

Prohlášení

Prohlašuji, že jsem svou bakalářskou práci vypracovala samostatně a použila jsem pouze podklady (literaturu, projekty, SW atd.) uvedené v příloženém seznamu.

V Praze dne 10.8.2007

Elvíra Hanáková

Anotace

V tomto dokumentu popisují laboratorní přístroj realizující tepelnou soustavu, která je řízena nastavitelným PID regulátorem AC10. Práce je doplněna obecným úvodem z teorie řízení, který se skládá z částí o matematickém popisu soustav, jejich identifikace a PID regulace.

Pro studenty předmětu Instrumentace procesů je připravena laboratorní úloha, která obsahuje měřicí úkoly, na kterých je možno pozorovat regulační procesy a odlišné vlastnosti jednotlivých typů regulátorů. Laboratorní úloha je doplněna o podklady pro vyučujícího předmětu, které obsahují předpokládané výsledky měření.

Annotation

The aim of this thesis is to describe a laboratory heating system, which is controlled by digital PID controller AC10. In addition there is also a general introduction to control theory, consisting of a mathematical description of the system, system identification and PID control.

Included laboratory measure task allows students attending the course to practice and observe the regulation processes and different behaviour of the particular controller used. Complete laboratory guide includes also expected solutions for each measure exercise to be used by the masters.

Obsah

1. Úvod	1
2. Analýza lineárních spojitých řízených systémů	2
2.1 Popis dynamických vlastností	2
2.1.1 Vnější popisy spojitého dynamického systému	2
2.1.2 Vnitřní popisy spojitého dynamického systému	5
2.2 Určení dynamických vlastností systému	5
2.2.1 Identifikace	5
2.2.2 Linearizace	6
2.2.3 Aproximace přechodových charakteristik	6
3. PID regulace	8
3.1 Regulace	8
3.2 PID	8
3.2.1 P regulátor	8
3.2.2 PI regulátor	9
3.2.3 PD regulátor	10
3.2.4 PID regulátor	11
3.3 Návrh regulátorů	12
3.3.1 Metoda Zieglera - Nicholse	12
3.3.2 Frekvenční metody	13
3.3.3 P regulátor	14
3.3.4 PD regulátor	14
3.3.5 PI regulátor	15
3.3.6 PID regulátor	15
3.3.7 Příklad návrhu PID regulátoru	16
3.3.8 Metoda GMK – Geometrického místa kořenů	18
4. Tepelná soustava s PID regulátorem	20
4.1 Teoretický rozbor	20
4.2 Napájecí jednotka	20
4.3 Topné zařízení	21
4.4 Řídicí jednotka	23
4.4.1 Multifunkční programovatelný regulátor AC10	24
4.4.2 Ovládání	25
4.4.3 Grafický LCD displej	25
4.5 Identifikace	26
4.6 Návrh regulátorů	28
4.6.1 P regulátor	28
4.6.2 PID regulátor	30
5. Závěr	34
6. Použitá literatura	35
Příloha A - Laboratorní úloha	36
A.1 Teoretický rozbor	36
A.2 Návrh regulátorů	36
A.3 Přechodová charakteristika systému	37
A.4 Frekvenční charakteristika systému	38
A.5 PID algoritmus	39
A.6 Ovládání řídicí jednotky	39
A.7 Nastavení regulátorů	40
A.7.1 Hlavní nabídka	40

A.7.2 Par. & Comms	40
A.7.3 Parameters	40
A.7.4 PID Block	40
A.7.5 PID LOOP 1	40
A.8 Schéma zapojení	41
A.9 Úkoly měření	41
A.9.1 P regulátor	41
A.9.2 PID regulátor	41
A.9.3 Porovnání naměřených průběhů	42
Příloha B - Řešení laboratorní úlohy	43
B.1 P regulátor	43
B.1.1 Přejchodová charakteristika	43
B.1.2 Doba ustálení	43
B.1.3 Překmit	43
B.2 PID regulátor	43
B.2.1 Přejchodová charakteristika	44
B.2.2 Doba ustálení	44
B.2.3 Překmit	44

1 Úvod

Cílem této práce je seznámit se s laboratorním modelem tepelné soustavy od firmy Electronica Veneta. Tepelná soustava se skládá se tří dílů, samotného topného zařízení, napájecí jednotky a především řídicí jednotky. Tato řídicí jednotka obsahuje programovatelný multifunkční regulátor AC10, který umožňuje nastavení jednotlivých konstant číslicového PID regulátoru a uzavření až čtyřech nezávislých regulačních okruhů.

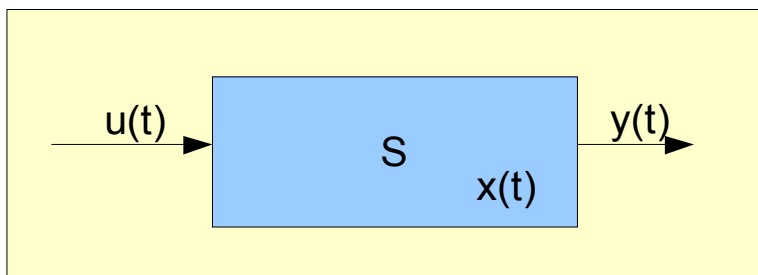
Dalším bodem zadání je navrhnout pro topnou soustavu vhodný PID regulátor. Pro návrh regulátoru je možné si vybrat libovolnou z metod syntézy. Metody syntézy můžeme rozdělit do tří skupin. Jedná se o experimentální metody, frekvenční metody a metodu geometrického místa kořenů.

Předešlé body sledují jeden cíl, pro budoucí studenty předmětu Instrumentace procesů připravit laboratorní cvičení. Tato práce by měla obsahovat kompletní zadání, návod k ovládní laboratorního přístroje potřebný k vypracování úlohy a popis tepelné soustavy s PID regulátorem. Zadání úlohy by také mělo být doplněno schématem zapojení, přechodovou charakteristiku tepelné soustavy a jejím přenosem, aby byla studentům naznačena přímá spojitost mezi teorií řízení a reálným chováním systémů. Vzhledem k tomu že se ale bude jednat o studenty 2. ročníku, kteří ještě neovládají metody návrhu regulátorů, budou navrhnuté regulátory v úloze již připraveny a postup návrhu bude uveden pouze pro informaci. Celá tato část práce by měla obsahovat podklady pro vyučujícího předmětu, které obsahují předpokládané výsledky měření.

2 Analýza lineárních spojitéch řízených systémů

2.1 Popis dynamických vlastností

Řízený dynamický systém má vstupní (řídící) veličiny $u(t)$ a výstupní veličiny $y(t)$, viz. obrázek 2.1. Vnitřní veličiny systému jsou stavové veličiny $x(t)$. Obecně může mít systém více vstupních i výstupních veličin. Řízení $u(t)$ je potom vektor rozměru r , výstup je vektor rozměru m . Stavový vektor má počet složek rovný řádu systému, který označíme n .



Obrázek 2.1 - Řízený dynamický systém

Dynamické vlastnosti systému můžeme popisovat různě. Všechny popisy systému lze rozdělit na dvě skupiny – na vnější a vnitřní popis systému.

Vnější popis systému je vyjádření dynamických vlastností systému relací mezi vstupem a výstupem systému. Při vnějším popisu systém považujeme za černou skříňku se vstupem a výstupem. Nevíme, co se děje uvnitř.

Vnitřní popis je vyjádřen relací mezi vstupem, stavem a výstupem systému. Jedná se o popis jeho stavově přechodové struktury. Vnitřní popis je nejdokonalejší popis systému.

Vnější popisy spojitého dynamického systému

Relace mezi vstupem a výstupem může být vyjádřena různě.

Vnější popis spojitých lineárních systémů s jednou vstupní a jednou výstupní veličinou můžeme vyjádřit:

- a) lineární diferenciální rovnicí systému
- b) přenosem systému v Laplaceově transformaci
- c) impulsovou charakteristikou systému
- d) přechodovou charakteristikou systému
- e) frekvenčním přenosem systému
- f) frekvenční charakteristikou systému
- g) polohou pólů a nul přenosu systému
- h) odezvou systému na známý obecný vstupní signál

a) Lineární diferenciální rovnice systému

$$a_n y^{(n)}(t) + a_{n-1} y^{(n-1)}(t) + \dots + a_0 y(t) = b_m u^{(m)}(t) + \dots + b_0 u(t) \quad (2.1)$$

kde a_i, b_j jsou konstantní koeficienty

$u(t)$ – vstupní veličina

$y(t)$ – výstupní veličina

Z podmínky fyzikální realizovatelnosti systému plyne, že musí platit nerovnost $m \leq n$

tzn. že stupeň nejvyšší derivace výstupní veličiny není menší než stupeň derivace veličiny vstupní. Řád diferenciální rovnice n je roven řádu systému.

Řešení diferenciálních rovnic získáme, známe-li počáteční podmínky $y(0)$ až $y^{(n-1)}(0)$ a $u(0)$ až $u^{(m-1)}(0)$ a průběh vstupní veličiny.

b) Přenos systému v Laplaceově transformaci

Přenos systému je roven poměru Laplaceova obrazu výstupní veličiny k Laplaceově obrazu vstupní veličiny při nulových počátečních podmínkách. Systém popsán diferenciální rovnicí viz a), má přenos

$$F(p) = \frac{Y(p)}{U(p)} = \frac{b_m p^m + b_{(m-1)} p^{(m-1)} + \dots + b_0}{a_n p^n + a_{(n-1)} p^{(n-1)} + \dots + a_0} \quad (2.2)$$

Opět musí být splněna podmínka fyzikální realizovatelnosti, tzn. stupeň čitatele přenosu nemůže být větší než stupeň polynomu ve jmenovateli přenosu.

Polynom ve jmenovateli přenosu (nazývaný také charakteristický polynom) můžeme vyjádřit jako součin kořenových činitelů, tj.

$$a_n p^n + \dots + a_0 = a_n (p - p_1)(p - p_2) \cdot \dots \cdot (p - p_n) \quad (2.3)$$

kde $p_i, i = 1, 2, \dots, n$ jsou póly systému

Protože koeficienty a_i charakteristického polynomu jsou reálné, jsou póly systému buď reálné nebo po dvou komplexně sdružené. Kořeny polynomu v čitateli se nazývají nuly systému, ty mohou být buď také reálné nebo po párech komplexně sdružené. Polynom v čitateli přenosu lze také vyjádřit jako součin kořenových činitelů, tj.

$$b_m p^m + \dots + b_0 = b_m (p - n_1)(p - n_2) \cdot \dots \cdot (p - n_m) \quad (2.4)$$

kde $n_j, j = 1, 2, \dots, m$ jsou nuly systému

Znalost pólů a nul systému spolu s poměrem koeficientů u nejvyšších mocnin polynomů v čitateli a jmenovateli přenosu také jednoznačně určuje vnější vlastnosti systému viz. g)

c) Impulsová charakteristika systému

Impulsová charakteristika systému je grafické znázornění impulsové funkce.

Impulsová funkce systému je odezva systému na Diracův impuls při nulových počátečních podmínkách. Označujeme ji $g(t)$. Diracův impuls $\delta(t)$ je idealizovaná funkce (distribuce), fyzikálně nerealizovatelná, charakterizovaná vztahy

$$-\int \delta(t) dt = 1, \quad \delta(t) = 0 \text{ pro } \forall t, t \neq 0 \quad (2.5)$$

d) Přechodová charakteristika systému

Přechodová charakteristika systému je grafické znázornění přechodové funkce.

Přechodová funkce je odezva na jednotkový skok při nulových počátečních podmínkách. Označujeme ji $h(t)$. Jednotkový skok $1(t)$ je funkce definovaná vztahem

$$\begin{aligned} 1(t) &= 1 \quad \text{pro } t \geq 0 \\ 1(t) &= 0 \quad \text{pro } t < 0 \end{aligned} \quad (2.6)$$

Hodnota přechodové funkce v nule je nulová, je-li stupeň jmenovatele přenosu systému alespoň o jednotku vyšší než stupeň čitatele.

e) Frekvenční přenos systému

Frekvenční přenos $F(j\omega)$ systému je roven podílu Fourierova obrazu výstupní veličiny systému a Fourierova obrazu vstupní veličiny (Opět při nulových počátečních podmínkách)

$$F(j\omega) = \frac{Y(j\omega)}{U(j\omega)} \quad (2.7)$$

Aby měla funkce Fourierův obraz, musí být absolutně integrovatelná. Frekvenční přenos systému (pokud existuje) získáme z přenosu systému v Laplaceově transformaci formální záměnou proměnné p za $j\omega$.

Potom

$$F(j\omega) = \frac{b_m(j\omega)^m + \dots + b_1j\omega + b_0}{a_n(j\omega)^n + \dots + a_1j\omega + a_0} \quad (2.8)$$

Frekvenční přenos se stal základem frekvenčních metod, vycházejících z grafického vyjádření frekvenčního přenosu pomocí frekvenční charakteristiky.

f) Frekvenční charakteristika

Frekvenční charakteristika systému je grafické znázornění frekvenčního přenosu

$$F(j\omega) = |F(j\omega)|e^{j \arg F(j\omega)} = \text{Re}[F(j\omega)] + j \text{Im}[F(j\omega)] \quad (2.9)$$

Frekvenční charakteristiku můžeme zobrazit v komplexní rovině $\text{Re}[F(j\omega)]$ a $\text{Im}[F(j\omega)]$. Frekvenční charakteristika je křivka v komplexní rovině, jejíž parametr je úhlový kmitočet ω .

Můžeme ji také zobrazit v logaritmických souřadnicích. Na ose souřadnic je vyneseno úhlový kmitočet ω v logaritmické stupnici a na osu souřadnic vynášíme amplitudu frekvenčního přenosu v decibelech. Tuto charakteristiku nazýváme logaritmická amplitudová frekvenční charakteristika. Vynášíme-li na osu pořadnic fázi frekvenčního přenosu, získáme fázovou frekvenční charakteristiku.

Frekvenční charakteristiku získáme změřením závislosti na úhlovém kmitočtu poměru vektoru sinusového výstupního signálu k vektoru sinusového vstupního signálu. Pro určitý úhlový kmitočet získáme bod frekvenční charakteristiky změřením zesílení amplitudy sinusového průběhu mezi vstupním a výstupním signálem a současným změřením jejich fáze.

Frekvenční metody, jejichž základem je frekvenční charakteristika mají velký praktický význam, neboť frekvenční charakteristiku můžeme získat měřením na systému, aniž známe jeho parametry. Více viz kapitola 3.3.2.

Vnitřní popisy spojitého dynamického systému

Protože tato kapitola není předmětem naší práce, pro úplnost jí zmíníme, ale jen okrajově.

Vnitřní popis lineárního spojitého systému je plně určen čtveřicí matic (A, B, C, D) , a můžeme ho popsat diferenciální rovnicí

$$\begin{aligned}x'(t) &= Ax(t) + Bu(t) \\y(t) &= Cx(t) + Du(t) \\x(t_0) &= x_0\end{aligned}\tag{2.10}$$

kde

A je matice systému rozměru $n \times n$,

B je matice řízení rozměru $n \times r$,

C, D jsou výstupní matice rozměrů $m \times n$, resp. $m \times r$,

x_0 je počáteční stav systému v čase t_0

n, r, m počet stavů, vstupů a výstupů

Tyto rovnice nazýváme stavové rovnice lineárního spojitého systému. Nemění-li systém své vlastnosti v čase (je stacionární, t-invariantní), jsou matice A, B, C a D konstantní matice. Vnitřní a vnější popisy systému spolu úzce souvisí. Vnější popis systému získáme z vnitřního popisu vyloučením stavu $x(t)$.

2.2 Určení dynamických vlastností systému

Identifikace

Určování dynamických vlastností objektu spočívá ve zjištění jeho matematického modelu, to je v určení dynamického systému na objektu. Tomuto problému říkáme identifikace systému. Při identifikaci můžeme v zásadě postupovat dvěma cestami – analytickou a experimentální.

Analytická cesta

Při analytickém přístupu vyjdeme z konstrukčních údajů daného popisu a podle fyzikálních nebo chemických zákonů sestavíme rovnice popisující vztahy mezi veličinami v objektu. Těmito vztahy je určen dynamický systém na reálném objektu. Tomuto postupu říkáme identifikace systému matematicko-fyzikální analýzou reálného objektu.

Analytickou cestou získáme vztahy mezi všemi veličinami v objektu, ze kterých snadno určíme stavové rovnice systému i vnější popis systému.

Experimentální cesta

Při experimentální identifikaci systému určujeme vlastnosti objektu rozborem průběhů vstupních a výstupních veličin objektu. Tímto rozborem získáme matematický model

vyjadřující vnější popis systému (např. přenos). Nevíme nic o struktuře identifikovaného objektu, nemůžeme ze získaného matematického modelu určit vnitřní strukturu systému.

Linearizace

Vztahy mezi veličinami systému získané matematicko-fyzikální analýzou jsou velmi často popsány nelineárními funkcemi. Tyto nelineární vztahy linearizujeme v okolí pracovních bodů, převádíme je do bezrozměrného tvaru. Linearizované vztahy platí pro malé odchylky proměnných od pracovních bodů.

Provádíme ji tak, že nelineární vztah rozvedeme v řadu a použijeme jen ty členy řady, které jsou lineárně závislé na proměnných veličinách a ostatní členy zanedbáme.

Aproximace přechodových charakteristik

Přechodovou charakteristiku měříme na reálném objektu poměrně snadno tak, že nejprve ustálíme objekt v rovnovážném stavu a potom vstupní veličinu objektu skokem změníme na jinou hodnotu. Časový průběh výstupní veličiny, přepočítaný na jednotkovou změnu vstupní veličiny, je přechodová charakteristika systému.

Vstupují-li do objektu další signály, musíme během měření udržet jejich velikost konstantní.

1.řád

Pokud má objekt pouze jeden akumulátor energie, můžeme vztahy vstupní a výstupní veličiny popsat systémem prvního řádu. Přenos statického systému prvního řádu je

$$F(p) = \frac{K}{1 + pT} + K_1 \quad (2.11)$$

Pro astatický systém platí vzorec

$$F(p) = \frac{K}{p} + K_1 \quad (2.12)$$

Z přechodových charakteristik můžeme snadno určit všechny parametry systému.

2.řád

Má-li objekt dva akumulátory energie, jsou jeho dynamické vlastnosti popsány systémem druhého řádu. Nastává-li v tomto objektu přelévání energie z jednoho akumulátoru do druhého, potom je jeho přechodová charakteristika kmitavá.

Přenos systému 2.řádu se dvěma časovými konstantami

$$F(p) = \frac{K}{(1 + pT_1)(1 + pT_2)} \quad (2.13)$$

Vyšší řády

Je-li objekt popsán systémem vyššího řádu, nelze jeho parametry přesně určit z jeho přechodové charakteristiky. Pokud se přechodová charakteristika systému ustálí na konečné hodnotě, popíšeme objekt statickým systémem.

Astismus objektu se projevuje tím, že jeho přechodová charakteristika roste nade všechny meze. Astismus reálného objektu můžeme obvykle velmi dobře určit z fyzikálního názoru a jeho účinek eliminovat (např. derivováním odezvy).

Přenos systému n -tého řádu je

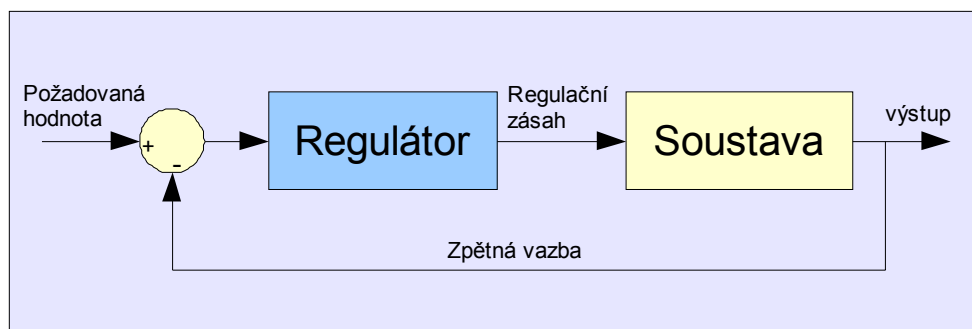
$$F(p) = \frac{K}{(1 + pT)^n} \quad (2.14)$$

Čerpáno a text převzat z [6]

3 PID regulace

3.1 Regulace

Jestliže začneme s obecným výrazem regulace, budeme mít na mysli regulaci velikosti fyzikální veličiny jako je teplota, tlak nebo průtok. Regulaci provádíme pomocí zpětné vazby, která nám dává informace, většinou pomocí čidla, o regulační odchylce, tedy o hodnotě, o kterou se od požadované hodnoty liší naše hodnota aktuální, měřená. Změnou regulačního zásahu se poté snažíme co nejvíce se přiblížit požadované hodnotě.



Obrázek 3.1 - Schéma regulační smyčky

Regulace může být spojitá nebo diskrétní. Spojitý regulátor může měnit regulační zásah v celém rozmezí výkonu a libovolně v čase, diskrétní regulátor provádí výpočet nového akčního zásahu pouze po časových intervalech daných periodou. Regulační zásah může teoreticky nabývat spojitých hodnot, v praxi je ale jeho rozlišitelnost omezena technickým provedením výstupu (například PWM).

3.2 PID

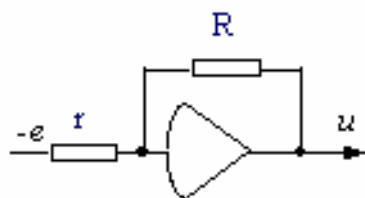
PID regulace se používá u spojitých regulátorů a je představována třemi složkami, proporcionální složkou, derivační a integrační složkou, které lze různě kombinovat.

Proporcionální složka představuje zesílení regulátoru, derivační složka pracuje se změnou regulační odchylky a integrační složka provádí součet minulých regulačních odchylek.

P regulátor

Je základním a nejjednodušším regulátorem, lze jím ale regulovat pouze stabilní systém. Regulátor zjistí regulační odchylku, tedy odečte aktuální hodnotu od hodnoty požadované, a vynásobí ji konstantou. Výsledkem je požadovaný regulační zásah. Jestliže nastavíme proporcionální složku příliš velkou, regulátor se kolem požadované hodnoty rozkmitá. Naopak nastavíme-li ji příliš malou, regulátor požadované hodnoty nedosáhne.

Příklad zapojení P regulátoru pomocí operačního zesilovače je na obrázku 3.2.



Obrázek 3.2 - Příklad zapojení P regulátoru

$$R(s) = r_0 \quad (3.1)$$

$$r_0 = \frac{R}{r} \quad (3.2)$$

Použité značení:

R, r – odpory

e – regulační odchylka

u – regulační zásah

R(s) – přenos regulátoru

r_0 - zesílení

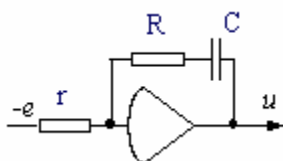
PI regulátor

PI regulátor je oproti P regulátoru doplněn integrační složkou, která sčítá všechny předchozí regulační odchylky. Jestliže bude požadovaná hodnota vyšší než hodnota aktuální, bude se integrační složka zvyšovat, bude-li nižší, integrační složka se bude snižovat. Rychlost změny integrační složky je tedy závislá na velikosti regulační odchylky, kterou lze správným nastavením regulátoru zcela odstranit. Regulátor zlepšuje stabilitu regulačního systému.

Ačkoli má tento regulátor dobré vlastnosti a z nich vyplývající výhody, může mít také nevýhody. Jednou z nich je například unášení (přetečení) integrační složky. Regulátor měří kladné regulační odchylky mezi žádanou hodnotou a regulovanou veličinou, a tak průběžný součet minulých regulačních odchylek nadále roste, jenže akční člen zůstává na svém maximálním výkonu. Integrační složka tedy dosáhne vysoké hodnoty, která bude držet regulační zásah aktivní i přes dosažení požadované hodnoty. Regulátor tedy nezareaguje včas a způsobí překmit řízené veličiny.

Pro ochranu před unášením integrační složky se používá několik metod, např. vypnutí akčního členu při jeho nasycení.

Příklad zapojení PI regulátoru s operačním zesilovačem je na obrázku 3.3.



Obrázek 3.3 - Příklad zapojení PI regulátoru

$$R(s) = r_0 + \frac{r_{-1}}{s} \quad (3.3)$$

$$r_0 = \frac{R}{r} \quad (3.4)$$

$$r_{-1} = \frac{1}{rC} \quad (3.5)$$

Použité značení:

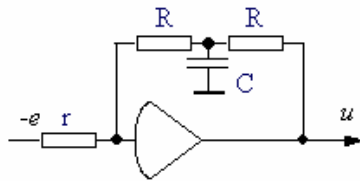
C – kondenzátor

r_{-1} - integrační složka

PD regulátor

Derivační složka regulátoru reaguje na změnu regulační odchylky a tím zrychluje regulační proces. Pokud se regulační odchylka prudce mění, dosahuje derivační složka regulátoru velkých hodnot, což může samo způsobit kmitání. Tento efekt je zvláště výrazný u procesů, které na akční zásahy reagují rychle, jako jsou motory a roboty. Tyto prudké změny regulační odchylky vnáší například vysokofrekvenční šum, který je v reálném signálu vždy přítomen. V praxi může být zdrojem vysokofrekvenčního šumu například senzor ve zpětné vazbě. Proto je nutné rychlé změny signálu odstranit použitím filtru typu dolní propust, který je v přenosu regulátoru představován přidáním filtračního pólu.

Obrázek 3.4 znázorňuje zapojení PD regulátoru pomocí operačního zesilovače.



Obrázek 3.4 - Nejjednodušší zapojení PD regulátoru

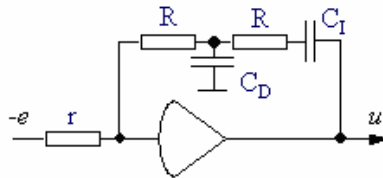
$$R(s) = r_0 + r_1 s \quad (3.6)$$

$$r_0 = \frac{2R}{r} \quad (3.7)$$

$$r_1 = \frac{R^2 C}{r} \quad (3.8)$$

PID regulátor

Spojením složky proporcionální, derivační a integrační vznikne PID regulátor. Derivační složka zajistí rychlejší odezvu a lepší tlumení překmitů. Integrační složka zajistí nulovou regulační odchylku. Kombinací všech tří složek tedy vzniká PID regulátor, který má ze všech regulátorů nejlepší vlastnosti. Jednoduché zapojení PID regulátoru pomocí operačního zesilovače jsou na obrázku 3.5 a 3.6.



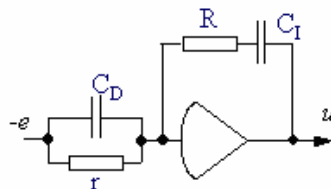
Obrázek 3.5 - První možnost zapojení PID regulátoru

$$R(s) = r_0 + \frac{r_{-1}}{s} + r_1 s \quad (3.9)$$

$$r_1 = \frac{R^2 C_D}{r} \quad (3.10)$$

$$r_0 = \frac{R(C_D + 2C_I)}{rC_I} \quad (3.11)$$

$$r_{-1} = \frac{1}{rC_I} \quad (3.12)$$



Obrázek 3.6 - Druhá možnost zapojení PID regulátoru

Pro druhé zapojení PID regulátoru platí stejný přenos (3.9) tedy

$$R(s) = r_0 + \frac{r_{-1}}{s} + r_1 s$$

$$r_1 = RC_D \quad (3.13)$$

$$r_{-1} = \frac{1}{rC_I} \quad (3.14)$$

$$r_0 = \frac{RC_I + rC_D}{rC_I} \quad (3.15)$$

3.3 Návrh regulátorů

PID regulátory lze navrhnout mnoha metodami, kterými jsou experimentální metody, do níž patří např. metoda Zieglera-Nicholse, frekvenční metody a GMK (geometrické místo kořenů).

Metoda Zieglera - Nicholse

Jednou z empirických metod, kterou používá většina průmyslových regulátorů s algoritmem pro samonastavování konstant (autotuning), je metoda Zieglera-Nicholse nebo její modifikace.

Tato metoda se také občas nazývá metodou kritického zesílení regulátoru. Základní myšlenkou je tedy přivést regulační obvod do tzv. kritického stavu, tj. na hranici stability, přičemž regulátor pracuje pouze s proporcionální složkou a integrační a derivační složky jsou vyřazeny nastavením:

$$F_r = r_0 + \frac{r_{-1}}{s} + r_1 s = r_0 \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s\right) \quad (3.16)$$

$$T_i = \infty, T_d = 0 \text{ tedy } r_0 = r_{-1} = 0$$

Do kritického stavu obvod přivedeme postupným zvyšováním zesílení regulátoru k_R , resp. r_0 , až obvod začne kmitat s konstantní amplitudou. Zesílení regulátoru, při kterém k tomu došlo, nazýváme kritickým zesílením $k_R = k_{Rk}$ resp. $r_0 = r_{0k}$ a periodu kritických kmitů $T = T_k$. Tyto tzv. kritické hodnoty dosadíme do empirických vztahů pro regulátory a vypočítáme doporučené seřízení (viz tab.)

P	PI	PD	PID
$r_0=0,5*r_{0k}$	$r_0=0,45*r_{0k}$	$r_0=0,45*r_{0k}$	$r_0=0,6*r_{0k}$
		$T_d=0,12*T_k$	$T_d=0,12*T_k$
	$T_i=0,85*T_k$		$T_i=0,5*T_k$

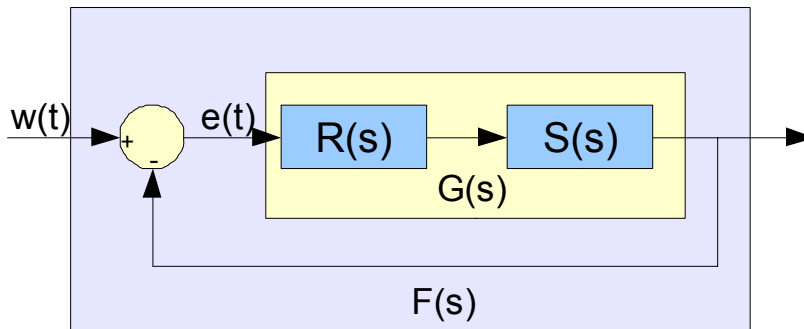
Tabulka 1.

Text převzat z [5].

Frekvenční metody

Jednou z frekvenčních metod syntézy regulátoru je metoda, kde se průběh frekvenční charakteristiky uzavřené smyčky ($F(j\omega)$) snažíme upravit pomocí frekvenční charakteristiky smyčky otevřené ($G(j\omega)$).

$$F(j\omega) = \frac{G(j\omega)}{1 + G(j\omega)} \quad (3.17)$$



Obrázek 3.7 - Regulační smyčka

Použité značení:

$R(s)$ – přenos regulátoru

$S(s)$ – přenos regulované soustavy

$w(t)$ – žádaná hodnota regulované veličiny

$e(t) = w(t) - y(t)$

$G(s)$ – přenos otevřené smyčky tvořené regulátorem a soustavou

$F(s)$ – přenos uzavřené smyčky

Pro tuto metodu budeme muset zavést několik důležitých pojmů, které jsou k pochopení a správnému použití nezbytné.

Šířka propustného pásma je rozsah frekvencí, kde neklesne zesílení systému pod hodnotu -3dB. Jedná se o jeden z parametrů, podle kterého určujeme kvalitu regulace. Jestliže toto pásmo bude dostatečně široké, odezva systému bude rychlá a tedy doba náběhu přechodové charakteristiky bude krátká (doba náběhu se značí obvykle t_n a jedná se o čas v rozmezí

10-90% z ustálené hodnoty).

Fázová bezpečnost (Phase margin- z toho tedy zkratka PM), určuje, jak velké fázové zpoždění vstupního signálu si ještě můžeme dovolit, aby se zpětnovazební systém nedostal na mez stability. V praxi se používá fázová bezpečnost 30°, 45° a nebo 70° (nejtypičtější 45°).

Dalším důležitým pojmem je amplitudová bezpečnost (Gain margin - GM), říká, kolikrát můžeme zvětšit zesílení v otevřené smyčce, než se zpětnovazební systém dostane na mez stability.

Pro návrh potřebujeme frekvenční charakteristiky systému, ze kterých odečteme frekvenci (dále značena jako ω_d) a hodnotu $\arg(S(j\omega_d))$ [dB]. Konkrétní vzorce pro výpočet jednotlivých konstant se dále liší podle volby typu regulátoru. Uvedeme ty základní.

P regulátor

Přenos regulátoru je podle vzorce (3.1), tedy

$$R(s) = r_0$$

A derivační konstanta (3.2)

$$r_0 = \frac{R}{r}$$

$$\arg(G(j\omega_D)) = \arg(S(j\omega_D) + \arg(R(j\omega_D))) = \arg(S(j\omega_D)) \quad (3.18)$$

P regulátor má nulovou fázi (jedná se pouze o konstantu) a platí tedy:

$$\arg(S(j\omega_D)) = -180^\circ + PM \quad (3.19)$$

Po zvolení fázové bezpečnosti tedy vypočteme $\arg(S(j\omega_D))$ a dosadíme do vzorce pro výpočet zesílení

$$r_0 = \frac{1}{|\arg(S(j\omega_D))|} \quad (3.20)$$

PD regulátor

Pro $\arg(S(j\omega_D))$ platí:

$$\begin{aligned} \arg(G(j\omega_D)) &= \arg(S(j\omega_D) + \arg(R(j\omega_D))) = \arg(S(j\omega_D)) + 45^\circ \\ \arg(S(j\omega_D)) &= -180^\circ - 45^\circ + PM = -225^\circ + PM \end{aligned} \quad (3.21)$$

Zvolíme fázovou bezpečnost PM a dopočítáme $\arg(S(j\omega_D))$, zesílení a derivační složku pomocí vzorců (3.6), (3.22) a (3.23)

$$R(s) = r_0 + r_1 s$$

$$r_0 = \frac{1}{|\arg(S(j\omega_D))|\sqrt{2}} \quad (3.22)$$

$$r_1 = \frac{r_0}{\omega_D} \quad (3.23)$$

S filtrací (pro odstranění šumu)

Volíme filtrační pól $\omega_f = 10 \omega_D$ a dopočítáme časovou konstantu $T_f(s)$ pomocí vzorce

(3.24)

$$T_f(s) = \frac{1}{\omega_f} = \frac{1}{10\omega_D} \quad (3.24)$$

A výsledný přenos regulátoru tedy bude

$$R(s) = \frac{r_0 + r_1 s}{T_f s + 1} \quad (3.25)$$

PI regulátor

Frekvenční metodou je návrh PI regulátoru prakticky stejný jako PD regulátoru, s tou výjimkou, že do přenosu systému a tedy také frekvenčních charakteristik musíme přidat jeden pól v nule a po výpočtu konstant přidáme nazpět k přenosu regulátoru pól v nule, abychom z PD regulátoru udělali PI regulátor.

Přenos regulátoru (3.6) je

$$R(s) = r_0 + \frac{r_{-1}}{s} = \frac{1}{s}(r_0 s + r_{-1}) \Rightarrow R_D(s) = r_0 s + r_{-1}$$

$$S(s) \frac{1}{s} \quad (3.26)$$

Výpočet proporcionální a derivační (integrační) složky

$$r_0 = \frac{1}{|\arg(S(j\omega_D))| \sqrt{2}} \quad (3.27)$$

$$r_{-1} = \frac{r_0}{\omega_D} \quad (3.28)$$

Výsledný přenos regulátoru tedy bude

$$R(s) = R_D(s) \frac{1}{s} \quad (3.29)$$

PID regulátor

Oproti ostatním regulátorům je malá změna v odečtu ω_D a výpočtu $\arg(S(j\omega_D))$

Upravený vzorec (3.21) pro fázi soustavy na frekvenci ω_D

$$\arg(S(j\omega_D)) = -180^\circ - 45^\circ + PM + 5.7^\circ = -219.3 + PM \quad (3.30)$$

Výpočet derivační složky (3.31), proporcionální složky (3.32) a integrační složky (3.33)

$$r_1 = \frac{1}{|\arg(P(j\omega_D))|\omega_D\sqrt{2}} \quad (3.31)$$

$$r_0 = 1.1\lambda\omega_D r_1 \quad (3.32)$$

$$r_{-1} = 0.1\omega_D^2 r_1 \quad (3.33)$$

Přenos regulátoru bude podle (3.9)

$$R(s) = r_0 + r_1 s + \frac{r_{-1}}{s}$$

Popřípadě s filtrací, která se dopočítá stejně jako u PD regulátoru

Příklad návrhu PID regulátoru

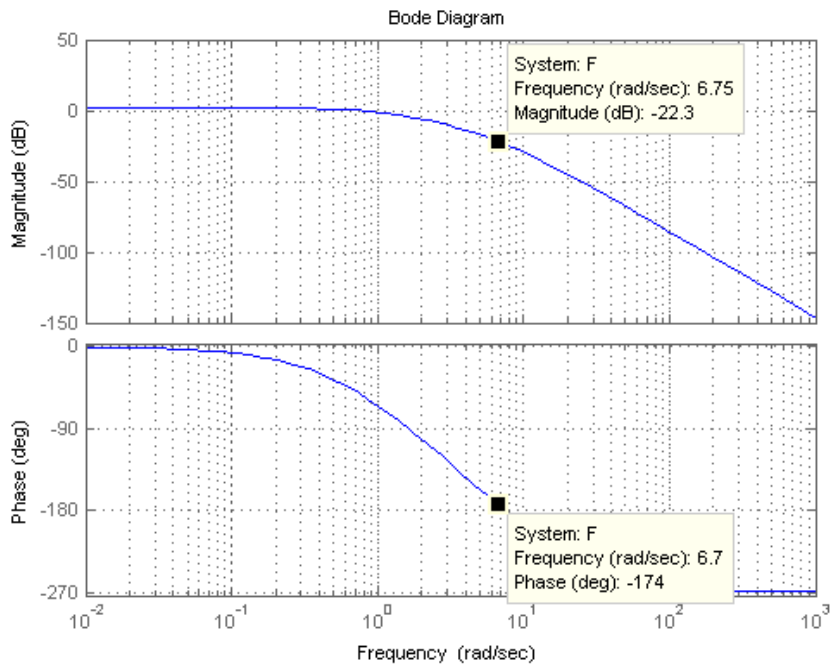
Navrhněte PID regulátor pro soustavu

$$S(s) = \frac{50}{(s+4)(s+10)(s+1)}$$

Zvolíme fázovou bezpečnost

$$PM = 45^\circ$$

Frekvenční charakteristiky byly vykresleny v programu Matlab pomocí příkazu *bode*



Obrázek 3.8 - Frekvenční charakteristiky systému

Použijeme vzorec (3.30)

$$\arg(S(j\omega_D)) = -180^\circ - 45^\circ + PM + 5.7^\circ = -219.3 + PM = -174.3^\circ$$

$$|\arg(S(j\omega_D))| = -22.3 \text{ dB} = 0.0767$$

Dosadíme odečtenou hodnotu $|\arg(S(j\omega_D))|$ do vzorců pro výpočet jednotlivých konstant regulátoru:

Derivační složka (3.31)

$$r_1 = \frac{1}{|\arg(S(j\omega_D))| \omega_D \sqrt{2}} = \frac{1}{0.0767 * 6.7 * \sqrt{2}} = 1.375$$

Proporcionální složka (3.32)

$$r_0 = 1.1 \lambda \omega_D r_1 = 1.1 \times 6.7 \times 1.375 = 10.14$$

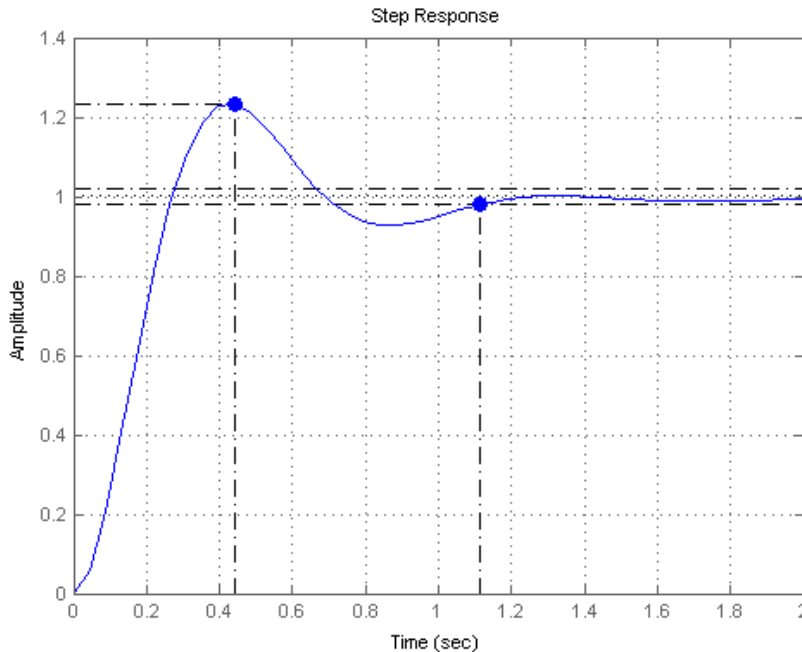
Integrační složka (3.33)

$$r_{-1} = 0.1 \omega_D^2 r_1 = 0.1 \times 6.7^2 \times 1.375 = 6.17$$

Přenos regulátoru bude

$$R(s) = r_0 + r_1 s + \frac{r_{-1}}{s} = 10.14 + 1.375s + \frac{6.17}{s}$$

Výsledná přechodová charakteristika systému s PID regulátorem (Opět použit program Matlab, příkaz *step*)



Obrázek 3.9 - Přechodová charakteristika systému v uzavřené smyčce

Doba ustálení 1.11s

Překmit 23%

Metoda GMK – Geometrického místa kořenů

Tato metoda (Anglicky Root Locus - RL) vychází z analýzy nul a pólů v otevřené smyčce a podle velikosti zesílení (K) určuje polohu pólů smyčky uzavřené. Umístění pólů a nul se pak volí podle jednoduchých pravidel, viz. 5 jednoduchých pravidel pro konstrukci RL. Grafická metoda GMK je vhodná pro jednorozměrné spojité obvody (nejlépe bez dopravního zpoždění) i diskrétní obvody. Tato metoda se většinou provádí v Matlabu, v Sisotool, který vykreslí polohu pólů a nul zadaného přenosu. Regulátor pak navrhujeme tak, že jeho póly a nuly přidáváme buď graficky nebo zadáním jejich polohy pomocí frekvence. Protože program vypočítává přechodovou charakteristiku uzavřené smyčky v reálném čase, je jednoduché navrhnout regulátor splňující daná kritéria na kvalitu regulace (např. velikost překmitu nebo dobu ustálení). Změnou zesílení posunujeme póly uzavřené smyčky tak, abychom dostali všechny kořeny do stabilní oblasti, tedy do leva od imaginární osy. Čím větší bude vzdálenost od imaginární osy, tím rychlejší bude regulační proces.

Tato metoda je vhodná i pro diskrétní systémy, jen s rozdílem, že stabilní oblastí je pro diskrétní systémy vnitřek jednotkové kružnice se středem v počátku.

Přenos uzavřené smyčky systému:

$$F(s) = \frac{G(s)}{1+G(s)} = K \frac{B(s)}{A(s)+KB(s)}, \quad (3.33)$$

kde jmenovatel rovnice je charakteristickým polynomem uzavřené smyčky.

Cílem metody tedy je najít kořeny polynomu $C(s) = A(s) + KB(s) = 0$ pro všechna zesílení K

5 jednoduchých pravidel pro konstrukci RL:

- počet větví RL je stejný jako počet pólů uzavřené smyčky
- graf RL je osově symetrický podle reálné osy
- jestliže je segment RL na reálné ose, leží vždy nalevo od lichého počtu reálných pólů a nul otevřené smyčky
- graf RL začíná v konečných a nekonečných pólech otevřené smyčky (pro $K=0$) a končí v konečných a nekonečných nulách otevřené smyčky (pro $K=\infty$)
- pokud má otevřená smyčka n -m nul v nekonečnu (n větví grafu RL začíná (pro $K=0$) v n konečných pólech otevřené smyčky a m větví grafu RL končí (pro $K=\infty$) v m konečných nulách), pak má graf RL n -m větví směřujících do nekonečna, které se asymptoticky blíží k přímkám, které protínají reálnou osu v bodě x a pod úhlem j .

Změněn kód pole

$$x = \frac{p_i - n_i}{P - N}, \quad (3.34)$$

kde p_i a n_i jsou reálné souřadnice pólů a nul otevřené smyčky a P a N jsou jejich počty

$$j = \frac{1 \pm 2n}{P - N} \quad (3.35)$$

Pozn. Rozdíl $P-N$ představuje relativní řád systému

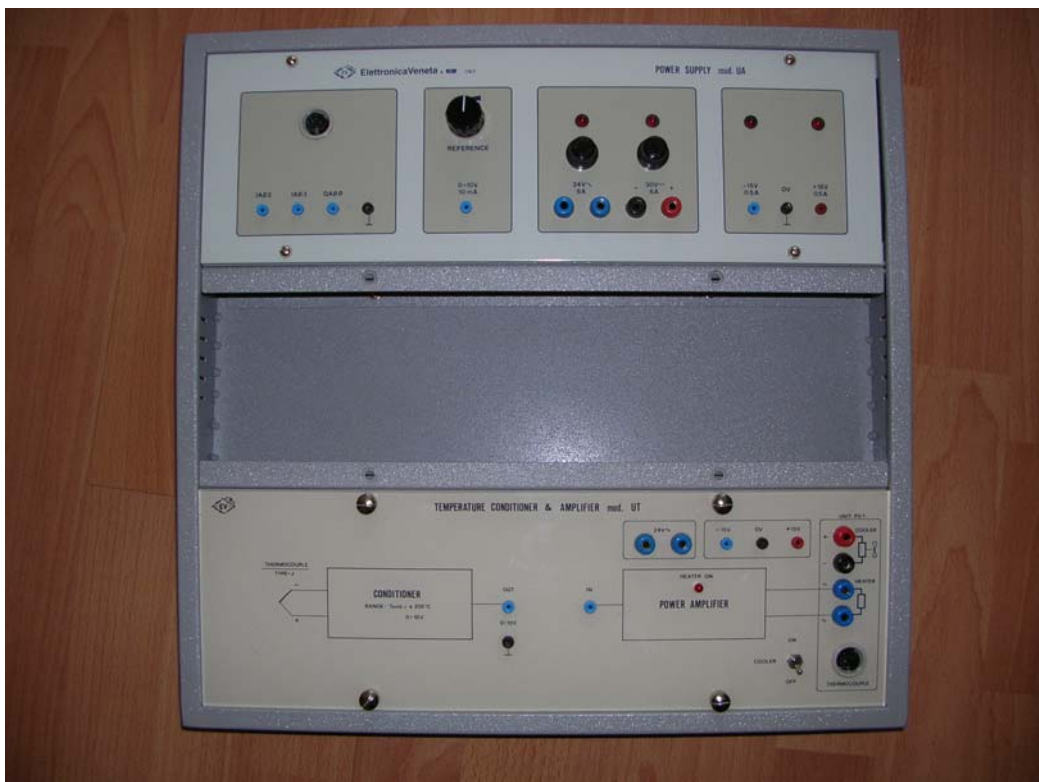
Čerpáno z [2].

4 Tepelná soustava s PID regulátorem

4.1 Teoretický rozbor

Regulační obvod se skládá ze tří částí, vlastního topného zařízení, které v regulačním obvodu představuje regulovanou soustavu, napájecí jednotky a řídicí jednotky, v které realizujeme regulátory.

4.2 Napájecí jednotka



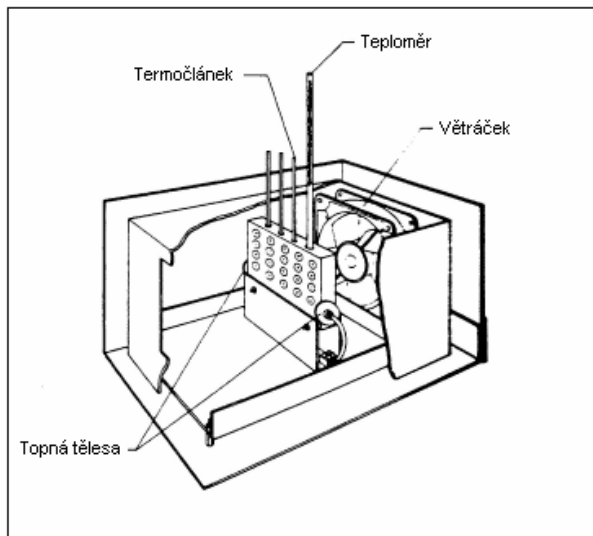
Obrázek 4.1 - Foto napájecí jednotky

4.3 Topné zařízení



Obrázek 4.2 - Foto topného zařízení

Samotné topné zařízení se skládá ze dvou rezistorů zatěžovaných výkonem $P = 2 \times 50W$ a z větráčku sloužícího k chlazení topné soustavy. V topné soustavě jsou připraveny otvory pro umístění termočlánku a rtuťového teploměru, pro měření aktuální teploty. Aktuální výkon topení lze regulovat změnou napětí na tepelných rezistorech.



Obrázek 4.3 - Schéma topného zařízení

4.4 Řídicí jednotka

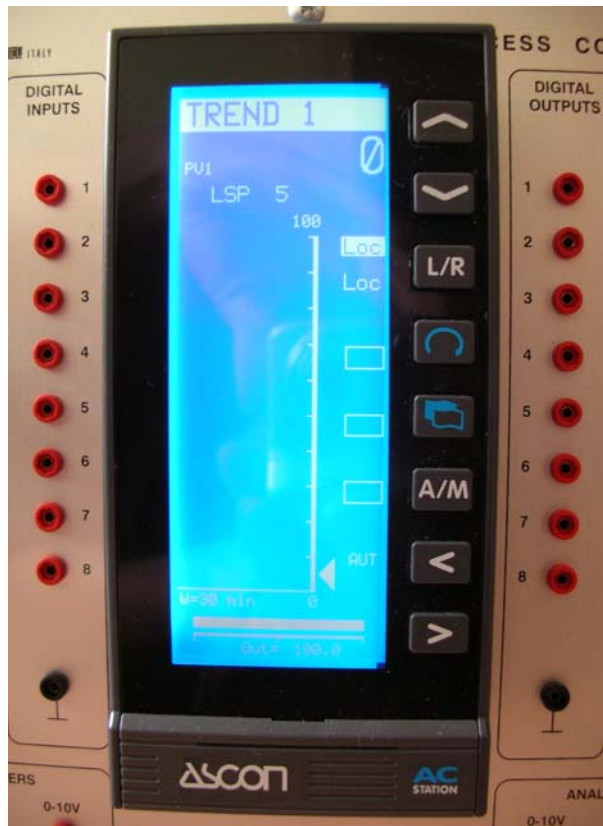


Obrázek 4.4 - Foto řídicí jednotky

Řídicí jednotka obsahuje programovatelný multifunkční regulátor AC10, který umožňuje nastavení jednotlivých konstant číslicového PID regulátoru. Přístroj umožňuje realizovat 4 nezávislé regulační smyčky.

Obsahuje čtyři analogové vstupy, čtyři analogové výstupy a osm digitálních vstupů a výstupů. Inicializaci regulátorů a veškeré nastavení lze provést přímo pomocí ovládacích prvků zařízení nebo pomocí připojení přes RS232 k počítači.

Multifunkční programovatelný regulátor AC10



Obrázek 4.5 - Foto regulátoru AC10

Skládá se ze tří hlavních částí:

1. Předního panelu, který obsahuje LCD grafický displej s automatickým nebo manuálním nastavením kontrastu, dále klávesnici pro zadávání příkazů a měnění parametrů a konektor pro programování regulátoru přes počítač.
2. Základní deska, která se skládá z CPU s analogovými a digitálními vstupy, napájecí jednotky a panel s digitálními a analogovými výstupy.
3. Zadní strana regulátoru, kde se nachází vstup pro přívod energie a dvoustavový vypínač (zapnuto-vypnuto).

Ovládání



Změna žádané hodnoty



Změna nastavení aktuálního zdroje hodnot (používáme Loc, což znamená nastavení hodnoty přímo na displeji)



Nastavení požadované hodnoty výstupu regulátoru a soustavy (možnost výběru z různých nastavení, používáme LSP)
(V hlavní nabídce Enter (na displeji E))



Přepínání jednotlivých obrazů

Podržením obou tlačítek najednou výběr z hlavní nabídky




Přepínání Auto/Man, automatická nebo manuálně nastavitelná hodnota výstupu regulátoru
(V hlavní nabídce Return (na displeji R))



Pohyb v menu

Grafický LCD displej

Jedná se o podsvícený displej s rozlišením 128 x 320 pixelů.

Pomocí tlačítka  můžeme měnit jednotlivé obrazy, jedná se o 4 základní a s nimi související 4 Trend Panely, alarm a několik dalších, které se používají při jiném nastavení.

Hlavní obraz (1 Bar Panel), který používáme nejčastěji, ukazuje regulační smyčku, hodnotu LSP- žádanou hodnotu, skutečnou hodnotu a regulační zásah.

Trend Panel navíc graficky znázorňuje historii hodnot regulované veličiny. Tuto funkci můžeme použít při sledování měřených přechodových jevů soustavy.

Další obrazy Bar Panel a Trend Panel 2-4 slouží pro práci s dalšími regulačními smyčkami.

4.5 Identifikace

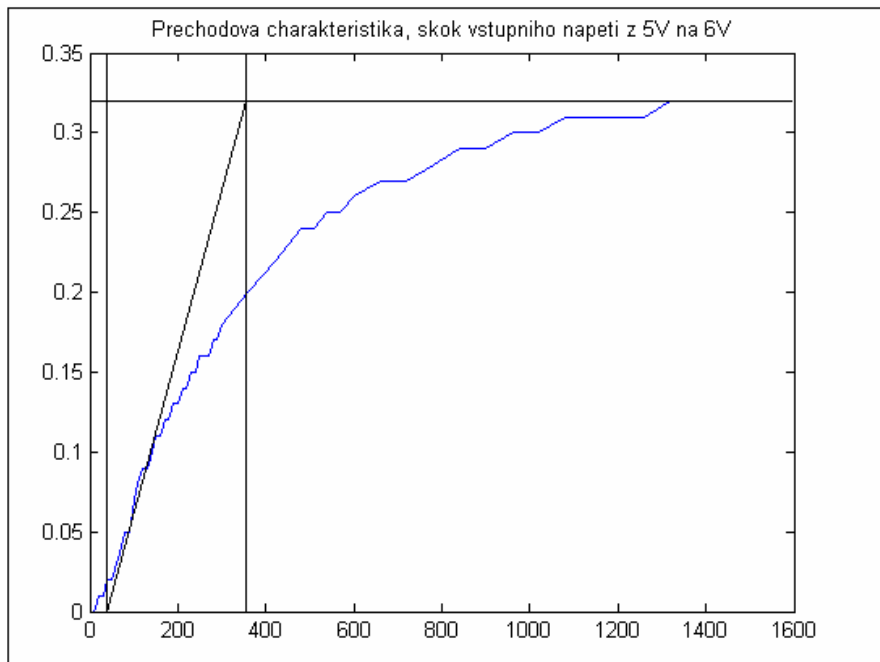
Tepelná soustava může být zapnuta buď s větráním nebo bez větrání. Všechna naše měření budeme provádět na soustavě se zapnutým ventilátorem, protože soustava rychleji chladne a pozorované jevy, jako například kmitání soustavy, jsou výraznější.

Výsledný přenos soustavy jsme získali pomocí identifikace z přechodové charakteristiky soustavy se zapnutým větráčkem.

Tepelné soustavy obecně mají přetlumené přechodové charakteristiky a proto je těžké soustavu identifikovat. Jelikož se jistě nejedná o systém 1. řádu, budeme systém identifikovat jako 2.řád.

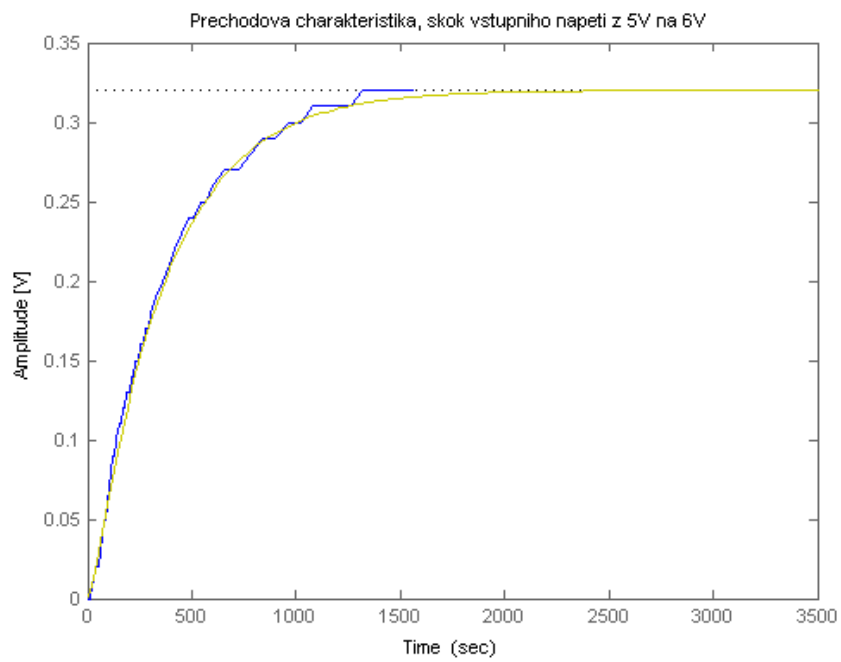
$$S(s) = \frac{K}{(1 + T_1s)(1 + T_2s)}$$

Identifikaci časových konstant provedeme pomocí asymptoty, kterou proložíme exponenciálu přechodové charakteristiky systému. Pomocí kolmic v bodech maxima a minima najdeme časové konstanty T_1 a T_2 . Postup je zřejmý z obrázku 4.6.

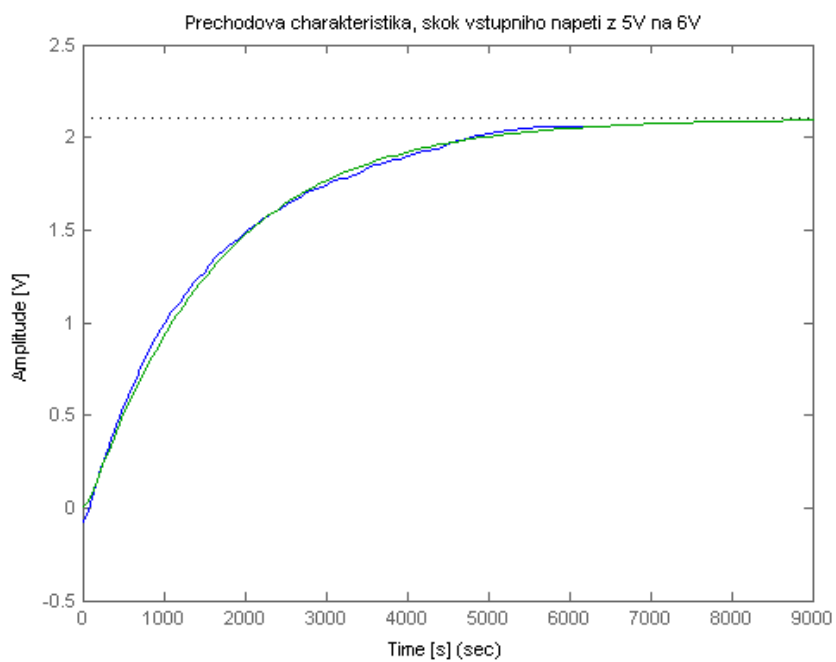


Obrázek 4.6 - Identifikace systému

Na obrázcích 4.7 a 4.8 jsou naměřené přechodové charakteristiky spolu s charakteristikami, které jsme získali pomocí identifikace, viz obrázek 4.6.



Obrázek 4.7 - Přechodová charakteristika soustavy se zapnutým větráčkem ve srovnání s přechodovou charakteristikou přenosu získaného identifikací



Obrázek 4.8 - Přechodová charakteristika soustavy s vypnutým větráčkem ve srovnání s přenosem soustavy získaného z identifikace

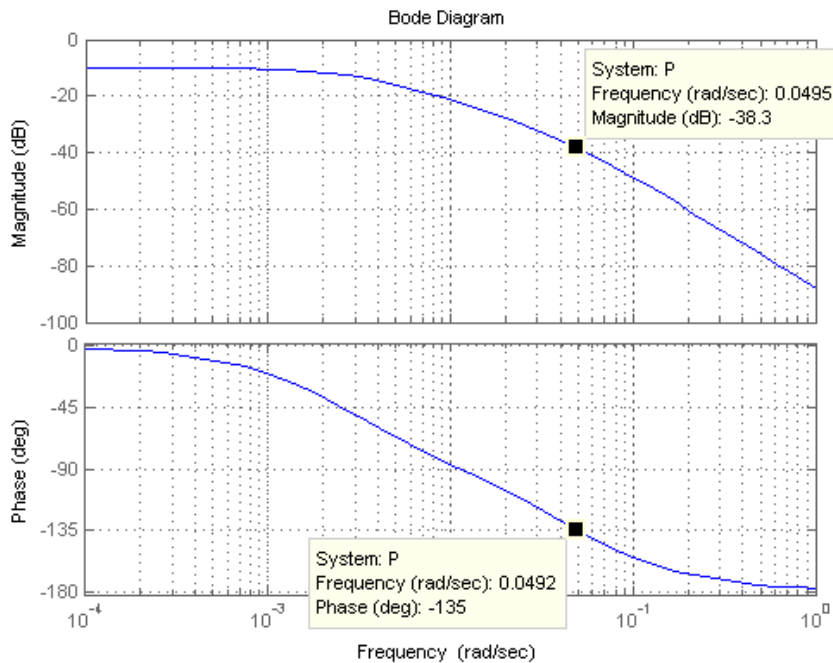
Výsledný přenos systému je:

$$S(s) = \frac{0.32}{(1 + 22.5s)(1 + 355s)}$$

4.6 Návrh regulátorů

P regulátor

Nejdříve jsme si vykreslili frekvenční charakteristiky a další postup jsme volili podle návodu v kapitole 2.1 a především 3.3, kde jsou podrobně vysvětleny návrhy regulátorů, především jejich postup, a také je zde uveden příklad, na kterém je vše zřejmé.



Obrázek 4.9 - Frekvenční charakteristika

Volíme $PM = 45^\circ$

$$\arg(S(j\omega_D)) = -180^\circ + PM = -180^\circ + 45^\circ = -135^\circ$$

Přenos regulátoru (podle vzorce (3.1)):

$$R(s) = r_0 = \frac{1}{|P(j\omega_D)|} = \frac{1}{0.0132} = 75.8$$

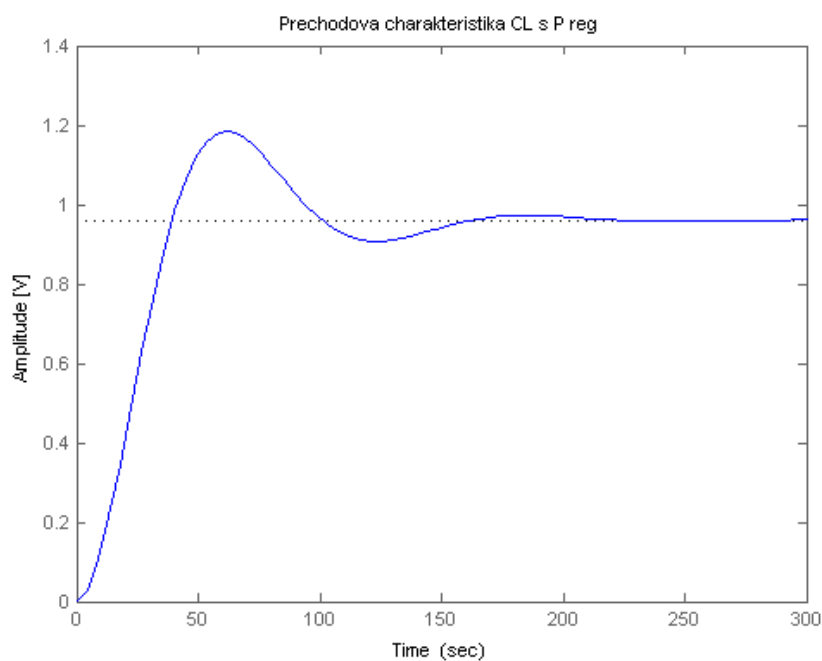
Přenos soustavy:

$$S(s) = \frac{0.32}{(1 + 22.5s)(1 + 355s)}$$

Přenos uzavřené smyčky:

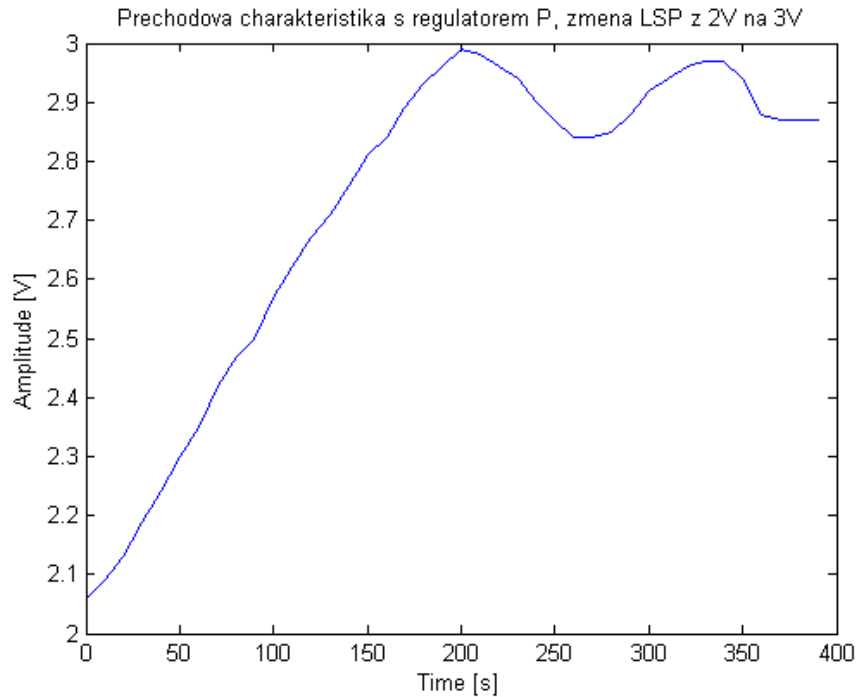
$$G(s) = R(s) \cdot S(s)$$

$$F(s) = \frac{G(s)}{1 + G(s)} = \frac{24.26}{7988s^2 + 377.5s + 1}$$



Obrázek 4.10 - Předpokládaná přechodová charakteristika uzavřené smyčky s P regulátorem

Z obrázku 4.10 je zřejmé, že P regulátor pracuje s trvalou regulační odchylkou, kterou ale nedokáže zcela odstranit.



Obrázek 4.11 - Naměřená přechodová charakteristika systému v uzavřené smyčce s P regulátorem

PID regulátor

Návrh PID regulátoru frekvenční metodou je více rozepsán v kapitole 3.3, stejně jako P regulátor.

Po zvolení fázové bezpečnosti dopočítáme $\arg(S(j\omega_D))$ (podle vzorce (3.30))

$$\arg(S(j\omega_D)) = -180^\circ - 45^\circ + PM + 5.7^\circ = -219.3^\circ + PM = -219.3^\circ + 70^\circ = -149.3^\circ$$

Zjistíme frekvenci ω_D

$$\omega_D = 0.0808 \text{ rad / s}$$

$$|S(j\omega_D)| = 0.0054$$

Dopočítáme derivační konstantu dle (3.31)

$$r_1 = \frac{1}{\omega_D \sqrt{2}} = 1620$$

Proporcionální složku (3.32)

$$r_0 = 1.1\omega_D r_1 = 144$$

A integrační složku (3.33)

$$r_{-1} = 0.1\omega_D^2 r_1 = 1.06$$

Přenos regulátoru

$$R(s) = 144 + 1620s + \frac{1.06}{s} = 144\left(1 + 11.25s + \frac{0.0074}{s}\right)$$

Navíc musíme doplnit filtrační pól (podle vzorce (3.24))

$$\omega_f = 10 \omega_D$$

$$T_f(s) = \frac{1}{\omega_f} = \frac{1}{10\omega_D} = \frac{1}{10 \times 0.0808} = 1.2376$$

A výsledný přenos regulátoru tedy bude (viz vzorec (3.25))

$$R(s) = \frac{r_0 s + r_1 s^2 + r_{-1}}{T_f s + 1} = \frac{1620s^2 + 144s + 1.06}{1.2376s^2 + s}$$

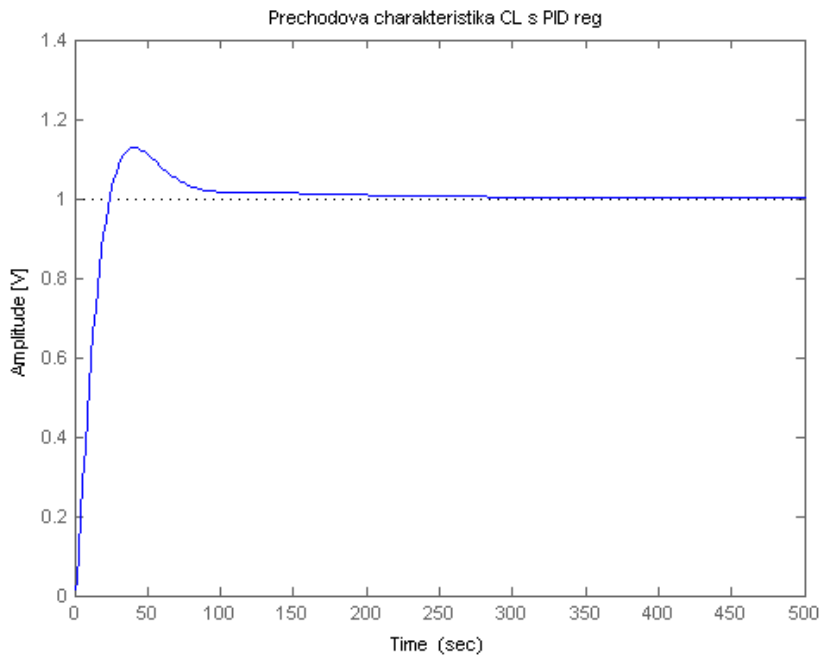
Přenos soustavy:

$$S(s) = \frac{0.32}{(1 + 22.5s)(1 + 355s)}$$

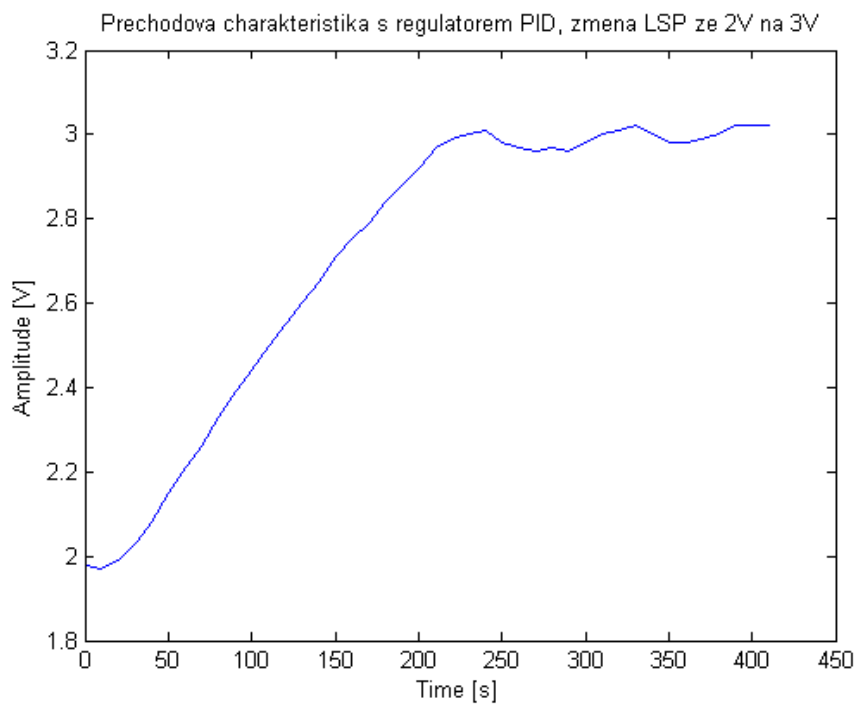
Přenos v uzavřené smyčce získáme z přenosu smyčky otevřené:

$$G(s) = R(s).S(s)$$

$$F(s) = \frac{G(s)}{1 + G(s)} = \frac{518.4s^2 + 46.08s + 0.34}{9885s^4 + 8455s^3 + 378s^2 + s}$$



Obrázek 4.12 - Předpokládaná přechodová charakteristika soustavy v uzavřené smyčce s PID regulátorem



Obrázek 4.13 - Naměřená reálná přechodová charakteristika systému v uzavřené smyčce s PID regulátorem

Z přechodových charakteristik je zřejmé, že PID regulátor odstraňuje vlivem I složky trvalou regulační odchylku a vlivem D složky zlepšuje stabilitní vlastnosti regulačního obvodu (Přechodová charakteristika má menší překmit než přechodová charakteristika soustavy s P regulátorem.)

5 Závěr

V první kapitole jsem podrobně popsala analýzu lineárních stacionárních systémů, jejich dynamické vlastnosti (rozdělení na vnitřní a vnější popis) a různé způsoby identifikace. Pro doplnění této tematiky jsem stručně nastínila i způsoby linearizace, kterou jsme v naší práci nepoužili. A na závěr této kapitoly jsem se zmínila o aproximaci přechodových charakteristik.

V dalším bodě teoretického úvodu této práce pojednávám o PID regulaci. Nejprve vysvětluji metodu regulace systému ve zpětné vazbě. Navazuje obecná podkapitola o PID regulaci a jednotlivých regulátorech (P, PI, PD a PID). Při popisu regulátorů vysvětluji i vliv jednotlivých složek (proporcionální, derivační a integrační) na regulační proces. Posledním bodem této teoretické části je podrobný popis metod návrhu PID regulátoru.

Nejdůležitější kapitolou je samotné pojednání o topné soustavě. Jedná se o vlastní práci, kde popisují celé měřicí zařízení, včetně PID regulátoru, a měření na soustavě.

V úvodu této kapitoly je popis jednotlivých přípravků a způsob používání. Pro získání matematického popisu soustavy jsem provedla identifikaci z přechodové charakteristiky získané měřením. Tepelnou soustavu jsem identifikovala jako systém druhého řádu s přenosem

$$S(s) = \frac{0.32}{(1 + 22.5s)(1 + 355s)}.$$

Na základě tohoto matematického popisu jsem navrhla frekvenčními metodami jeden proporcionální a jeden kompletní PID regulátor. Funkčnost navržených regulátorů jsem ověřila měřením.

Cílem této práce bylo vytvořit zadání laboratorní úlohy pro studenty předmětu Instrumentace procesů. Tento dokument je k mé bakalářské práci připojen jako příloha.

Pro studenty je zde připravený stručný popis měřicí soustavy, PID regulace a vysvětlení způsobu návrhu regulátorů pomocí frekvenčních metod. Pro jejich samotná měření je zde stručně popsáno ovládání řídicí jednotky. Jednotlivé kroky laboratorní úlohy spočívají ve vyzkoušení vlastností předem navržených regulátorů a pozorování rozdílů v regulačních procesech, na základě měření jejich přechodových charakteristik. Laboratorní úloha je doplněna o podklady pro vyučujícího předmětu, které obsahují předpokládané výsledky měření.

6 Použitá literatura

- [1] www.protronix.cz
- [2] <http://dce.felk.cvut.cz>
- [3] <http://sipal.utrv.ujep.cz>
- [4] www.controlengcesko.com
- [5] Automatické řízení, Jaroslav Balátě, Praha 2003
- [6] Teorie automatického řízení I, S. Kubík, Z. Kotek, V. Strejc, J. Štecha, Praha 1982

Příloha A - Laboratorní úloha

A.1 Teoretický rozbor

Měřicí soustava se skládá ze tří částí, vlastního topného zařízení, které v regulačním obvodu představuje regulovanou soustavu, napájecí jednotky a řídicí jednotky, v které realizujeme regulátory.

Řídicí jednotka obsahuje čtyři analogové vstupy, čtyři analogové výstupy a osm digitálních vstupů a výstupů. Inicializaci regulátorů a veškeré nastavení lze provést přímo pomocí ovládacích prvků zařízení nebo pomocí připojení přes RS232 k počítači.

A.2 Návrh regulátorů

Regulátor lze navrhnout různými metodami, kterými jsou například metoda Zieglera-Nicholse (jedna z experimentálních metod), frekvenční metody a GMK (geometrické místo kořenů).

Pro tuto soustavu jsme si vybrali pro ukázkou návrhu regulátoru frekvenční metodu, která vychází z analýzy chování systému ve frekvenční oblasti.

Nejdříve si určíme fázovou bezpečnost, která se volí většinou 30° , 45° nebo 70° , která by měla co nejvíce odpovídat místu nejprudšího klesání. Popisuje tak, jak velké zpoždění může být, aby se systém v uzavřené smyčce nedostal přes mez stability.

Frekvenci pro návrh regulátorů hledáme na fázové charakteristice soustavy, tam kde její průběh prochází hodnotou danou vzorcem:

$$\arg(S(j\omega_D)) = -180^\circ - 45^\circ + PM = -225^\circ + PM$$

Při návrhu PID regulátoru je nutné odečíst ještě korekci 5.7° , což je snížení fáze díky integrační složce

$$(\arg(S(j\omega_D)) = -180^\circ - 45^\circ + PM + 5.7^\circ = -219.3^\circ + PM$$

Odečteme hodnotu zesílení amplitudového systému v místě nalezené frekvence a hodnotu převedeme z decibel do bezrozměrného čísla. ($|\arg(S(j\omega_D))|$)

Dále se postup liší podle regulátoru, který navrhujeme.

P regulátor

$$R(s) = r_0$$

$$r_0 = \frac{1}{|\arg(S(j\omega_D))|}$$

Při návrhu **PI regulátoru** postupujeme tak, že do přenosu soustavy přidáme pól v nule a vykreslíme novou frekvenční charakteristiku. Dále postupujeme stejně jako při návrhu **PD regulátoru**, tedy :

$$R(s) = r_0 + r_1 s$$

$$r_0 = \frac{1}{|\arg(S(j\omega_D))|\sqrt{2}}$$

$$r_1 = \frac{r_0}{\omega_D}$$

U výsledného regulátoru je nutné přidat pól v nule, abychom z PD regulátoru získali požadovaný PI regulátor.

Pro návrh **PID regulátoru**

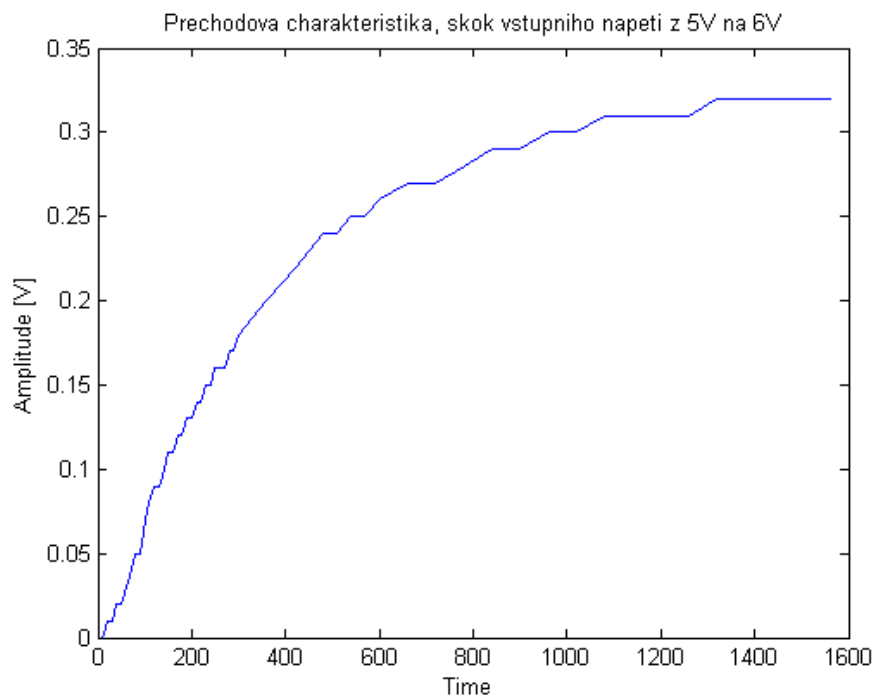
$$R(s) = r_0 + \frac{r_{-1}}{s} + r_1 s$$

$$r_1 = \frac{1}{|\arg(P(j\omega_D))| \omega_D \sqrt{2}}$$

$$r_{-1} = 0.1 \omega_D^2 r_1$$

$$r_0 = 1.1 \lambda \omega_D r_1$$

A.3 Přejchodová charakteristika systému



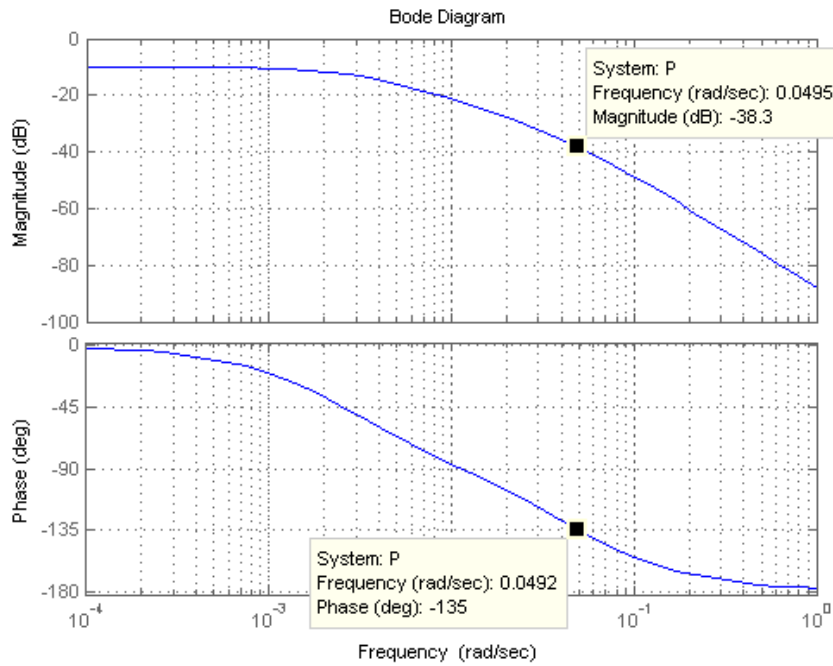
Přenos

$$S(s) = \frac{0.32}{(1 + 22.5s)(1 + 355s)}$$

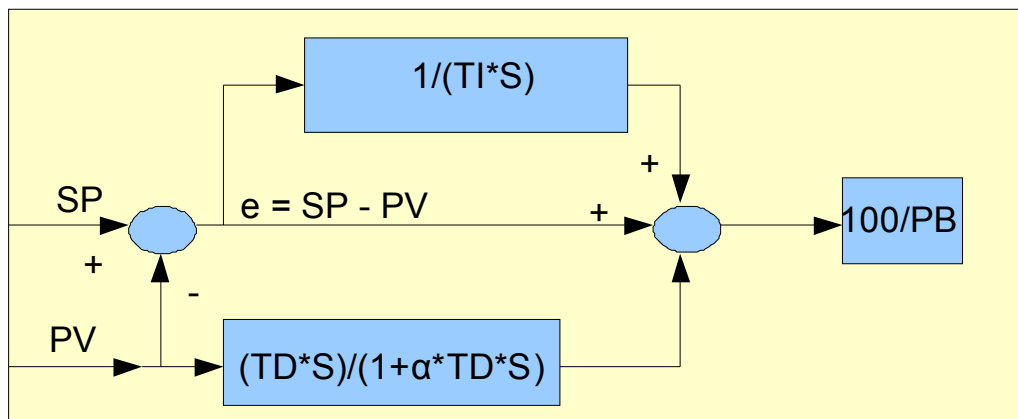
Výsledný přenos systému jsme získali identifikací z přechodové charakteristiky systému.

A.4 Frekvenční charakteristika systému

Frekvenční charakteristiku získáme vykreslením z přenosu v Matlabu pomocí příkazu *bode*



A.5 PID algoritmus



Použité symboly

e – odchylka od žádané hodnoty

SP – požadovaná hodnota

PV – skutečná hodnota

100/PB - zesílení

$1/(TI \cdot S)$ – integrační složka

$(TD \cdot S)/(1 + \alpha \cdot TD \cdot S)$ – derivační složka

A.6 Ovládání řídicí jednotky



Změna aktuální hodnoty



Změna nastavení aktuálního zdroje hodnot (používáme Loc, což znamená nastavení hodnoty přímo na displeji)



Nastavení požadované hodnoty (výstupu regulátoru a soustavy) (používáme LSP)
(V hlavní nabídce Enter (na displeji E))



Přepínání jednotlivých obrazů

Podržetím obou tlačítek najednou výběr z hlavní nabídky



Přepínání Auto/Man, automatická nebo manuálně nastavitelná hodnota výstupu regulátoru
(V hlavní nabídce Return (na displeji R))



Pohyb v menu



A.7 Nastavení regulátorů

A.7.1 Hlavní nabídka



Nastavení požadované hodnoty výstupu regulátoru a soustavy



Přepínání jednotlivých obrazů

Podržením obou najednou výběr z hlavní nabídky

A.7.2 Par. & Comms

A.7.3 Parameters

A.7.4 PID Block

A.7.5 PID LOOP 1

Action – Rev (záporná zpětná vazba)

Algo – výběr z regulátorů P, PI, PID

P.B. – zesílení regulátoru(100 / P.B.)

Int .T. – hodnota integrační složky

Der. T. – hodnota derivační složky

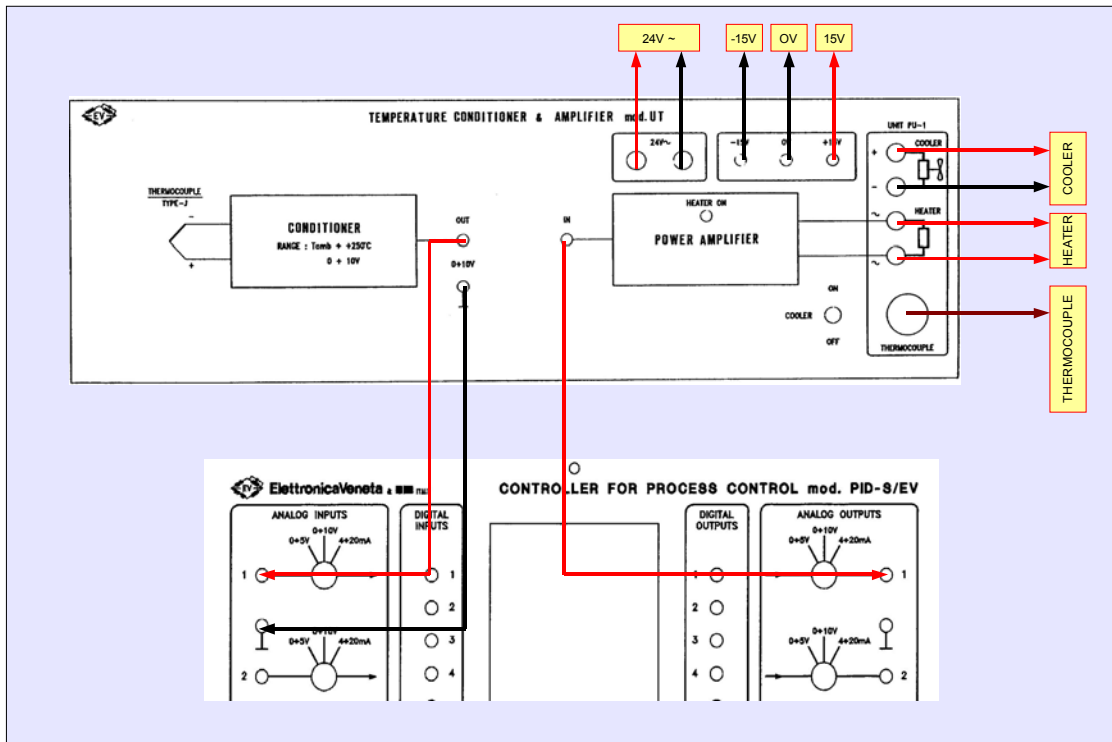
Mi. Out – 0

Max. Out – 100

M. Reset – 50

G. Sch. - No

A.8 Schéma zapojení



A.9 Úkoly měření

A.9.1 P regulátor

Nastavte P regulátor, změřte a do sešitu zakreslete jeho přechodovou charakteristiku a zapište dobu ustálení a překmit, pro hodnotu $LSP = 30$

$$R(s) = r_0 = \frac{1}{|P(j\omega_D)|} = \frac{1}{0.0132} = 75.8$$

$$P.B. = \frac{100}{P.B.} = \frac{100}{K} = \frac{100}{75.8} = 1.32$$

A.9.2 PID regulátor

Nastavte PID regulátor, změřte a do sešitu zakreslete jeho přechodovou charakteristiku, zapište dobu ustálení a překmit, pro hodnotu $LSP = 30$

$$\arg(P(j\omega_D)) = -180^\circ - 45^\circ + PM + 5.7^\circ = -219.3^\circ + PM = -219.3^\circ + 70^\circ = -149.3^\circ$$

$$\omega_D = 0.0808 \text{ rad / s}$$

$$|S(j\omega_D)| = 0.0054$$

$$r_1 = \frac{1}{\omega_D \sqrt{2}} = 1620$$

$$r_0 = 1.1 \omega_D r_1 = 144$$

$$r_{-1} = 0.1 \omega_D^2 r_1 = 1.06$$

$$R(s) = 144 + 1620s + \frac{1.06}{s} = 144 \left(1 + 11.25s + \frac{0.0074}{s} \right)$$

Z toho tedy dostaneme:

$$P.B. = \frac{100}{144} = 0.69$$

$$I = \frac{1}{0.0074} = 136$$

$$D = 11.25$$

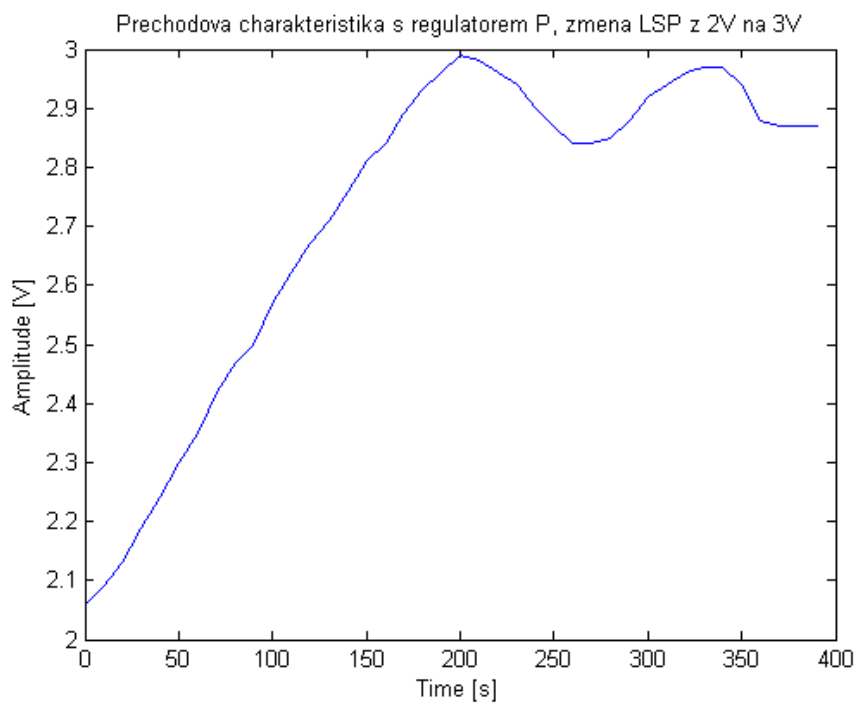
A.9.3 Porovnání naměřených průběhů

Srovnajte jednotlivé přechodové charakteristiky a popište výhody a nevýhody řízení P regulátorem a PID regulátorem.

Příloha B - Řešení laboratorní úlohy

B.1 *P* regulátor

B.1.1 Přechodová charakteristika



B.1.2 Doba ustálení

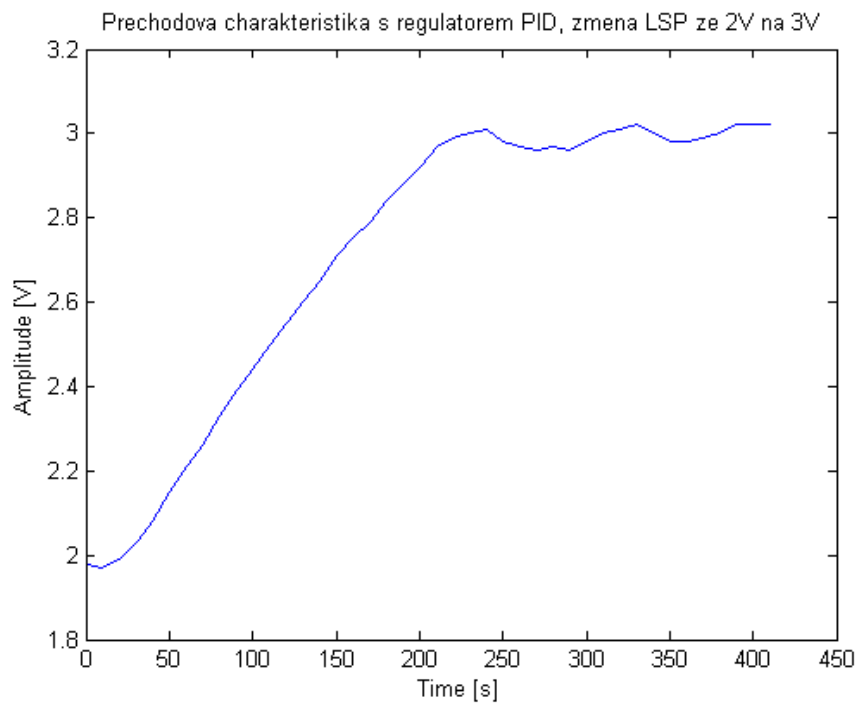
Cca 6.5 min

B.1.3 Překmit

14%

B.2 *PID* regulátor

B.2.1 Přechodová charakteristika



B.2.2 Doba ustálení

Cca 7 min

B.2.3 Překmit

0%