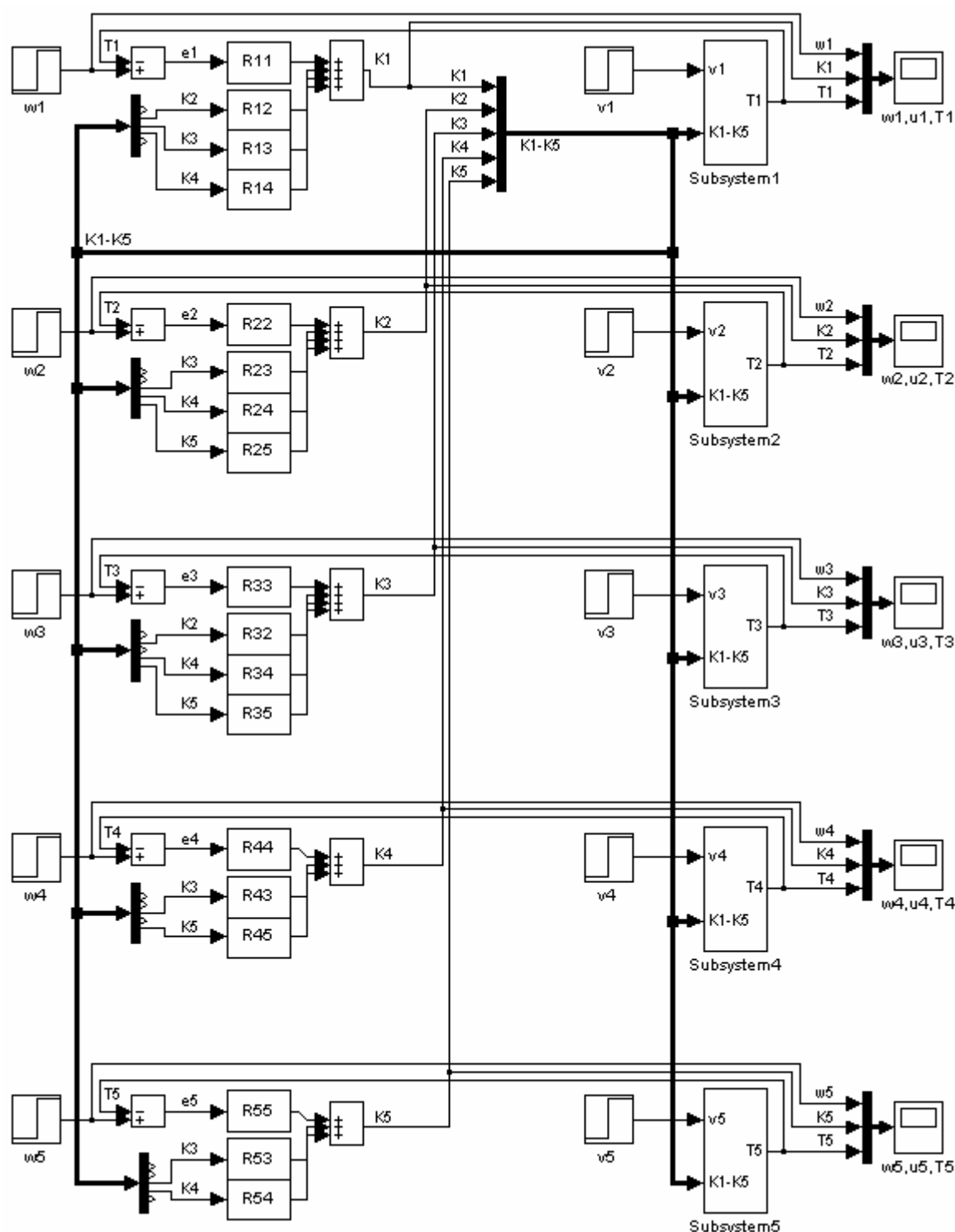
Pro spuštění simulace je nutná existence všech dílčích přenosů soustavy S a potřebných regulátorů ve *workspace* Matlabu. Soubor `<cd_rom>:\Zdrojove_kody\Simulace.m` na CD (příloha č.6) obsahuje příkazy pro získání těchto přenosů, přičemž pro správné spuštění musí pracovní adresář Matlabu obsahovat všechny soubory, které se nalézají ve složce *Zdrojove_kody*.



Obr. 29 Simulink - Nastavení typu numerické metody pro simulaci

Celkové schéma rozvětvených regulačních obvodů s měřením poruchy je zobrazeno na obr. 30, kde do jednotlivých regulačních smyček vstupují skokové změny žádaných hodnot $w_1 \div w_5$ a poruchových signálů $v_1 \div v_5$. Zobrazované signály při simulaci jsou žádané, akční a regulované veličiny jednotlivých smyček.

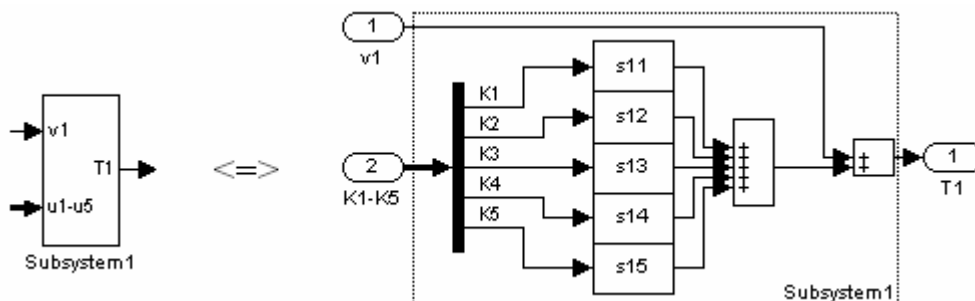
Viditelně silnější signálová čára ve schématu představuje spojení signálů poloh klapek do jedné „sběrnice“ z důvodu lepší přehlednosti obvodu. Pro kompenzátory jednotlivých regulačních smyček jsou poté vybírány příslušné polohy klapek.



Obr. 30 Celkové schéma mnohorozměrového regulačního obvodu v Simulinku

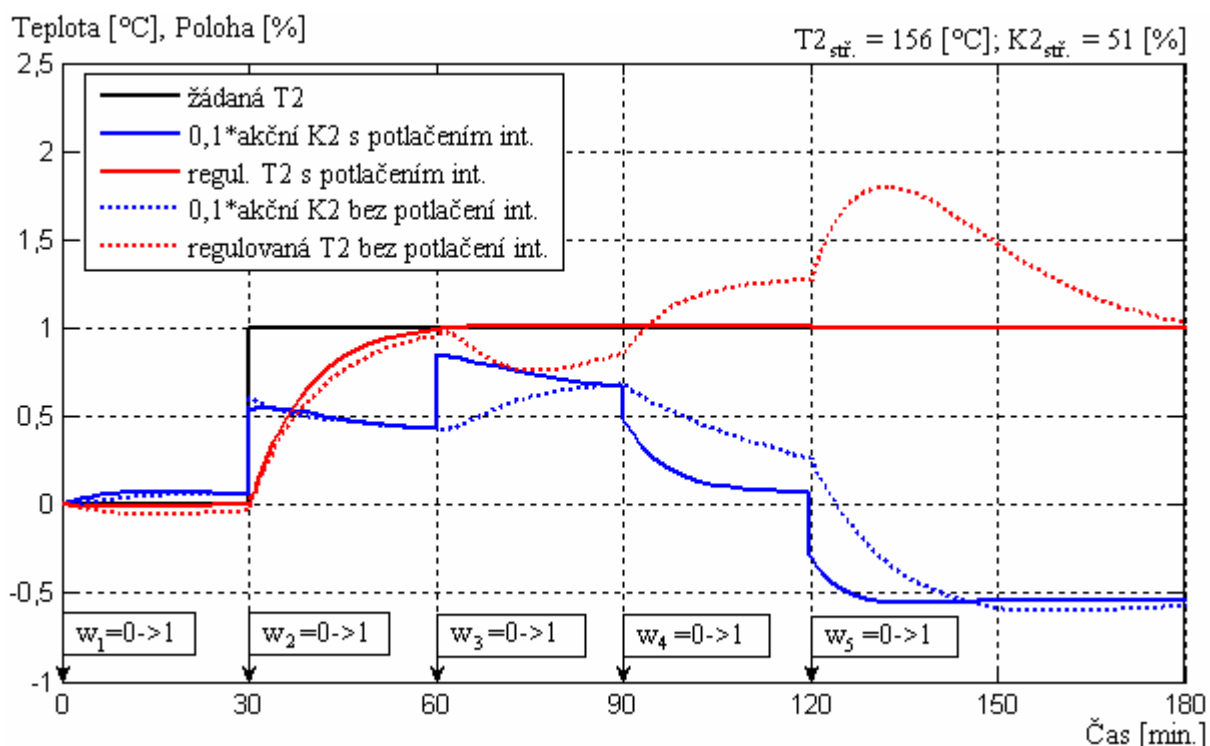
Ve schématu obvodu se také vyskytuje 5 subsystémů, které simulují vazby v soustavě S , vyjádřené maticí dle (5.2). Vnitřní zapojení subsystému pro výstupní teplotu $T1$ je na obr. 31, pro ostatní subsystémy je zapojení stejné s rozdílem odlišných přenosů pro příslušné teploty.

Vlivy jednotlivých klapek na teplotu jsou sečteny a k tomuto signálu je také přičtena případná externí porucha v_1 .



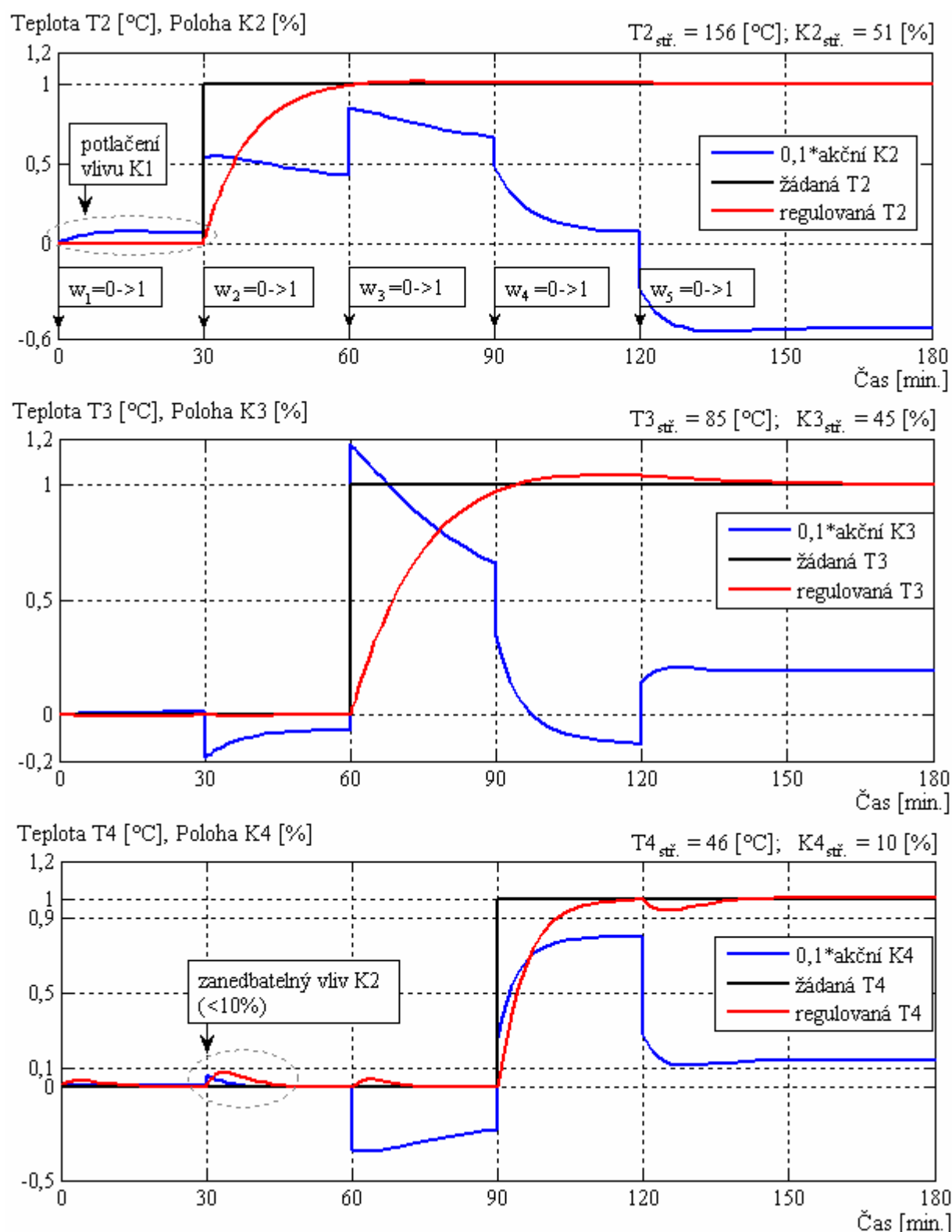
Obr. 31 Vnitřní zapojení subsystému teploty $T1$

Na obr. 32 je porovnání regulace teploty $T2$ při zapojených kompenzátorech a bez nich. Pro tyto průběhy jsem v simulaci nastavil skokové žádané hodnoty jednotlivých smyček s časovým odstupem 30 minut. Akční veličina je vykreslena 10x zmenšená z důvodu lepší viditelnosti průběhu teplot regulačního obvodu $T2$.



Obr. 32 Porovnání regulačních obvodů pro $T2$ s potlačením interakcí a bez potlačení

Je zřejmé, že obvod se zapojenými kompenzátory potlačuje interakce lépe, má totiž přímou informaci o poloze nevlastní klapky a může tak rychleji reagovat na změnu než obvod bez kompenzátorů, který se o změně polohy nevlastní klapky „dozví“ až zprostředkovaně přes teplotu a výkyvy regulované teploty jsou poté viditelně vyšší.



Obr. 33 Průběhy veličin reg. obvodů pro T2, T3, T4

Na obr. 33 jsou znázorněny průběhy regulovaných teplot T2 až T4 pro jednotkové skoky žádaných, přičemž jejich vznik je opět s časovým odstupem 30 minut. Z průběhu teploty T2 je zřetelné potlačení vlivu klapky K1, jejíž poloha se mění v reakci na skokovou změnu žádané w_1 .

U průběhu T4 je vidět nepotlačovaný vliv klapky K2, který je nižší než 10 % a je vyregulován hlavním regulátorem R_{44} . Průběhy veličin pro jednotlivé regulační smyčky s porovnáním regulací bez kompenzátorů a s nimi jsou v příloze č. 4.

5.5 Alternativní způsob potlačení interakcí

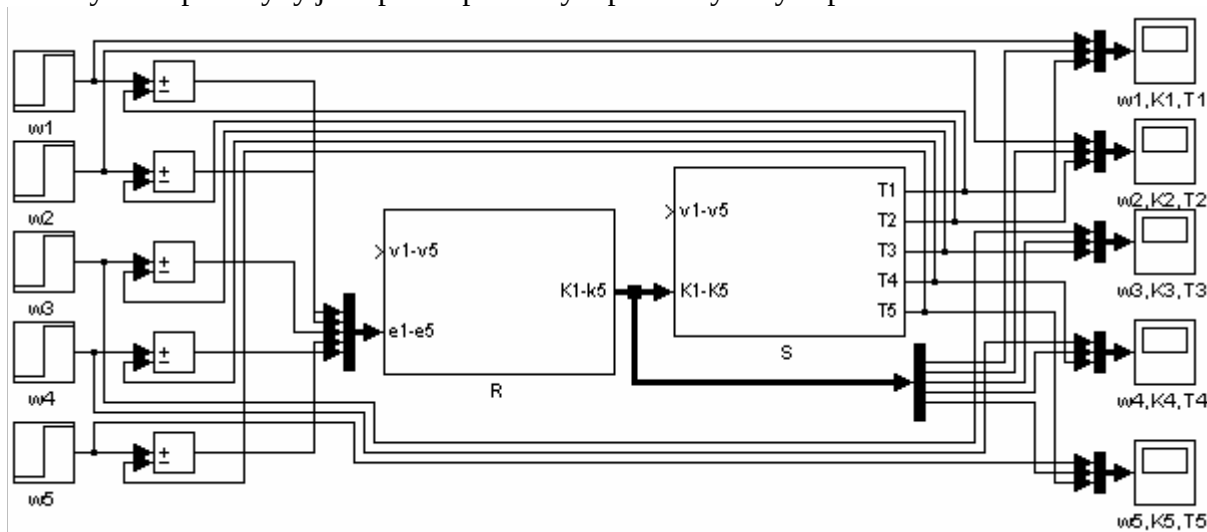
Kromě uvedeného způsobu potlačení interakcí dle kap. 5.3 jsem provedl maticový způsob výpočtu vazebních členů mnohorozměrového regulátoru. Nejdříve jsem určil číslo podmíněnosti mnohorozměrové soustavy S pro ustálený stav ($j\omega = 0$) dle vztahu (2.19)

$$\gamma = \frac{\bar{\sigma}}{\underline{\sigma}} = \frac{0.8248}{0.0488} = 16.91$$

Výsledné číslo podmíněnosti pro dotyčnou soustavu je vyšší než 10, což indikuje špatně podmíněnou a obtížněji říditelnou mnohorozměrovou soustavu.

Pro maticové určení vazebních členů jsem následně použil známé přenosy hlavních regulátorů a dle vztahu (2.22) jsem vypočetl 20 vazebních členů. Vzhledem ke složitosti výpočtu algebraických doplňků jednotlivých prvků přenosové matice S jsem použil Symbolic Toolbox a výsledné vztahy pro doplňky v symbolickém tvaru jsem zkopíroval z příkazové řádky matlabu do zdrojového kódu a použil pro výpočet doplňků ve formě přenosových funkcí z dílčích přenosů soustavy.

Simulaci jsem ověřil autonomnost mnohorozměrového regulačního obvodu, zapojeného dle schématu na obr. 34 a výsledné průběhy veličin jsou uvedeny v příloze č. 5. Bloky R a S ve schématu představují matice přenosových funkcí, kde vstupními i výstupními veličinami jsou vektory. Vstupní chyby jsou přímo přičítány k příslušným výstupům.



Obr. 34 Schéma regulačních obvodů při alternativním způsobu potlačení interakcí

Nevýhodou tohoto řešení autonomnosti jsou velmi vysoké řády (až 190) polynomů čitatele a jmenovatele přenosů vazebních členů. Sice je u všech splněna slabá podmínka fyzikální realizovatelnosti, avšak při simulaci se objevují chyby nekonečných vnitřních stavů vazebních členů, což souvisí s jejich vysokými řády.

6 Závěr

Cílem diplomové práce je návrh automatického řízení dochlazovacího úseku v již existující tunelové cihlářské peci, která je znázorněna na obr. 11. Jedná se o mnohorozměrovou soustavu, obsahující nežádoucí interakce mezi vstupy a výstupy soustavy, které musí být zahrnuty do řešení regulací.

Teoretická část diplomové práce se zabývá popisem různých metod identifikace reálných systémů, přičemž větší důraz je kladen na metodu nejmenších čtverců a s ní spojených aproximačních modelů. Tento způsob identifikace je dnes díky počítačové technice zvláště výhodný pro mnohorozměrové soustavy. Teoretická část také popisuje metody k určení parametrů regulátorů pro jednorozměrové a mnohorozměrové regulační obvody a způsoby pro potlačení nebo úplné odstranění nežádoucích interakcí v soustavě.

V praktické části práce je v první řadě vypracováno technologické schéma a objasněn princip chlazení cihlářských výrobků. Dále je popsán stávající způsob automatického řízení dochlazovacího úseku, který neuvažuje působení nežádoucích interakcí v procesu a také jsou označeny všechny veličiny regulačního obvodu. Nezbytným krokem před návrhem automatického řízení je vytvoření modelu, simulujícího proces dochlazování dané pece. Za tímto účelem byl dopracován měřicí program do stávající vizualizace a naměřená data v diskrétní časové oblasti byla předzpracována pro přesnější výsledky identifikace. Následně bylo vytvořeno několik modelů vždy pro příslušnou teplotu, jejichž simulované průběhy byly porovnávány s naměřenými a z těchto modelů byl pro každou teplotu vybrán ten nejpresnější. Po převedení do spojitě časové oblasti a do formy přenosových funkcí byly tyto modely sloučeny do jednoho, který kompletně popisuje mnohorozměrovou soustavu dochlazovacího úseku. Identifikace byla také zkoušena pro různé vzorkovací periody a struktury modelu, jejichž shrnutí a porovnání obsahuje konec kapitoly 4.

Pro dotyčnou mnohorozměrovou soustavu byla vypočtena matice relativních zesílení v ustálených stavech ($\omega=0$), podle které bylo vybráno nejvhodnější párování akčních veličin s regulovanými. Přenosy pro návrh parametrů hlavních regulátorů jednotlivých smyček jsou tedy diagonální přenosy soustavy, čímž byl potvrzen předpoklad řízení teploty klapkou, příslušnou k pozici teplotního senzoru. Pro tyto přenosy byly určeny parametry PI a PID regulátorů metodou tvarování frekvenčních charakteristik otevřeného obvodu s využitím komponenty SISOTOOL programu Matlab. Porovnáním vlastností uzavřených smyček byly jako hlavní regulátory zvoleny PI regulátory, které splňují požadavky na regulační děj a oproti PID regulátorům mají výrazně nižší hodnotu akční veličiny na počátku regulačního děje. Potlačení interakcí bylo vyřešeno rozvětvenými regulačními obvody s měřením poruch (polohy nevlastních klapek), přičemž poruchové přenosy jsou jednotlivé nediagonální přenosy soustavy a s jejich pomocí byly vypočteny regulátory kompenzující nežádoucí vlivy klapek. Byl vypracován i alternativní způsob potlačení interakcí, založený na základě teorie determinantů, kde každý nediagonální (vazební) člen přenosové matice regulátoru je vyjádřen pomocí dílčích přenosů soustavy a diagonálních přenosů regulátorů. Tento způsob ovšem vykazoval velmi vysoké řády přenosů vazebních členů a při simulaci vykazoval chyby v podobě nekonečných vnitřních stavů vazebních členů.

Simulace navržených regulačních obvodů byly provedeny v komponentě Simulink programu Matlab. Byly odsimulovány časové průběhy veličin regulačních obvodů s potlačením interakcí a bez potlačení. Z porovnání těchto průběhů vyplývá funkčnost navrženého automatického řízení, které potlačuje nežádoucí interakce v soustavě. Díky tomu jsou sníženy výkyvy regulovaných veličin a je dosaženo i mírného zkrácení regulačního děje.

Hlavním přínosem diplomové práce je tedy zlepšení automatického řízení, které zaručí přesnější sestup teplot dochlazovacího úseku a tím i zvýší kvalitu výrobků zamezením vzniku trhlin. Při návrhu pece by také bylo možné zkrátit dochlazovací úsek, jehož délka vychází z maximální teoretické strmosti teplot pro určitý typ materiálu (hlíny). V současném stavu nedokonalého řízení se praktická strmost teplot uvažuje nižší, z čehož vychází i delší dochlazovací úsek. Dokonalejším řízením teplot by tedy bylo možné tento úsek zkrátit a tím zvýšit strmost teplot bez obav nežádoucích výkyvů, způsobených interakcemi v soustavě. Při implementaci do provozu by bylo výhodnější rozšíření na adaptivní řízení s využitím online metod identifikace. Tím by se mohly lépe přizpůsobovat parametry regulátorů při změnách parametrů soustavy, způsobené např. jinými tvary cihlářských výrobků.

Seznam použité literatury

- [1] ŠVARC, Ivan. *Automatizace - Automatické řízení*. Brno: AKADEMICKÉ NAKLADATELSTVÍ CERM s.r.o., 2005. 264 s. ISBN 80-214-2943-7.
- [2] NOSKIEVIČ, Petr. *Modelování a identifikace systémů*. Ostrava: MONTANEX a.s., 1999. 276 s. ISBN 80-7225-030-2.
- [3] BLAHA, Petr; VAVŘÍN, Petr. *Řízení a regulace I : Základy regulace lineárních systémů – spojitě a diskrétní*. Brno: Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií VUT, 2005. 214 s.
- [4] ŠOLC, František; VÁCLAVEK, Pavel; VAVŘÍN, Petr. *Řízení a regulace II : Analýza a řízení nelineárních systémů*. Brno: Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií VUT, 2006. 228 s.
- [5] BALÁTĚ, Jaroslav. *Automatické řízení*. 1. vyd. Praha: BEN – TECHNICKÁ LITERATURA, 2003. 664 s. ISBN 80-7300-020-2.
- [6] JURA, Pavel. *Signály a systémy: Část 1 Spojité signály*. Brno: Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií VUT, 2003. 81s.
- [7] JURA, Pavel. *Signály a systémy: Část 2 Spojité systémy*. Brno: Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií VUT, 2003. 78s.
- [8] JURA, Pavel. *Signály a systémy: Část 3 Diskrétní signály a diskrétní systémy*. Brno: Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií VUT, 2003. 89 s.
- [9] ŠEBEK, Michael. *Podklady k přednášce Polynomiální metody*. [PDF dokument]. 14.4.2011 [citováno 14.dubna 2011]. Dostupný z: http://www.polyx.com/_ari/slajdy/Bas-ARI-18-Polynomial.pdf
- [10] MELICHAR, Jiří. *Decentralizované a hierarchické řízení (učební text)*. Plzeň: Katedra kybernetiky ZČU, 2010. 123 s.
- [11] LJUNG, Lennart. *System Identification Toolbox: User's Guide*. Natick, MA: The MathWorks, Inc., 2011. 570 s.
- [12] POLIŠČUK, R.: *Doporučené zásady pro vypracování diplomových/bakalářských prací '07*. <http://autnt.fme.vutbr.cz/doc/SZZ2008_Instrukce.pdf>
- [13] MODRLÁK, Osvald. *Systémy s více vstupy a výstupy – MIMO systémy*. Liberec: Fakulta mechatroniky a mezipodobových inženýrských studií TUL. 2004. 27 s.
- [14] HRABEC, Jakub. *Matlab: Úvod do programového prostředí*. Brno: Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií VUT. 2003. 91 s.
- [15] PIVOŇKA, Petr. *Výpočetní technika v automatizaci*. Brno: Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií VUT. 2003. 75 s.
- [16] DUŠEK, František; HONC, Daniel. Transformace soustav s různým počtem vstupů a výstupů pro decentralizované řízení. *Automatizace*. 2008, 51, 7-8, s. 458-462.
- [17] PIVOŇKA, Petr. *Číslicová řídicí technika*. Brno: Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií VUT. 2003. 150 s. ISBN AMT101.

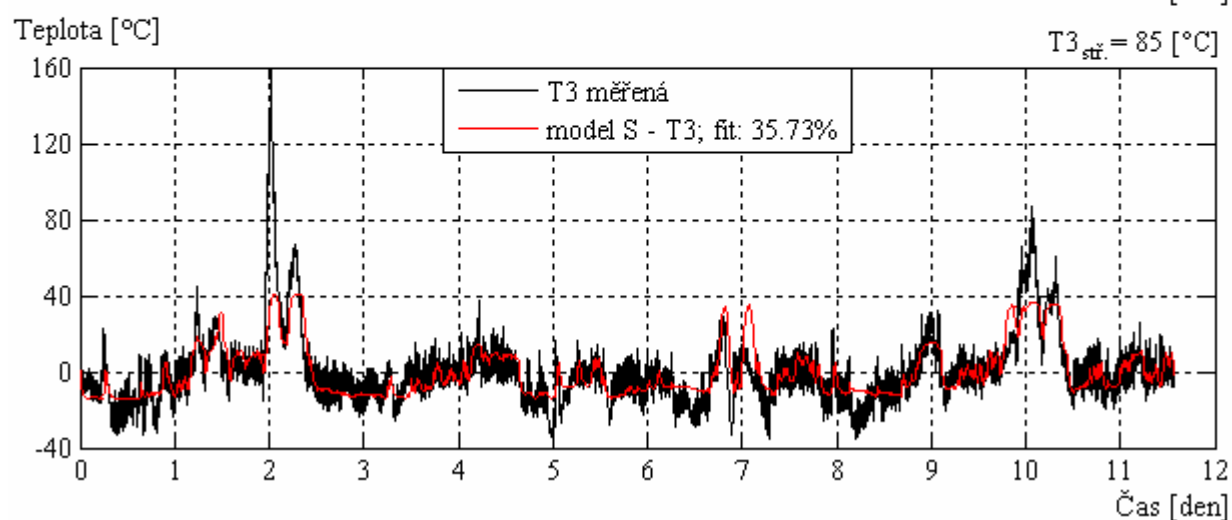
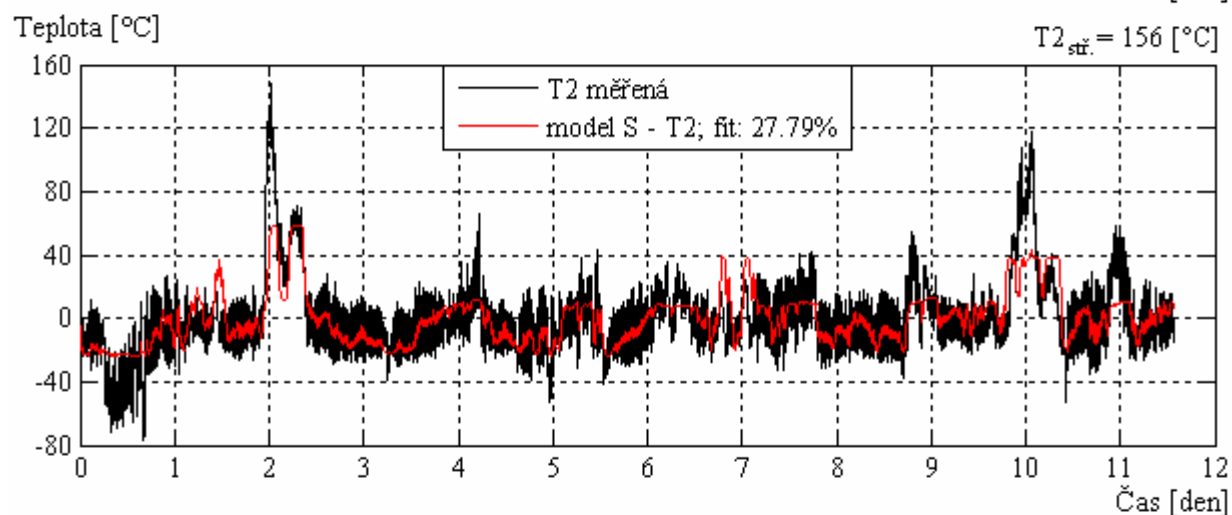
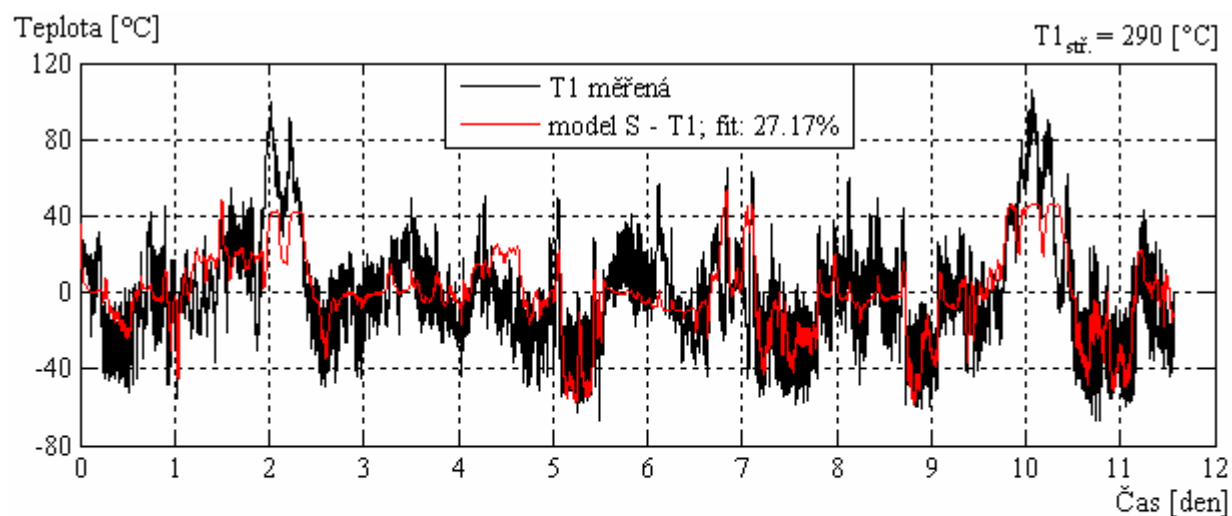
- [18] MODRLÁK, Osvald. *Modelování a diskrétní identifikace*. Liberec: Fakulta mechatroniky a mezioborových inženýrských studií TUL. 2004. 31 s.
- [19] STŘÍTESKÝ, Zdeněk. *Simulace mnohazměrových regulačních obvodů*. Zlín, 2006. 88 s. Diplomová práce. Univerzita Tomáše Bati ve Zlíně, Fakulta aplikované informatiky.

Seznam příloh

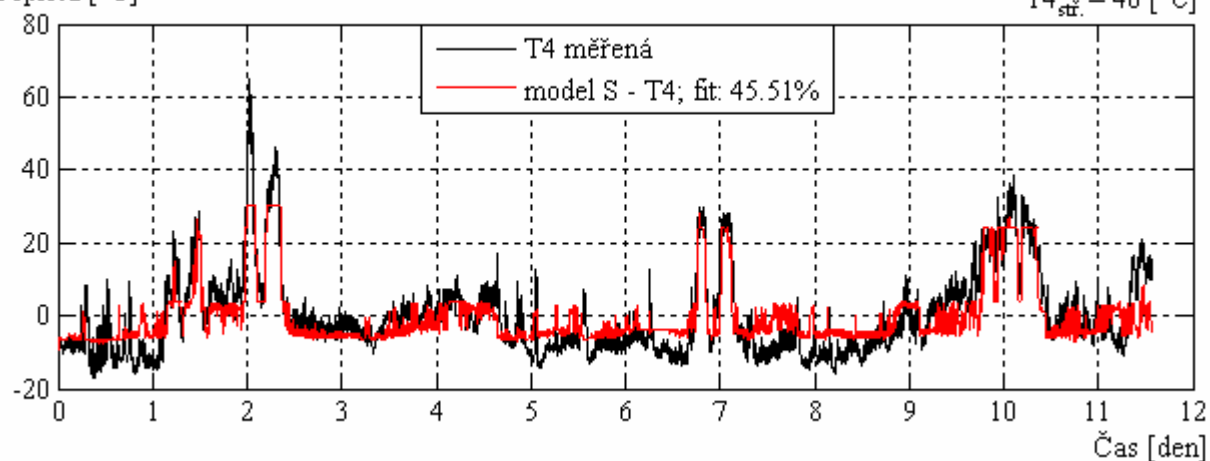
- Příloha č. 1 Srovnání dlouhodobých průběhů měřených a simulovaných dat modelu *S* (2 str.)
- Příloha č. 2 Frekvenční charakteristiky otevřených regulačních obvodů s PI regulátory (3 str.)
- Příloha č. 3 Frekvenční char. otevřených regulačních obvodů s PID regulátory (3 str.)
- Příloha č. 4 Průběhy veličin regulačních obvodů s PI regulátory bez potlačení interakcí a s potlačením pomocí rozvětvených reg. obvodů (2 str.)
- Příloha č. 5 Srovnání průběhů rozvětvených reg. obvodů a alternativního způsobu potlačení interakcí (2 str.)
- Příloha č. 6 CD s následujícím obsahem:
- Elektronická kopie diplomové práce
 - Zdrojové kódy
 - složka `<nazev_jednotky_cd>:\Zdrojove_kody\`
 - naměřená data *meas_data.mat*
 - zdrojový kód pro identifikaci *Identifikace.m*
 - zdrojový kód pro regulaci *Regulace.m*
 - model mnohorozměrového regulačního obvodu *mdl_simulace.sim*
 - skript *Simulace.m* spouštějící postupně všechny uvedené zdrojové kódy
 - *navrhPI.mat*, *navrhPID.mat* – stanovené hlavní regulátory v sisotool. Spustitelné příkazem `sisotool('navrhPI')`
 - všechny zdrojové kódy byly vytvořeny v programu Matlab-Simulink verze skript *Simulace.m* spouštějící postupně všechny uvedené zdrojové kódy
 - Ostatní zdrojové kódy
 - složka `<nazev_jednotky_cd>:\Ostatni_zdrojove_kody\`
 - identifikace mnohorozměrového modelu metodou ARX *arxMIMO_Identifikace.m*
 - zdrojový kód pro alternativní způsob potlačení interakcí *regMnoho.m*
 - simulační model pro stanovení ITAE kritéria – *mdl_ITAE.mdl*

Přílohy

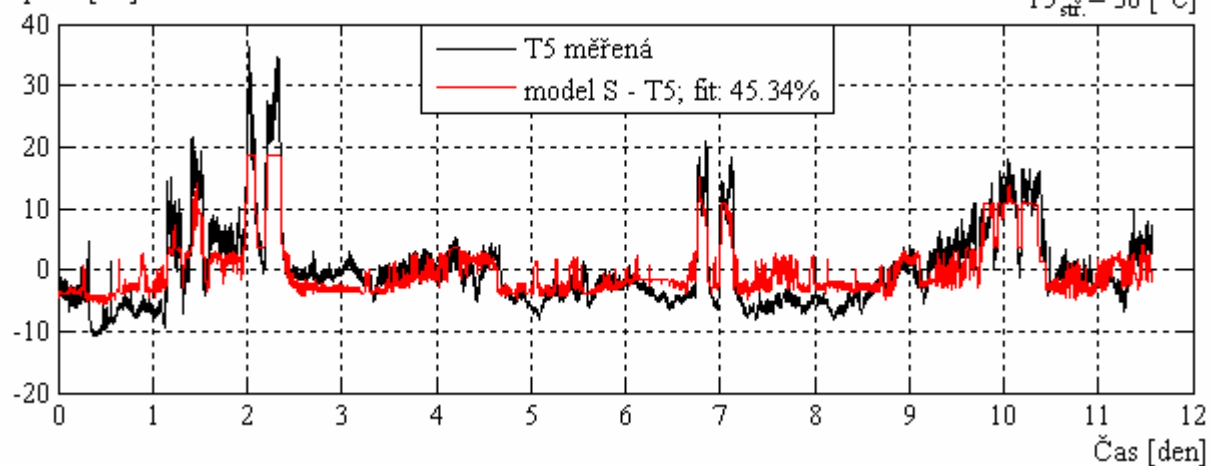
Příloha č. 1 Srovnání dlouhodobých průběhů měřených a simulovaných dat modelu S



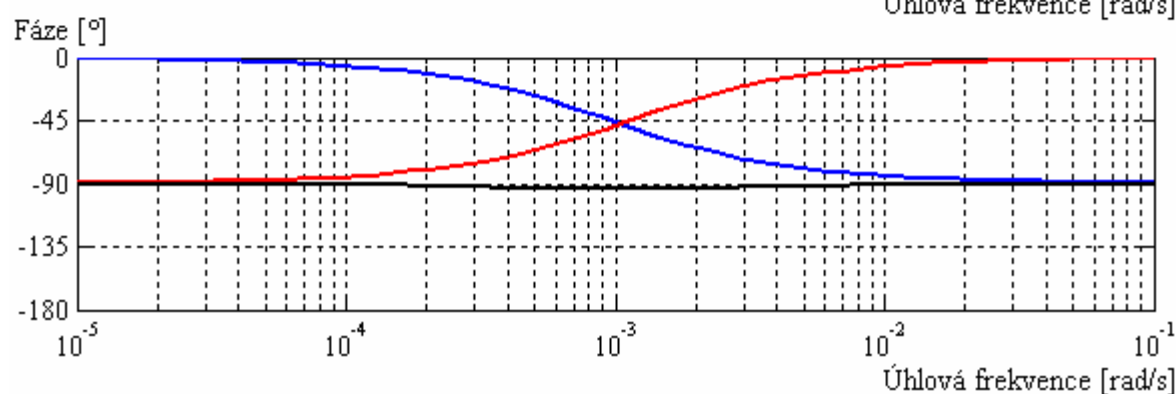
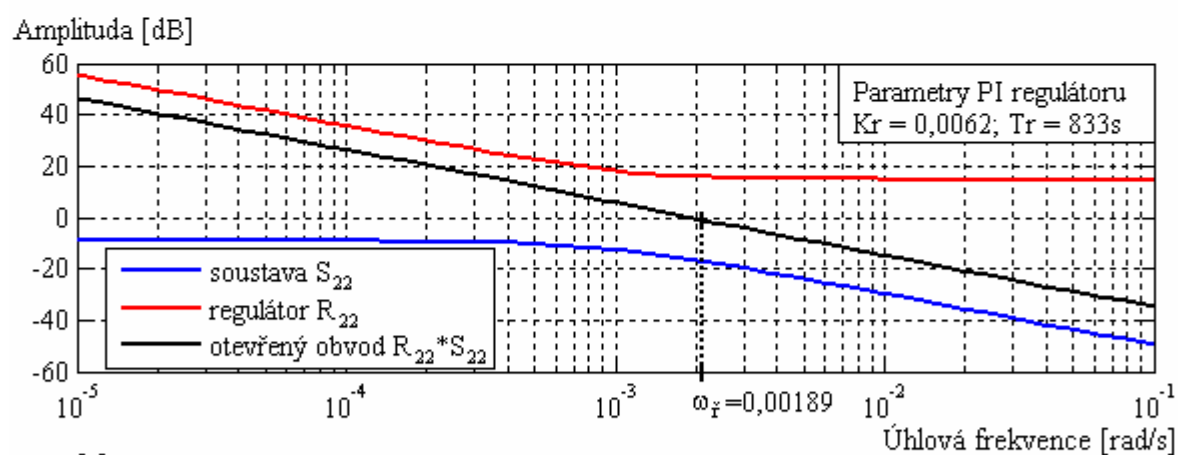
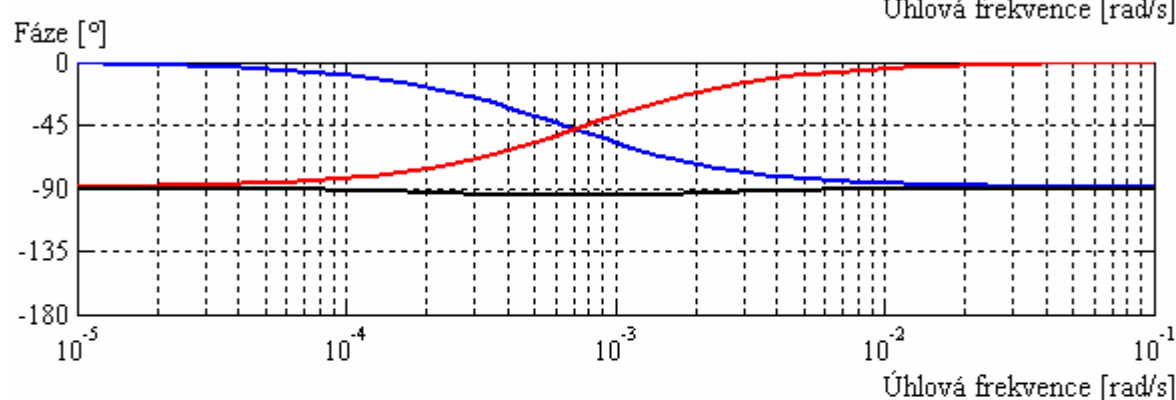
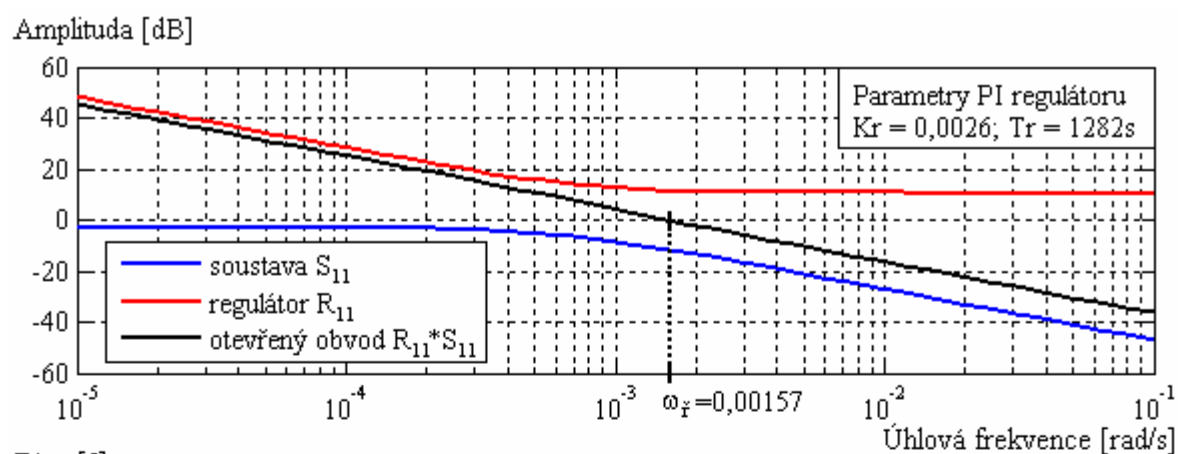
Teplota [°C]

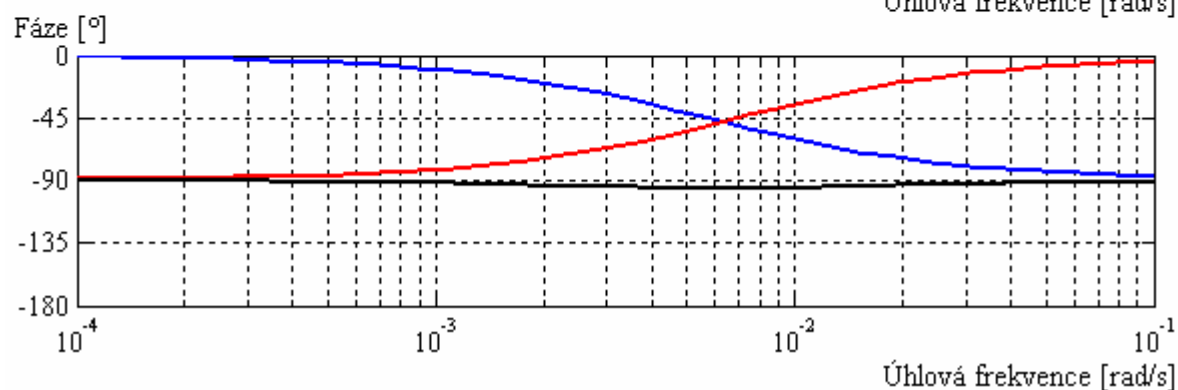
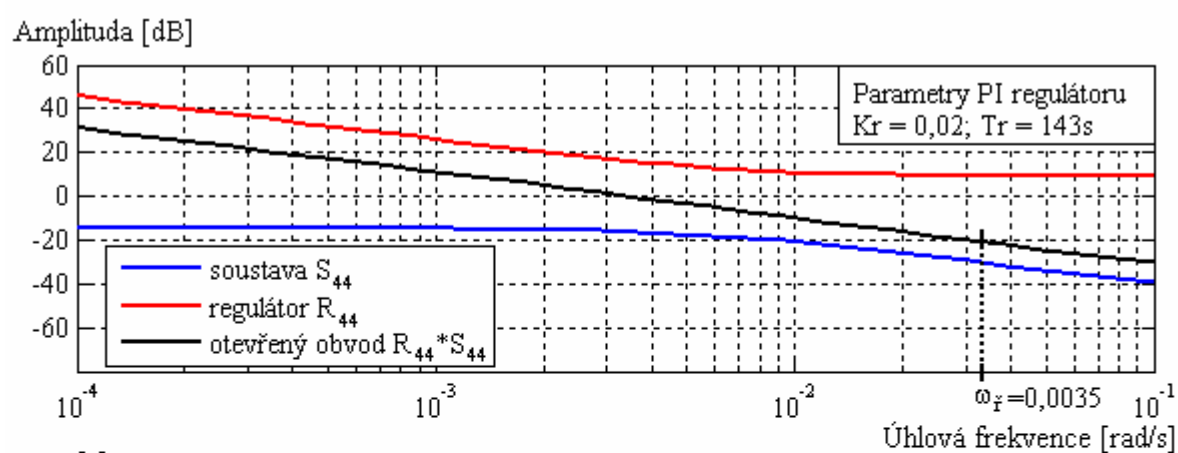
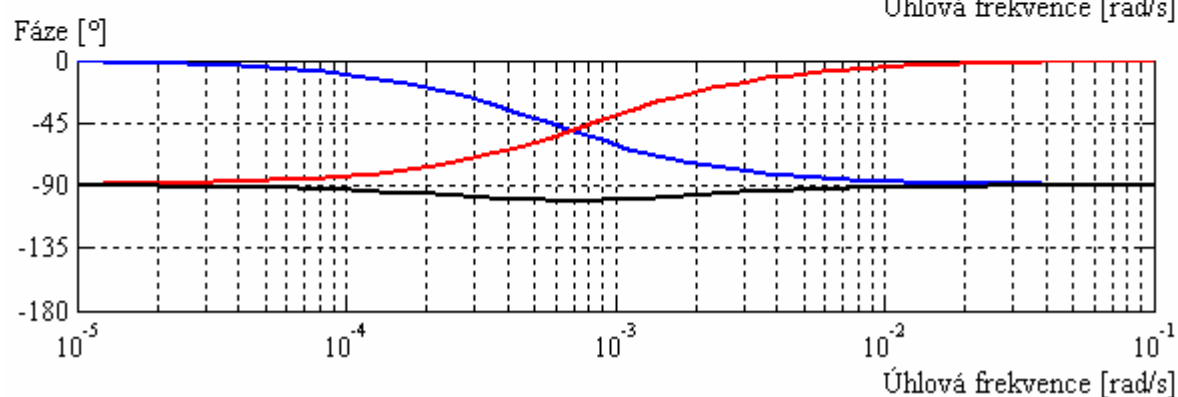
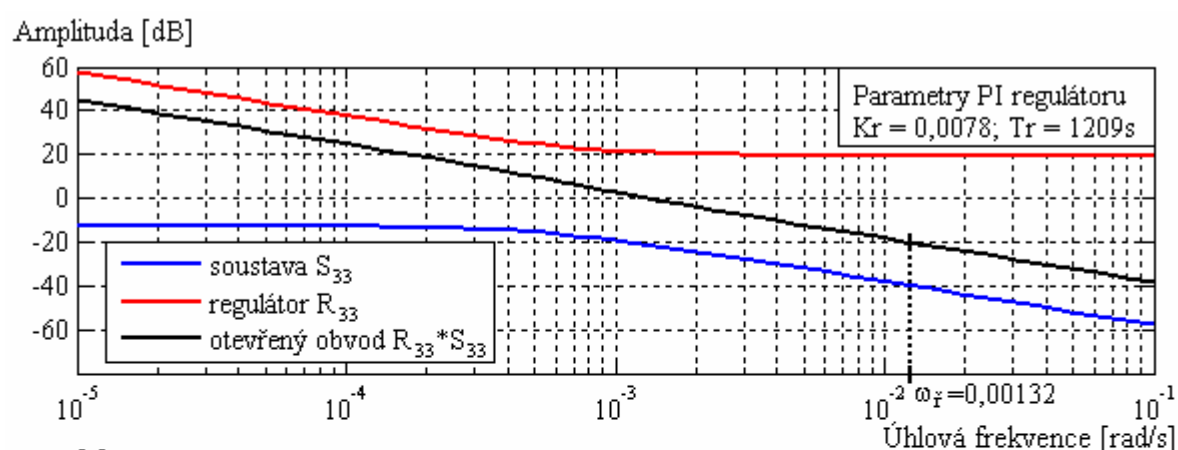
 $T4_{stř.} = 46 \text{ [°C]}$ 

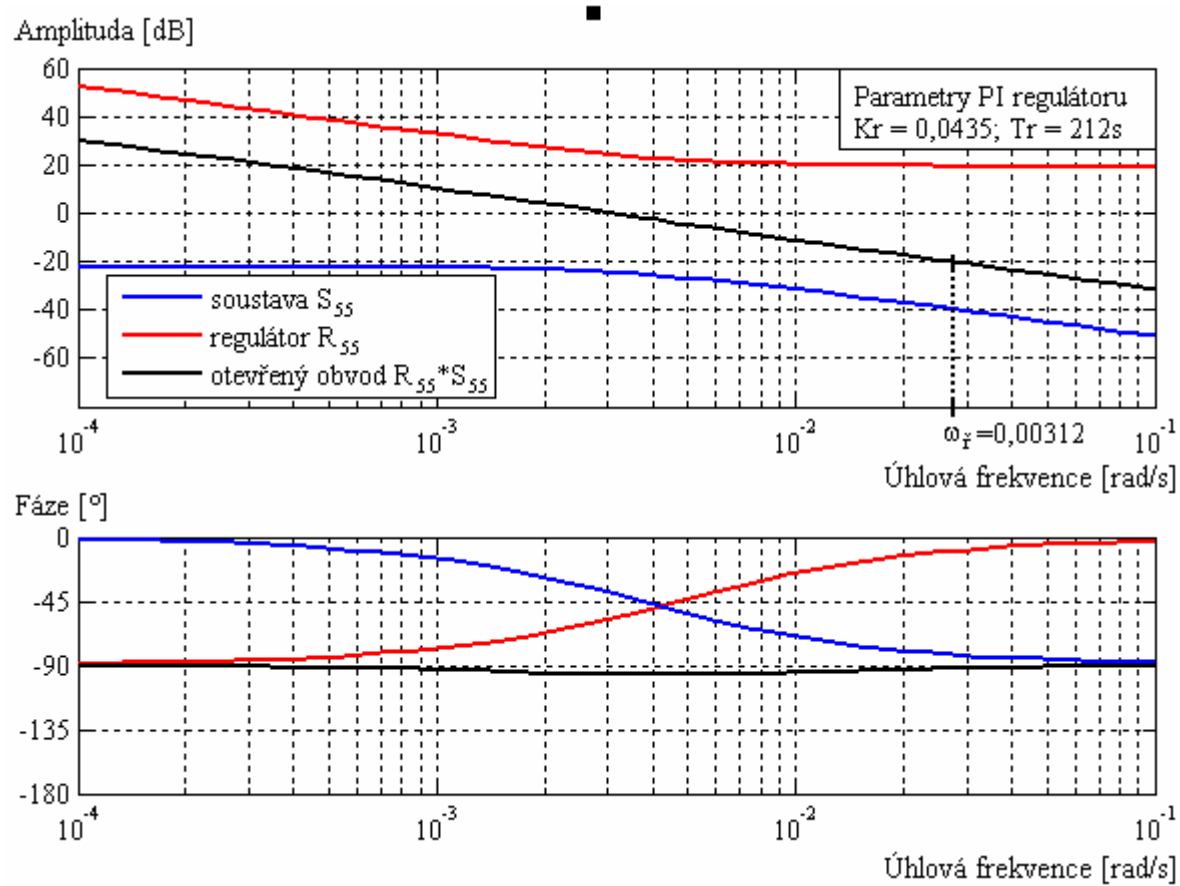
Teplota [°C]

 $T5_{stř.} = 36 \text{ [°C]}$ 

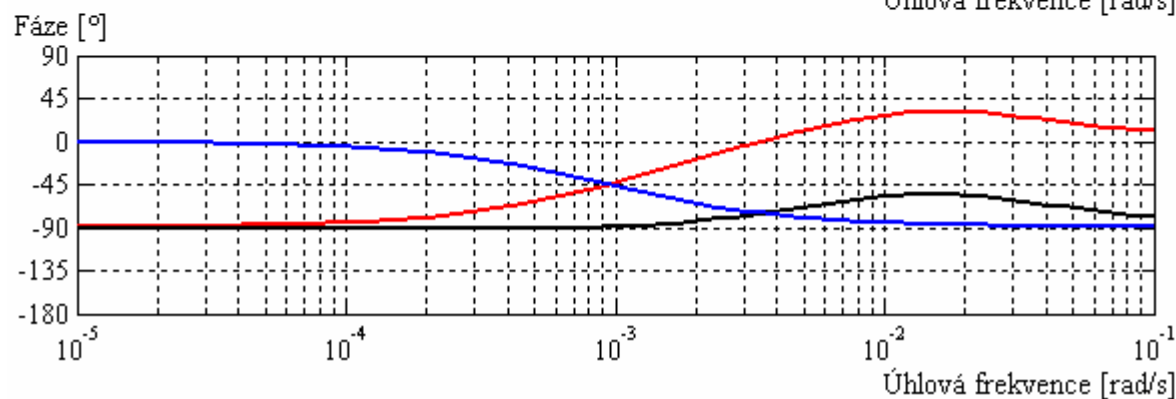
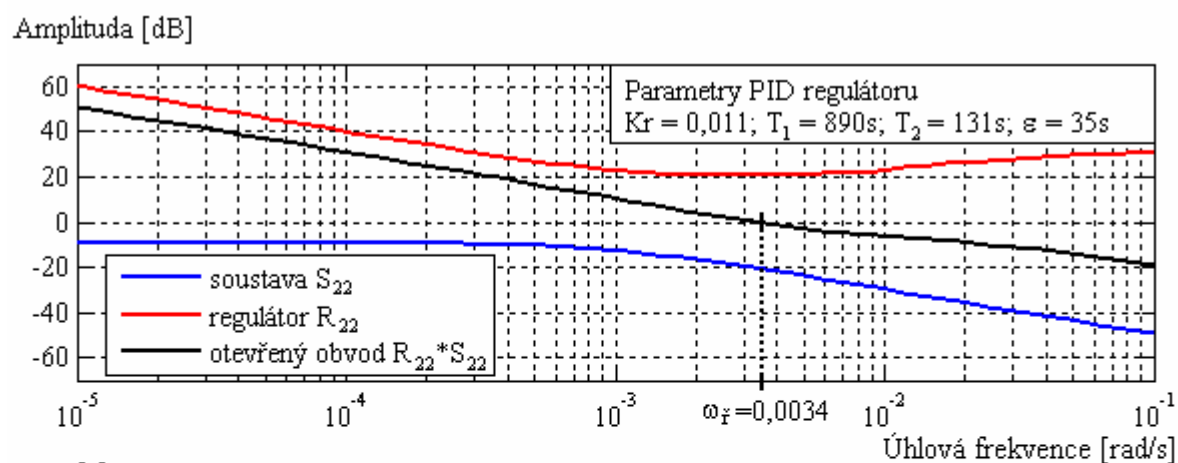
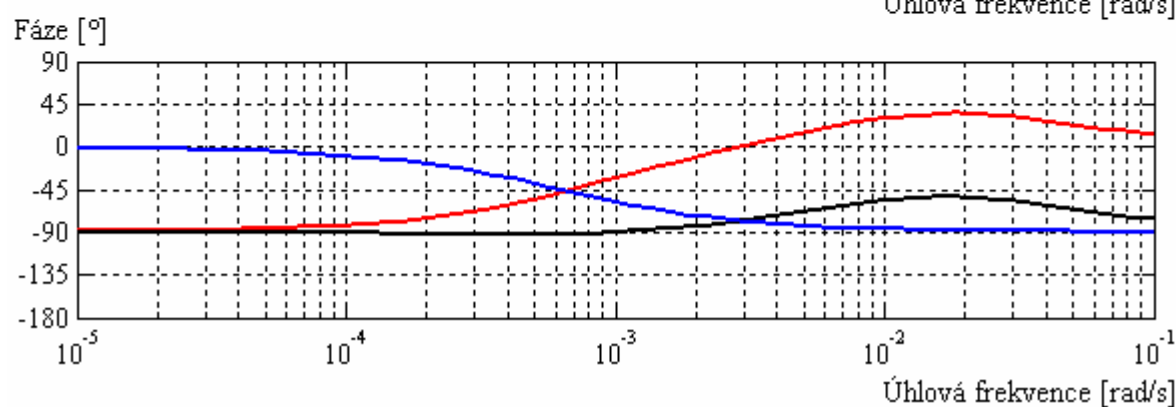
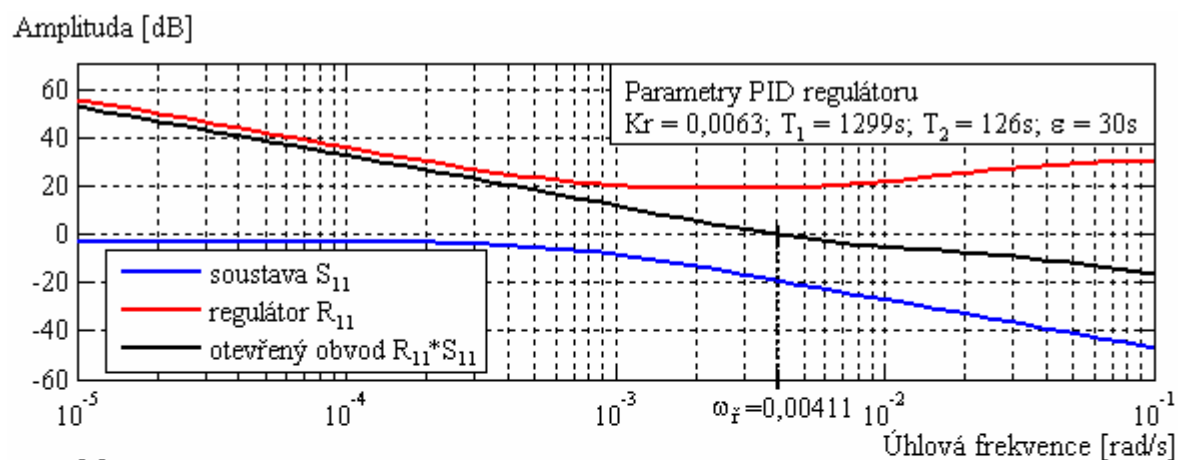
Příloha č. 2 Frekvenční charakteristiky otevřených regulačních obvodů s PI regulátory



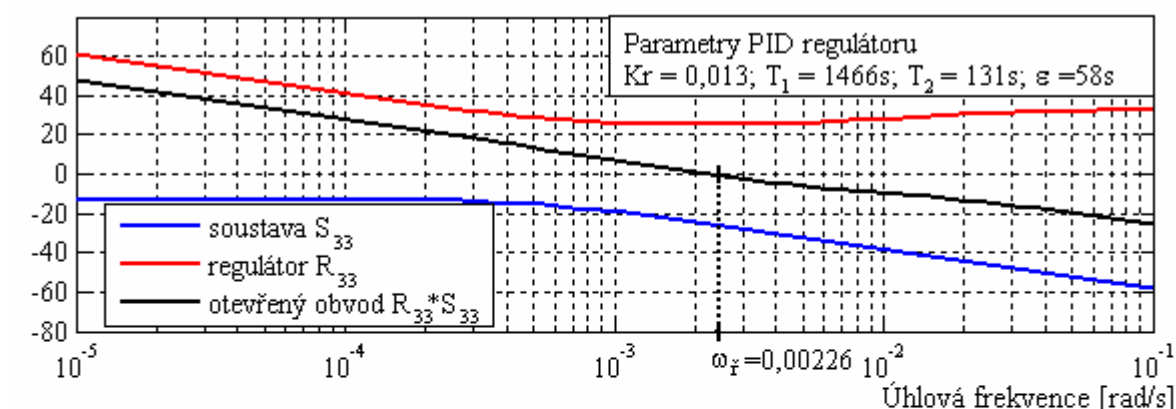




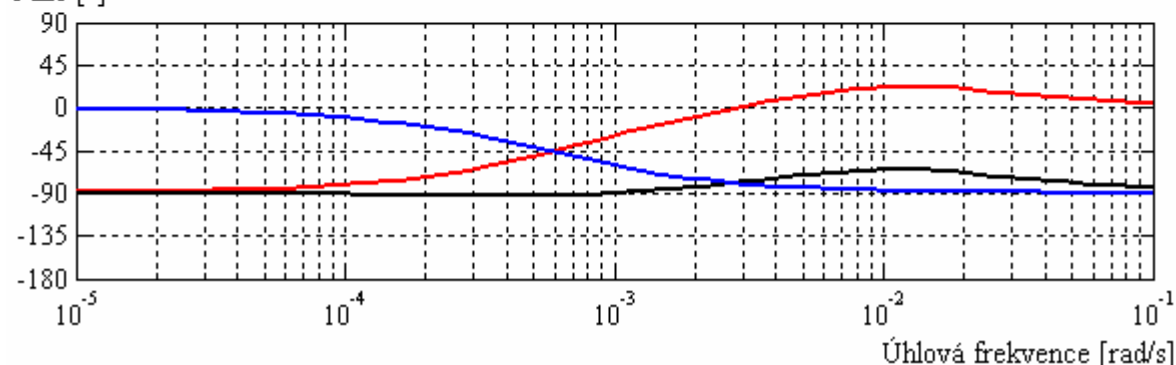
Příloha č. 3 Frekvenční charakteristiky otevřených regulačních obvodů s PID regulátory



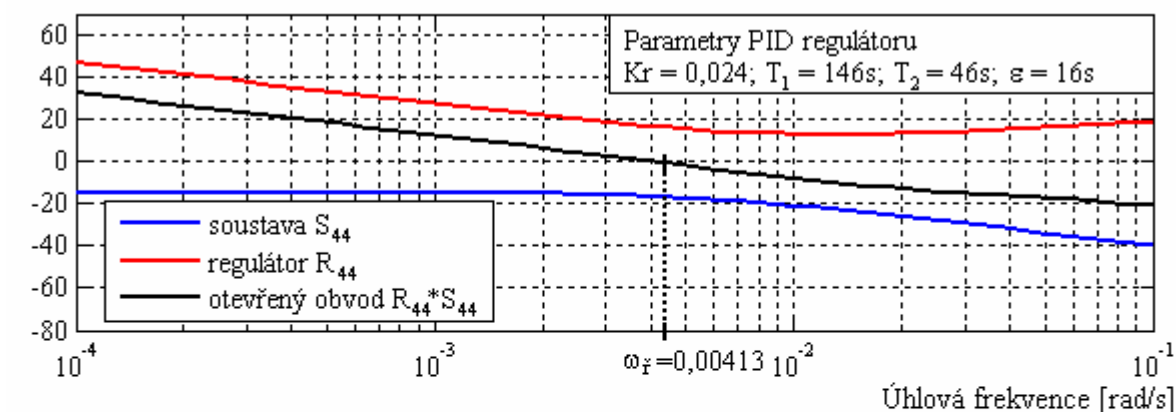
Amplituda [dB]



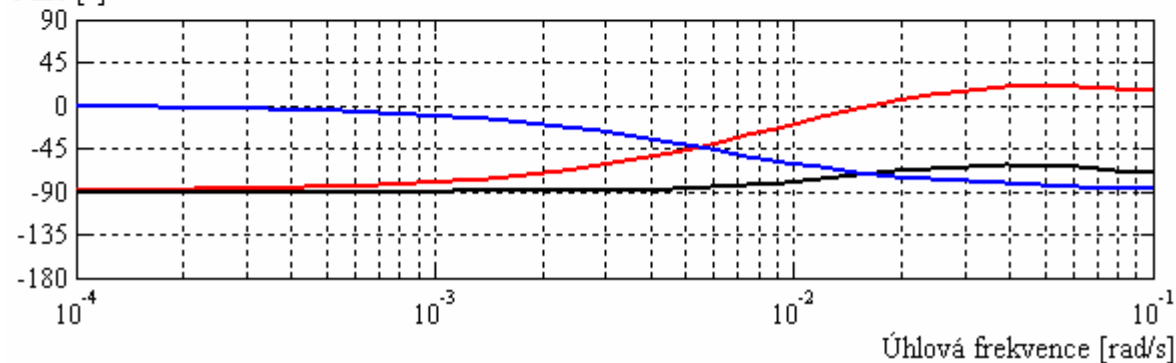
Fáze [°]



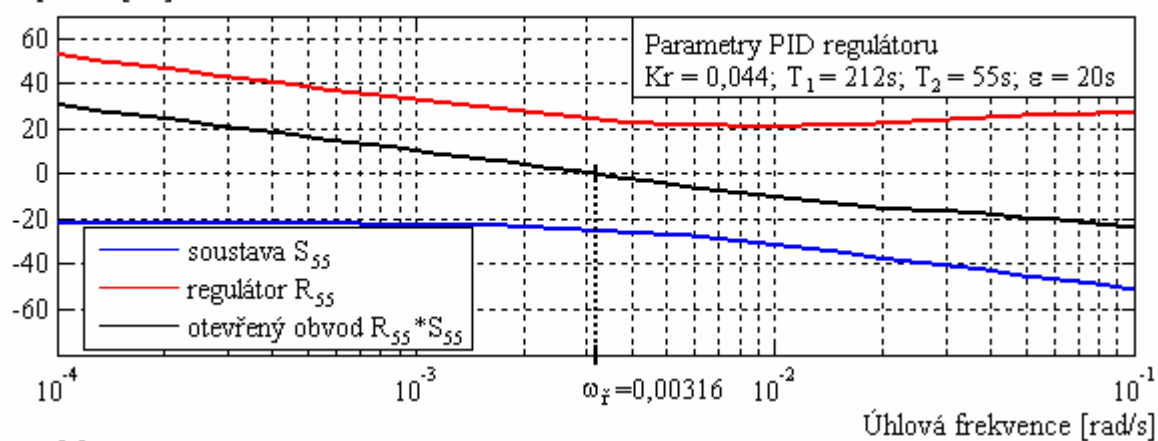
Amplituda [dB]



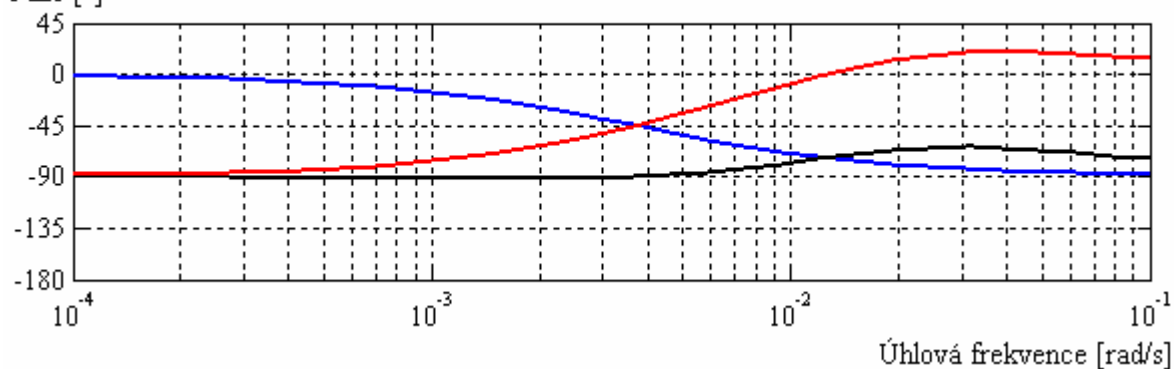
Fáze [°]



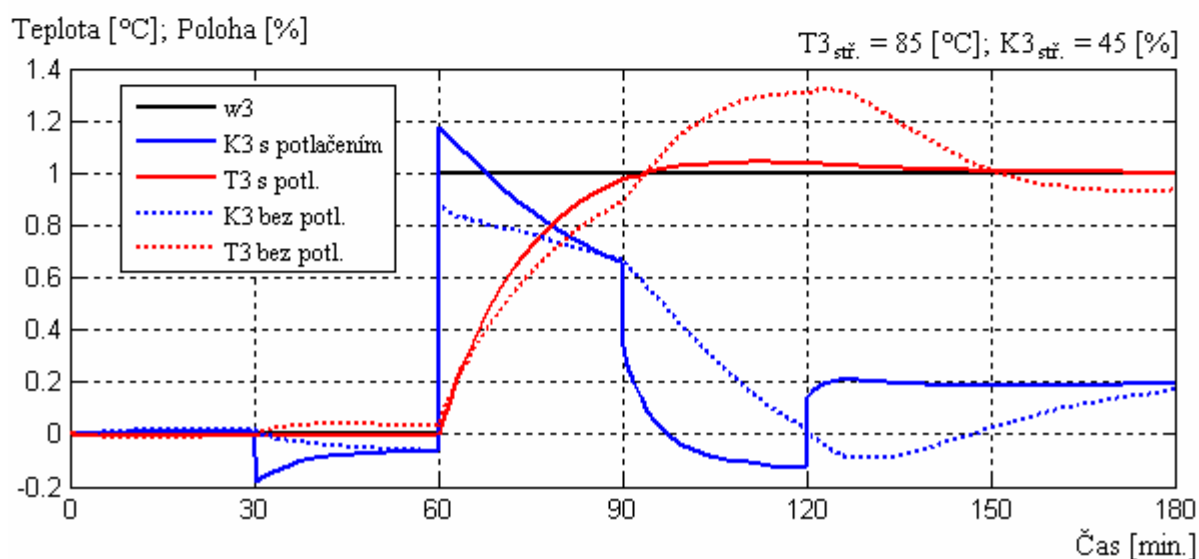
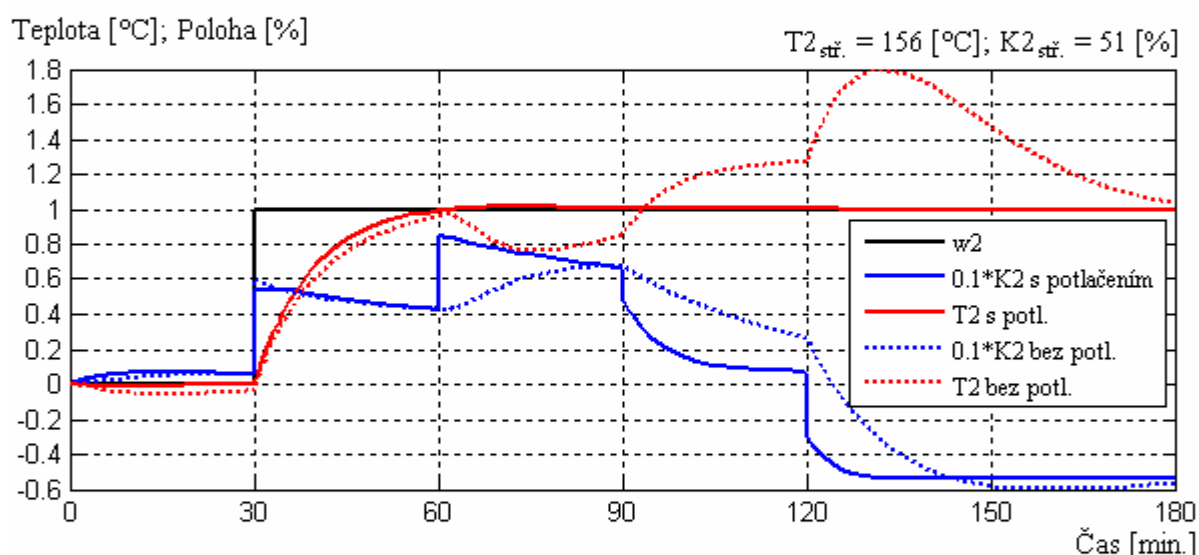
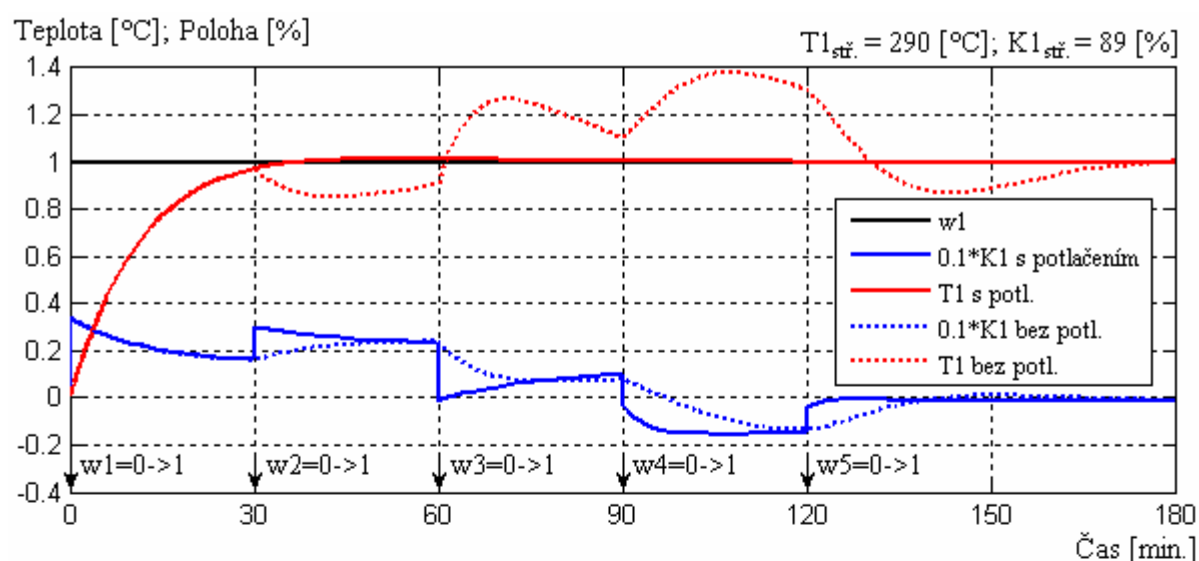
Amplituda [dB]



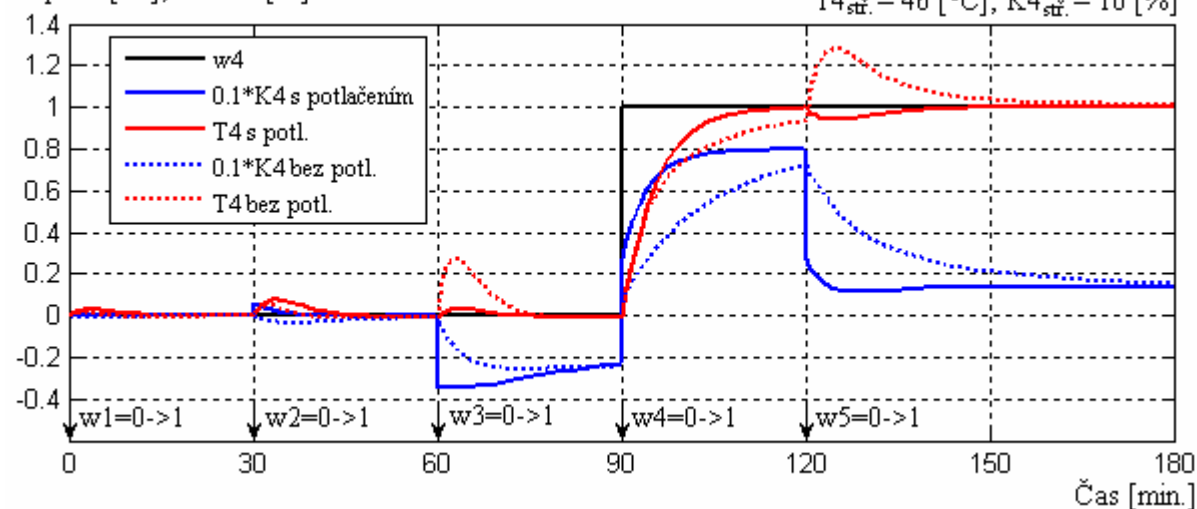
Fáze [°]



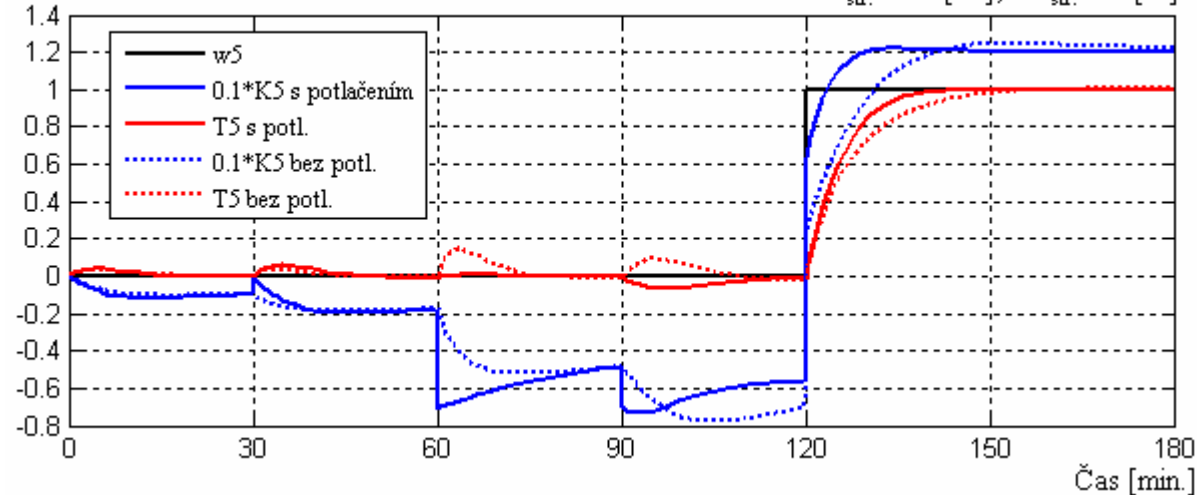
Příloha č. 4 Průběhy veličin regulačních obvodů s PI regulátory bez potlačení interakcí a s potlačením pomocí rozvětvených reg. obvodů



Teplota [°C]; Poloha [%]

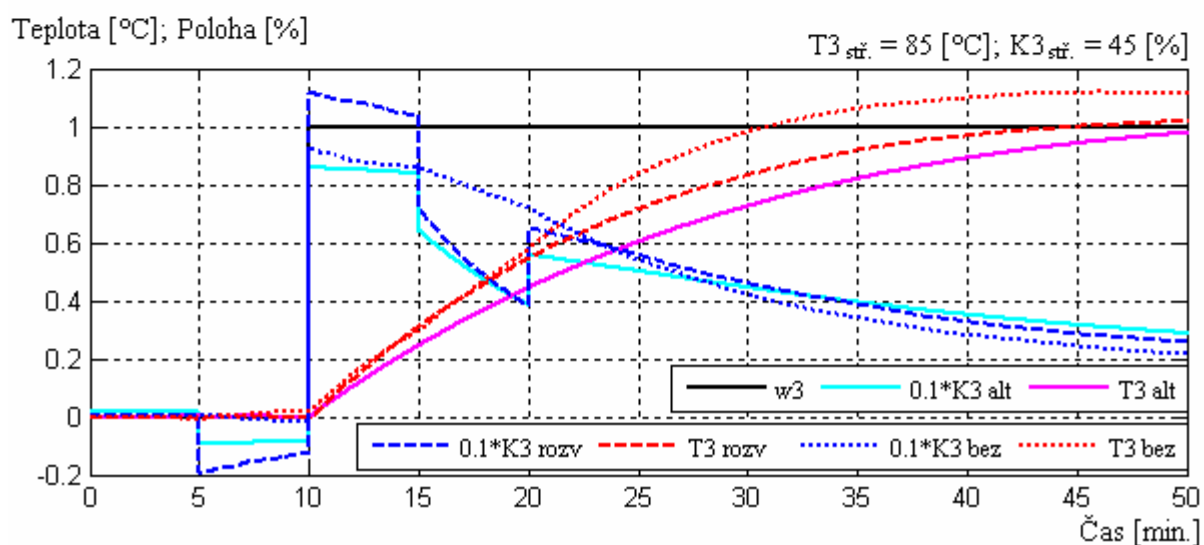
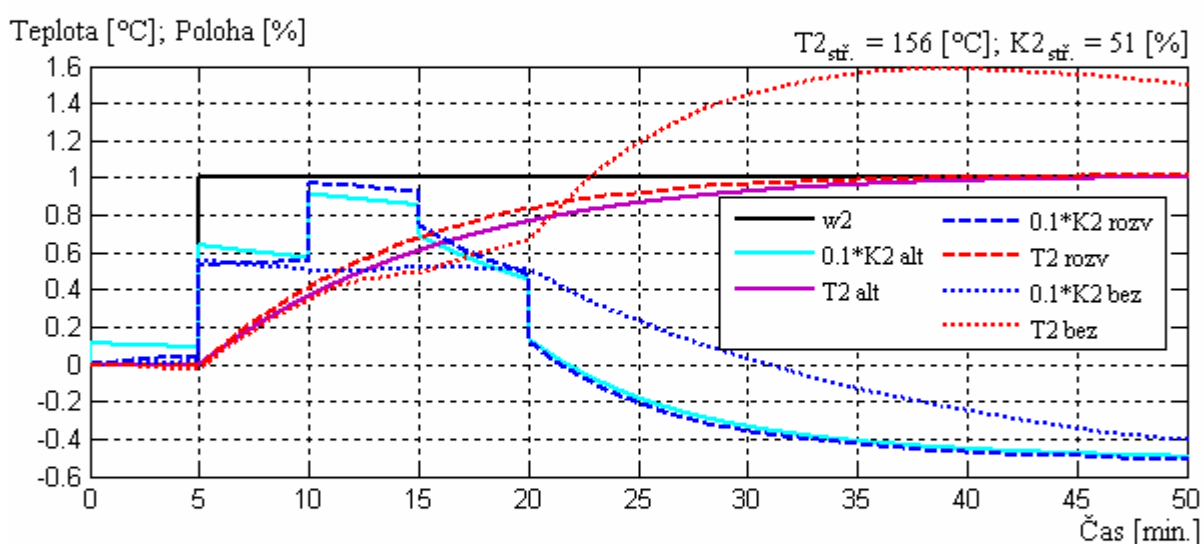
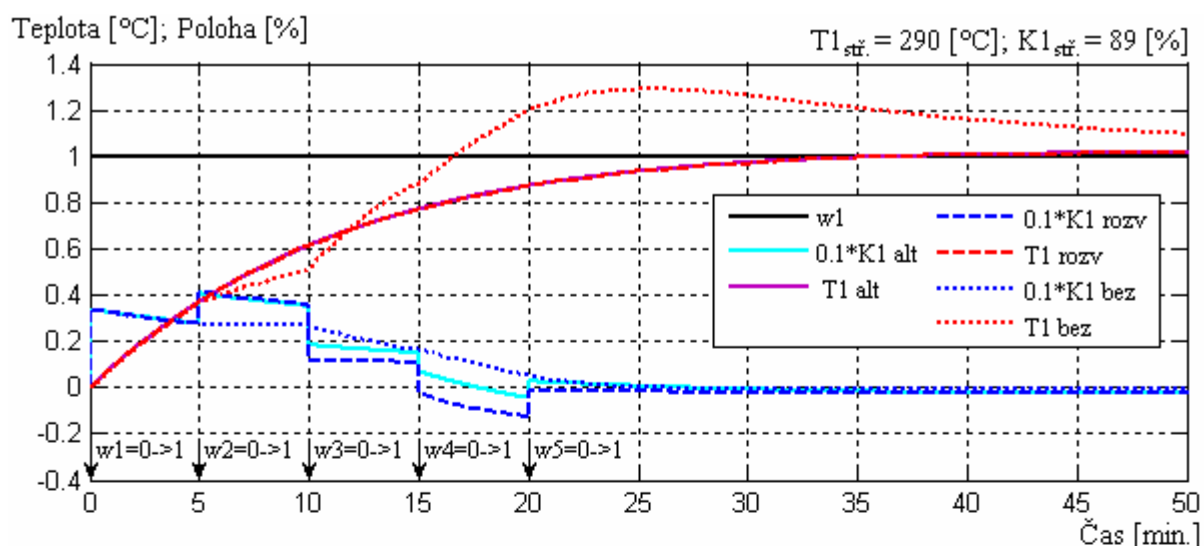
 $T4_{stř.} = 46 [^{\circ}\text{C}]; K4_{stř.} = 10 [\%]$ 

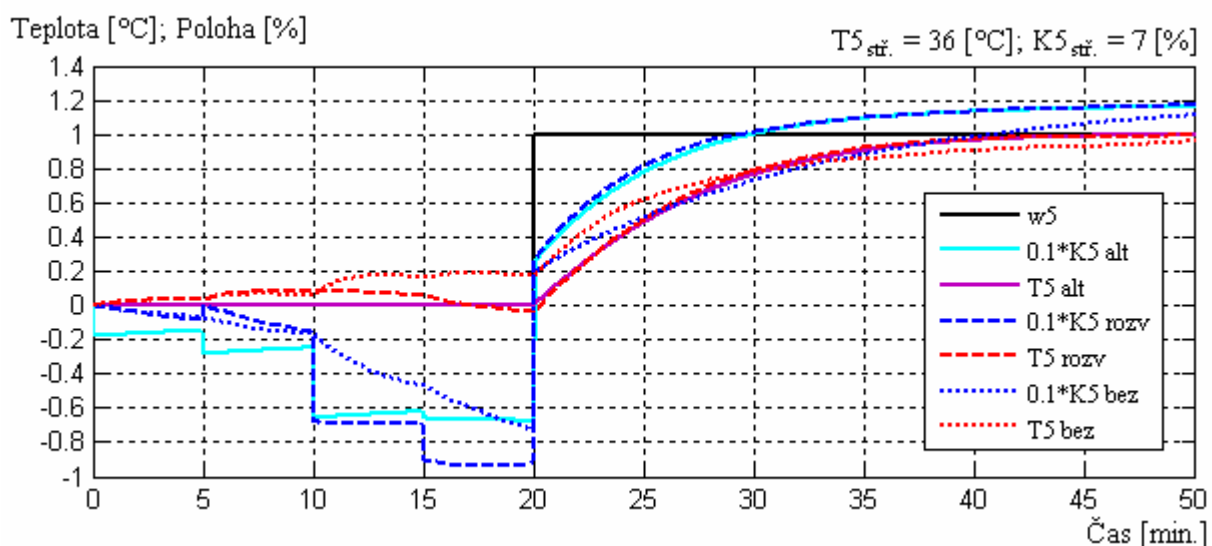
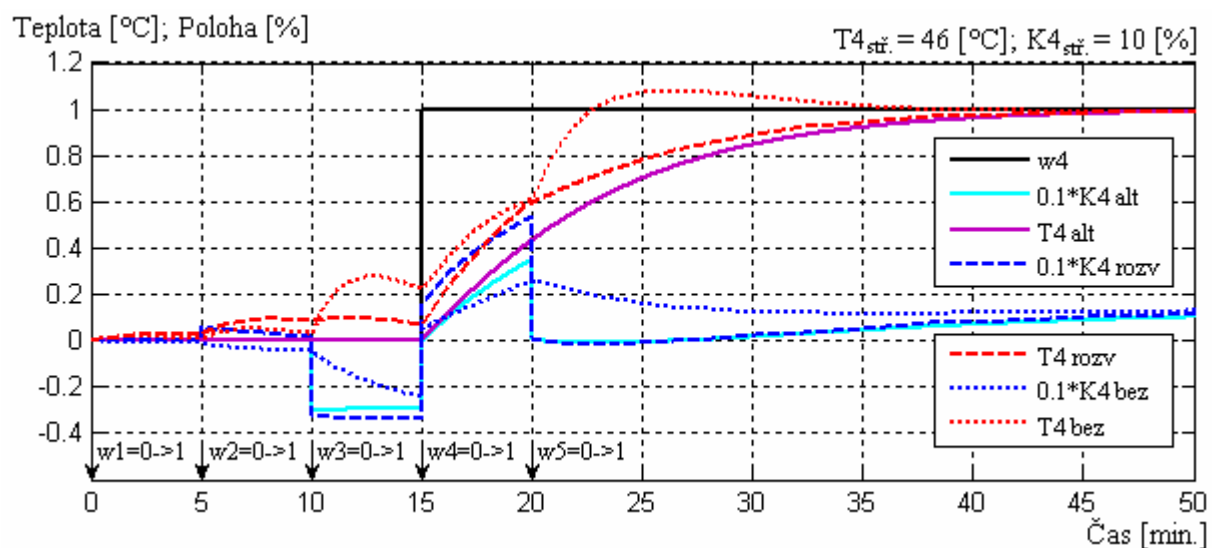
Teplota [°C]; Poloha [%]

 $T5_{stř.} = 36 [^{\circ}\text{C}]; K5_{stř.} = 7 [\%]$ 

Příloha č. 5 Srovnání průběhů rozvětvených reg. obvodů a alternativního způsobu potlačení interakcí

Podrobný popis legendy grafů viz další strana přílohy č.5.





Podrobný popis legendy

- w1 ÷ w5..... žádané hodnoty teplot
- 0.1*K1 alt ÷ 0.1*K5 alt..... polohy klapek alternativ. způsobu potlačení interakcí
- T1 alt ÷ T5 alt regulované teploty alternativ. způsobu potlač.
- 0.1*K1 rozv ÷ 0.1*K5 rozv ... polohy klapek rozvětvených reg. obvodů
- T1 rozv ÷ T5 rozv regulované teploty rozvětvených reg. obvodů
- 0.1*K1 bez ÷ 0.1*K5 bez..... polohy klapek při nepotlačovaných vazbách
- T1 bez ÷ T5 bez..... regulované teploty při nepotlačovaných interakcích