

UNIVERZITA PARDUBICE
Fakulta elektrotechniky a informatiky

DEMONSTRAČNÍ SOUSTAVA PRO SPOJITÉ ŘÍZENÍ

Bc. Tomáš Novák

Diplomová práce
2020

Univerzita Pardubice
Fakulta elektrotechniky a informatiky
Akademický rok: 2017/2018

ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

(PROJEKTU, UMĚLECKÉHO DÍLA, UMĚLECKÉHO VÝKONU)

Jméno a příjmení: **Bc. Tomáš Novák**
Osobní číslo: **I16194**
Studijní program: **N2612 Elektrotechnika a informatika**
Studijní obor: **Řízení procesů**
Název tématu: **Demonstrační soustava pro spjité řízení**
Zadávající katedra: **Katedra řízení procesů**

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

Postup: Cílem práce je vytvořit demonstrační spjitou dynamickou soustavu o jednom vstupu a jednom výstupu, která bude sloužit pro předvádění různých přístupů k automatickému řízení. Při návrhu je třeba dbát na bezpečnost, spolehlivost, časovou stálost a kompaktnost řešení. Předpokládá se výstup ve formě celistvé krabičky s napěťovým vstupem, napěťovým výstupem a napájením, zároveň musí být na zařízení patrné, jak se fyzicky projevuje regulovaná veličina. Součástí řešení bude také návrh regulátorů standardně přednášených navazujícím studiu specializace 3902T046 Řízení procesů.

Teoretická část: Rešerše podobných modelů, teoretický popis řídicích algoritmů použitých v praktické části

Praktická část: Tvorba zařízení, návrh řízení různými metodami, vyhodnocení.

Rozsah grafických prací:

Rozsah pracovní zprávy:

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

Seznam odborné literatury:

BALÁTĚ, J. Automatické řízení. Praha: BEN, 2003. 654 s. ISBN 80-7300-020-2.
VÁŇA, V. Mikrokontroléry Atmel AVR - assembler, BEN - technická literatura, Praha 2003, ISBN 80-7300-093-8.

Vedoucí diplomové práce: **doc. Ing. Petr Doležel, Ph.D.**
Katedra řízení procesů

Datum zadání diplomové práce: **31. října 2017**

Termín odevzdání diplomové práce: **18. května 2018**



L.S.

Ing. Zdeněk Němec, Ph.D.
děkan

Ing. Daniel Honc, Ph.D.
vedoucí katedry

V Pardubicích dne 8. listopadu 2017

Prohlášení

Prohlašuji:

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

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

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

V Pardubicích dne 20. 08. 2020

Podpis

Bc. Tomáš Novák

ANOTACE

Diplomová práce je věnována tvorbě demonstrační spojité dynamické soustavy o jednom vstupu a jednom výstupu. Je zde popsáno její technické řešení včetně její následné identifikace. Čtenář získá znalosti o spojitéch a diskrétních systémech a regulátorech. V diplomové práci je ukázán návrh spojitého PID regulátoru a diskrétního regulátoru se dvěma stupni volnosti, který byl navržen metodou umístění pólů uzavřeného regulačního obvodu.

KLÍČOVÁ SLOVA

Regulace, identifikace systémů, PID, diskrétní řízení, umístění pólů

TITLE

EDUCATIONAL SYSTEM FOR PROCESS CONTROL

ANNOTATION

The diploma thesis is focused on the creation of a demonstrative continuous dynamic system with one input and one output. It describes its technical solution including its identification. The reader will gain knowledge about continuous and discrete systems and controllers. The diploma thesis shows the desing of a continuous PID controller and a discrete controller with two degrees of freedom, which was designed by method of pole placement of a closed control loop.

KEYWORDS

Control, identification of systems, PID, discrete control, pole placement

OBSAH

| | |
|---|----|
| Seznam zkratk a značek | 8 |
| Seznam symbolů proměnných veličin a funkcí | 9 |
| Seznam ilustrací | 10 |
| Seznam tabulek | 12 |
| ÚVOD | 13 |
| 1 TEORETICKÁ ČÁST | 14 |
| 1.1 Rešerše podobných modelů | 14 |
| 1.1.1 Model č. 1 – Tepelná soustava T1 | 14 |
| 1.1.2 Model č. 2 – Tepelná soustava řízená PLC | 16 |
| 1.1.3 Model č. 3 – Tepelná komora | 17 |
| 1.2 Dynamický systém | 18 |
| 1.3 Systémy a jejich veličiny | 18 |
| 1.4 Vstupně-výstupní (vnější) tvar popisu | 19 |
| 1.5 Stavový (vnitřní) tvar popisu | 19 |
| 1.6 Přenos spojitého systému | 20 |
| 1.7 Poloha pólů a nul přenosu | 21 |
| 1.8 Charakteristiky dynamického spojitého systému | 22 |
| 1.8.1 Přejímová funkce a přejímová charakteristika systému | 22 |
| 1.8.2 Impulzní funkce a impulzní charakteristika systému | 23 |
| 1.8.3 Frekvenční přenos | 23 |
| 1.9 Identifikace regulovaných soustav | 23 |
| 1.9.1 Aproximace soustavou 1. řádu | 24 |
| 1.9.2 Aproximace soustavou 2. řádů | 25 |
| 1.9.3 Strejcova metoda identifikace | 27 |
| 1.10 Regulátory | 28 |
| 1.11 Spojité regulátory | 28 |
| 1.11.1 Dynamické vlastnosti PID regulátorů | 28 |
| 1.11.2 Stavitelné parametry regulátorů | 29 |
| 1.11.3 Charakteristika činnosti spojitých regulátorů | 30 |
| 1.12 Regulační obvod | 31 |
| 1.13 Seřízení PID regulátoru podle znalosti PCH regulované soustavy | 32 |
| 1.14 Diskrétní řízení | 33 |

| | | |
|--------|--|----|
| 1.14.1 | Popis diskrétního regulačního obvodu | 34 |
| 1.14.2 | Z-transformace | 34 |
| 1.14.3 | Diferenční rovnice systému | 34 |
| 1.14.4 | Diskrétní přenos | 35 |
| 1.15 | Algebraická (polynomiální) teorie řízení | 36 |
| 1.15.1 | Pole Placement | 38 |
| 1.16 | Kvalita regulace | 41 |
| 2 | NÁVRH MODELU | 43 |
| 2.1 | Konstrukce | 43 |
| 2.2 | Akční člen | 44 |
| 2.3 | Chlazení | 44 |
| 2.4 | Řídicí elektronika | 44 |
| 2.5 | Výkonová elektronika | 46 |
| 2.6 | Měřicí elektronika | 47 |
| 3 | IDENTIFIKACE | 48 |
| 4 | REGULACE | 53 |
| 4.1 | Seřízení PID regulátoru podle znalosti PCH regulované soustavy | 53 |
| 4.2 | Pole placement | 55 |
| 4.2.1 | Bez využití sumačního členu K | 55 |
| 4.2.2 | S využitím sumačního členu K | 57 |
| 4.3 | Zhodnocení výsledků | 59 |
| 5 | ZÁVĚR | 61 |
| | POUŽITÁ LITERATURA | 62 |
| | PŘÍLOHY | 63 |

SEZNAM ZKRATEK A ZNAČEK

| | |
|------|---|
| 2DOF | regulátor s dvěma stupni volnosti |
| 3D | trojdimenzionální |
| PC | osobní počítač |
| PCH | přechodová charakteristika |
| PID | proporcionální-integrační-derivační regulátor |
| PLC | programmable Logic Controller |
| PWM | pulzně šířková modulace |
| USB | universal serial bus |

SEZNAM SYMBOLŮ PROMĚNNÝCH VELIČIN A FUNKCÍ

| | |
|------------|----------------------------------|
| G | obecný obrazový přenos |
| I | elektrický proud, A |
| r_0 | zesílení |
| s | operátor Laplaceovy transformace |
| t | čas, s |
| T | teplota, °C |
| T_1 | časová konstanta soustavy, s |
| T_2 | časová konstanta soustavy, s |
| T_d | derivační časová konstanta, s |
| T_i | integrační časová konstanta, s |
| T_n | doba náběhu, s |
| T_u | doba průtahu, s |
| U | elektrické napětí, V |
| z | operátor Z-transformace |
| σ | maximální přeregulování, % |
| ΔT | rozdíl teplot, °C |

SEZNAM ILUSTRACÍ

| | |
|--|----|
| Obr. 1.1 – Fotografie modelu č. 1 (Tepelná soustava T1, 2011)..... | 14 |
| Obr. 1.2 – Model č. 1 – pohled shora (vlevo) a pohled zezadu (vpravo) (Tepelná soustava T1, 2011)..... | 15 |
| Obr. 1.3 – Model č. 1 – pohled zepředu (Tepelná soustava T1, 2011)..... | 15 |
| Obr. 1.4 – Fotografie modelu č. 2 (Kintr, 2009)..... | 16 |
| Obr. 1.5 – Fotografie modelu č. 3 (Gregor, 2013)..... | 17 |
| Obr. 1.6 – Jednotkový skok (Balátě, 2009) | 22 |
| Obr. 1.7 – Aproximace soustavou 1. řádu (Slovák, 2002)..... | 24 |
| Obr. 1.8 – Aproximace soustavou 2. řádu (Slovák, 2002)..... | 25 |
| Obr. 1.9 – Přejchodová charakteristika PI regulátoru (Balátě, 2009)..... | 30 |
| Obr. 1.10 – Odezva na jednotkovou rychlost PD regulátoru (Balátě, 2009)..... | 30 |
| Obr. 1.11 – Regulační obvod (Balátě, 2009) | 31 |
| Obr. 1.12 – Spojitý sig. (Skalický, 2002) | 33 |
| Obr. 1.13 – Diskrétní sig. (Skalický, 2002) | 33 |
| Obr. 1.14 – Blokové schéma diskretního řízení (Skalický, 2002)..... | 34 |
| Obr. 1.15 – Regulátor se dvěma stupni volnosti (Macháček, 2015)..... | 37 |
| Obr. 1.16 – PCH diskretního regulačního obvodu pro různou polohu pólů (Macháček, 2015) | 39 |
| Obr. 1.17 – Regulátor se dvěma stupni volnosti a sumačním členem (Macháček, 2015)..... | 40 |
| Obr. 1.18 – Maximální přeregulování (Dostál, 2006) | 41 |
| Obr. 1.19 – Doba regulace (Dostál, 2006)..... | 42 |
| Obr. 2.1 – Model vytvořené tepelné soustavy | 43 |
| Obr. 2.2 – Arduino UNO Rev3 (Arduino, 2020)..... | 44 |
| Obr. 2.3 – Sběrnice I2C (Hankovec, 2020b) | 45 |
| Obr. 2.4 – Modul analogového výstupu (Hadex, 2020) | 45 |
| Obr. 2.5 – PWM Mosfet modul FR120N (Laskarduino, 2020)..... | 46 |
| Obr. 2.6 – PWM modulace (Hankovec, 2020a) | 47 |
| Obr. 2.7 – Modul pro měření teploty a vlhkosti HTU21D (Arduino-shop, 2020) | 47 |
| Obr. 3.1 – Graf změřené přechodové charakteristiky modelu | 48 |
| Obr. 3.2 – Graf průběhu 1. derivace proložené polynomem 6. řádu | 49 |
| Obr. 3.3 – Graf průběhu 1. derivace | 49 |
| Obr. 3.4 – Graf průběhu aproximované přechodové charakteristiky | 52 |

| | |
|--|----|
| Obr. 4.1 – Regulační pochod – PI regulátor | 54 |
| Obr. 4.2 – Regulační pochod – PI regulátor v PLC | 55 |
| Obr. 4.3 – Regulační pochod – Pole Placement bez sumačního členu | 57 |
| Obr. 4.4 – Regulační pochod – Pole Placement se sumačním členem | 59 |

SEZNAM TABULEK

| | |
|---|----|
| Tab. 1.1 – Určení poměru časových konstant (Slovák, 2002)..... | 26 |
| Tab. 1.2 – Tabulka pro Strejcovu metodu experimentální identifikace (Balátě, 2009)..... | 27 |
| Tab. 1.3 – Optimální hodnoty stavitelných parametrů regulátoru (Balátě, 2009)..... | 33 |
| Tab. 4.1 – Vyhodnocení regulačních pochodů | 59 |

ÚVOD

Přestože se teorie automatického řízení každoročně víc a víc rozvíjí, nejčastěji používaným regulátorem v průmyslové praxi je stále proporcionální-integrační-derivační (PID) regulátor. V průmyslové praxi jde hlavně o poměr ceny k výkonu, čímž je PID regulátor těžko překonatelný. Pokročilé metody řízení procesů obvykle vyžadují mnohem hlubší znalosti v teorii automatického řízení a pracovníkům, kteří řeší konkrétní technické problémy, tak nezbyvá na studium nových metod a principů příliš mnoho času. Proto se v průmyslové praxi příliš nepoužívají.

Cílem této diplomové práce je vytvořit spojitou dynamickou soustavu, na kterou bude možné aplikovat jednoduché regulační metody (PID regulátor), ale i pokročilejší metody řízení.

Jako dynamická soustava byla zvolena soustava s běžnou autožárovkou s výkonem 24 W, která ohřívá vzduch v prostoru kolem sebe. Malý větráček potom konstantními otáčkami směřuje ohřátý vzduch do prostoru s teplotním čidlem. Analogovým vstupem modelu je ovládán výkon žárovky. Na analogovém výstupu je převedena informace o aktuální teplotě v prostoru kolem teplotního čidla.

1 TEORETICKÁ ČÁST

1.1 REŠERŠE PODOBNÝCH MODELŮ

V této části jsou popsány podobné výukové modely, které slouží k demonstraci tepelných vlastností různých systémů.

1.1.1 Model č. 1 – Tepelná soustava T1

Laboratorní model Tepelná soustava T1 slouží k demonstraci, identifikaci a testování řídicích algoritmů pro soustavy s velmi dlouhými časovými konstantami. Typické aplikace jsou různé tepelné systémy, vytápěcí systémy, sklářské pece apod. Fotografie modelu je na obr. 1.1.



Obr. 1.1 – Fotografie modelu č. 1 (Tepelná soustava T1, 2011)

Model tepelné soustavy je možné ovládat ručně nebo vzdáleně - výběr způsobu řízení je volen z panelu současně s volbou typu vzdáleného řízení: PC, PLC nebo rezervní řízení. Situace je znázorněna na obr. 1.3.

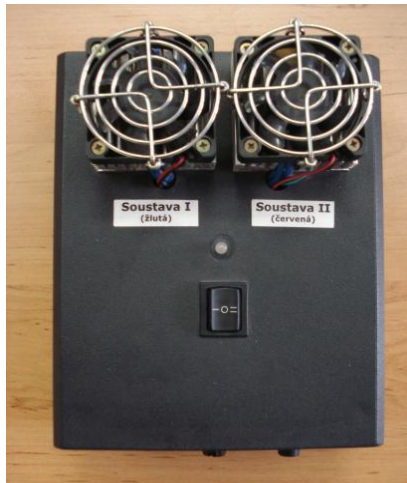
Pro připojení modelu k PC je použita multifunkční měřicí karta MF614. Model servomechanismu se řídí v programu Matlab/ Simulink s Real Time Toolboxem, kde jsou všechny veličiny převedeny na bezrozměrová čísla obvykle v intervalu (-1, +1).

Pro ovládání pomocí PLC je nutné nastavit potenciometr do polohy A-B. Soustava je připojena k automatu Allen–Bradley SLC 500.

Konstrukce modelu

Tepelná soustava je tvořena dvěma relativně samostatnými systémy s různými časovými konstantami, které jsou představovány rezistory s odlišně vedenou izolací. Tyto rezistory jsou umístěny uprostřed chladičů pro procesory PC. Jejich teplota je měřena pomocí polovodičových prvků. Chladiče jsou připevněny na černé krabici, spolu s přepínačem pro

výběr jedné ze dvou tepelných soustav a indikační dvoubarevné diody ukazující vybranou soustavu. V krabici je umístěno řízení a veškerá obslužná elektronika. Do čela krabice jsou vyvedeny ovládací prvky. V zadní části jsou konektory pro připojení vzdáleného řízení a napájení. Vzdálené řízení umožňuje připojení jak k počítači, tak i k průmyslovému řídicímu systému. Soustava je napájena ze stabilizovaného zdroje B2 – 23. Model se spouští páčkovým přepínačem na tomto zdroji. Detaily modelu jsou znázorněny na obr. 1.2 a obr. 1.3 (Tepelná soustava T1, 2011).



Obr. 1.2 – Model č. 1 – pohled shora (vlevo) a pohled zezadu (vpravo) (Tepelná soustava T1, 2011)



Obr. 1.3 – Model č. 1 – pohled zepředu (Tepelná soustava T1, 2011)

1.1.2 Model č. 2 – Tepelná soustava řízená PLC

Tento model byl realizován za účelem vzniku názorné pomůcky do výuky programování programovatelných automatů. Tato soustava má takové časové konstanty, aby se časová náročnost úlohy na regulaci vešla do běžné vyučovací hodiny. Celý model tepelné soustavy je ukázán na obr. 1.4.



Obr. 1.4 – Fotografie modelu č. 2 (Kintr, 2009)

Konstrukce modelu

Model se skládá z několika částí. Hlavní a základní částí je topné těleso, které zajišťuje ohřev okolního vzduch. Dále je v modelu umístěno chlazení v podobě malého ventilátoru, aby bylo možné tepelnou soustavu regulovat oběma směry a bylo možné dosáhnout žádané hodnoty teploty v kratším časovém intervalu. Dalším prvkem je senzor teploty.

Celý model je řízen mikroprocesorem od firmy Atmel, konkrétně byl použit mikroprocesor ATmega16-16AU. Jedná se o 16bitový mikroprocesor, který bez problémů postačuje pro nároky tohoto modelu.

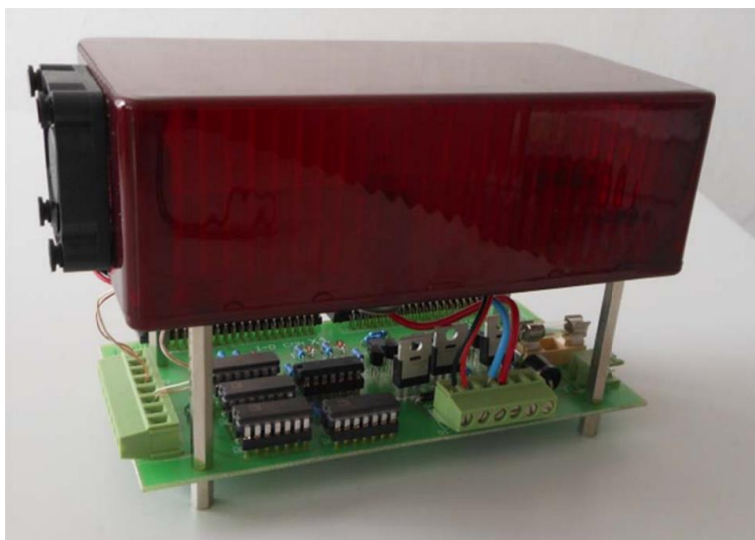
Jako topné těleso byl použit drátový výkonový odpor v kovovém pouzdře. Díky svému kovovému pouzdru dokáže teplotu držet a chladnout pozvolna. Napájení tohoto odporu je spínáno přes relé, protože jeho pracovní napětí je 24 V, zatímco napájení mikroprocesoru je 5 V.

Jako senzor teploty byl použit elektronický senzor teploty s digitálním výstupem Maxim Dallas DS18B20. Senzor je připojen k mikroprocesoru, se kterým komunikuje pomocí jednoho vodiče. Mikroprocesor čte informaci o teplotě v podobě 12-bitového kódového slova. Po vyhodnocení a zpracování na analogovou veličinu je teplota přivedena na analogový vstup programovatelného automatu.

Chlazení soustavy zařizuje malý ventilátor s rozměry 50×50×10 mm. Napájecí napětí ventilátoru je 12 V. Tento ventilátor je řízen z PLC pomocí pulzně šířkové modulace (PWM) (Kintr, 2009).

1.1.3 Model č. 3 – Tepelná komora

Dalším modelem pro potřeby výuky je model tepelné komory. Celý model je na obr. 1.5.



Obr. 1.5 – Fotografie modelu č. 3 (Gregor, 2013)

Konstrukce modelu

Model je vyroben z podlouhlé krabičky, kde na protilehlých koncích krabičky byly udělány kulaté otvory. Z jedné strany byl umístěn ventilátor, který vytváří potřebný průtok vzduchu, na druhé straně byla umístěna mřížka, skrz kterou vystupuje ohřátý vzduch. Jako zdroj tepla byla doprostřed krabičky umístěna žárovka. Při průchodu krabičkou se vzduch ohřívá a vytváří se rozdíl teplot ΔT . Největší význam mají v tepelné komoře dvě teploty, teplota výstupního vzduchu a teplota žárovky. Tyto teploty můžeme přímo ovlivňovat otáčkami ventilátoru a výkonem přiváděným na žárovku.

Výkon žárovky a ventilátoru je regulován pomocí PWM modulace. Tyto impulzy jsou generovány v řídicí kartě MF 624 a zesíleny výkonovou elektronikou. Řídicí karta rovněž slouží také ke zpracování údajů o měřených teplotách a k vytvoření regulátoru.

Měření teploty v tepelné komoře zajišťují celkem 4 termočlánky typu K s kaptonovou izolací. První je umístěn na vstupu komory pro měření teploty vzduchu, který do komory vstupuje. Druhý je umístěn na výstupu komory pro měření teploty vzduchu, který z ní vystupuje. Třetí termočlánek je přímo nalepený na žárovce a měří její teplotu. Čtvrtým je podle potřeby měřena okolní teplota vzduchu (Gregor, 2013).

1.2 DYNAMICKÝ SYSTÉM

Dynamické systémy jsou takové systémy, u kterých se projevuje dynamika. Hodnoty výstupní veličiny dynamického systému nezávisí pouze na aktuálních hodnotách vstupní veličiny, ale i na jejích předchozích hodnotách. To znamená, že na výstupu se hodnota nemění ihned se změnou vstupní veličiny, ale po nějaké určité době.

Př.: Do topení se pustí (vstupní) výkon a topení se neohřeje ihned na požadovanou (výstupní) teplotu, ale až za nějakou dobu, během které bude teplota topení postupně narůstat (měnit se dynamicky).

Stav dynamického systému je definován jako minimální soubor veličin (proměnných), jejichž okamžitá hodnota poskytuje informaci o historii systému (stavu, ve kterém se systém nacházel), které při známém průběhu vstupů postačí k stanovení dalšího vývoje systému.

Dynamiku systémů lze popsat diferenciálními rovnicemi buď ve **vstupně-výstupní formě** (vnější tvar popisu), nebo ve **stavovém prostoru** (vnitřní tvar popisu) (Balátě, 2009).

1.3 SYSTÉMY A JEJICH VELIČINY

Systémem je myšlen reálný objekt, u kterého se sledují požadované veličiny. U systémů se podle interakce s okolím rozlišují následující skupiny veličin:

- **Vstupní** – závisí pouze na okolí systému (například do nádrže, kam přilíváme vodu, napříš z okolí) a způsobuje změny hodnot ostatních veličin systému (značí se u).
- **Výstupní** – mění veličiny zahrnuté v okolí systému (kromě teploty topení je měněna i teplota jeho okolí), značí se y .
- **Vnitřní (stavové)** – jsou takové veličiny, které jsou ovlivňovány vstupem a mají vliv na výstup.

Stav systému je popsán souborem **stavových veličin** (značených x), jejichž volba není jednoznačná. Jedná se například o stav výšky hladiny v nádrži, kdy je tato veličina zároveň i veličinou výstupní.

Př.: Při ohřevu látky v nádobě je vstupní veličinou příkon topného tělesa. Výstupní veličinou je teplota měřená snímačem v daném bodě. Stav systému odpovídá výstupní veličině, pouze pokud dochází k dokonalému promíchávání, tj. je zaručeno, že teplota je ve všech místech nádrže stejná (jedná se o soustavu se soustředěnými parametry), což lze technicky zaručit jen přibližně. V opačném případě stav nelze popsat konečným počtem proměnných,

protože je v každém bodě soustavy různá teplota (jedná se o soustavu s rozprostřenými parametry) (Balátě, 2009).

1.4 VSTUPNĚ-VÝSTUPNÍ (VNĚJŠÍ) TVAR POPISU

Vstupně-výstupní popis popisuje pouze závislost mezi vstupem a výstupem systému (nikoli jeho vnitřní stavy). Chování spojitého systému lze popsat lineární diferenciální rovnicí s konstantními koeficienty ve tvaru

$$\begin{aligned} a_n y^n + a_{n-1} y^{n-1} + \dots + a_1 \dot{y} + a_0 y &= \\ &= b_m u^m + b_{m-1} u^{m-1} + \dots + b_1 \dot{u} + b_0 u, \end{aligned} \quad (1.1)$$

kde a_i, b_j – časově nezávislé konstantní koeficienty,

y – výstupní veličina,

u – vstupní veličina.

Podmínka fyzikální realizovatelnosti říká, že nejvyšší stupeň derivace výstupní veličiny musí být větší nebo roven nejvyššímu stupni derivace vstupní veličiny

$$m \leq n. \quad (1.2)$$

Pokud by byl nejvyšší stupeň derivace vstupní veličiny větší, potom by docházelo k porušení kauzality, tedy že odezva systému by vznikala dříve (důsledek), než by do ní byla přivedena vstupní hodnota (příčina).

Pro zkrácený zápis derivace veličiny podle času se používá tzv. Newtonova notace ve tvaru

$$\dot{y} = \frac{dy}{dt}. \quad (1.3)$$

Pro systémy s více vstupy a výstupy (MIMO – Multiple Input Multiple Output) jsou získány soustavy diferenciálních rovnic, které lze vyjádřit maticově. Stejně tak lze maticově zapsat i jednorozměrové soustavy (SISO – Single Input Single Output). Pro obě varianty lze použít stavový tvar popisu systému (Balátě, 2009).

1.5 STAVOVÝ (VNITŘNÍ) TVAR POPISU

Na rozdíl od vnějšího popisu, kde je systém považován za černou skříňku, je ve stavovém prostoru systém popsán vnitřně pomocí stavových veličin. Stavová veličina charakterizuje stav soustavy.

Př.: Pro pohybující se kuličku je stavem její rychlost a poloha. Zrychlení kuličky není považováno za stavovou veličinu, protože je konstantní a necharakterizuje stav soustavy.

Stavový model pro lineární časově invariantní dynamický systém je ve tvaru

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{Ax} + \mathbf{Bu}, \quad (1.4)$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{Cx} + \mathbf{Du}, \quad (1.5)$$

kde $\dot{\mathbf{x}}$ – vektor derivovaných veličin,

\mathbf{x} – stavový vektor (informace o stavu systému),

\mathbf{u} – vektor vstupů,

\mathbf{y} – vektor výstupů,

\mathbf{A} – matice systému (počet stavů \times počet stavů),

\mathbf{B} – matice buzení (počet stavů \times počet vstupů),

\mathbf{C} – výstupní matice (počet výstupů \times počet stavů),

\mathbf{D} – matice převodu (počet výstupů \times počet vstupů).

Rovnice (1.4) se nazývá *stavová rovnice* a rovnice (1.5) se nazývá *výstupní rovnice*. Stavový vektor \mathbf{x} obsahuje stavové proměnné x_i , které obsahují informace o stavech (např. rychlost, poloha, ...) a stavový vektor je potom určen těmito dílčími stavy.

Pokud se jedná o jednorozměrový systém, potom vektor vstupu \mathbf{u} , vektor výstupu \mathbf{y} a matice převodu \mathbf{D} přecházejí ve skaláry (Balátě, 2009).

1.6 PŘENOS SPOJITÉHO SYSTÉMU

Přenos systému je definován jako poměr Laplaceova obrazu výstupní veličiny k Laplaceově obrazu vstupní veličiny při nulových počátečních podmínkách systému $y(0) = y'(0) = \dots = y^{(n-1)}(0) = 0$ a vstupního signálu $u(0) = u'(0) = \dots = u^{(m-1)}(0) = 0$.

Lineární diferenciální rovnici s konstantními koeficienty (1.1) lze transformovat pomocí pravidel Laplaceovy transformace

$$\begin{aligned} [a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + a_0] Y(s) = \\ = [b_m s^m + b_{m-1} s^{m-1} + \dots + b_1 s + b_0] U(s). \end{aligned} \quad (1.6)$$

Z rovnice (1.6) se zapíše přenos systému následovně:

$$G(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{b_m s^m + b_{m-1} s^{m-1} + \dots + b_1 s + b_0}{a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + a_0}. \quad (1.7)$$

Opět musí být splněna podmínka fyzikální realizovatelnosti systému (1.2).

Polynomy ve jmenovateli i v čitateli lze vyjádřit ve tvaru součinu kořenových činitelů

$$a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + a_0 = a_n (s - s_1) \dots (s - s_i) \dots (s - s_n), \quad (1.8)$$

$$b_m s^m + b_{m-1} s^{m-1} + \dots + b_1 s + b_0 = b_m (s - n_1) \dots (s - n_j) \dots (s - n_m), \quad (1.9)$$

kde s_i – kořeny jmenovatele ($i = 1, 2, \dots, n$),

n_j – kořeny čitatele ($j = 1, 2, \dots, m$),

a_i, b_j – konstantní koeficienty.

Kořeny jmenovatele se nazývají *póly*, kořeny čitatele se zase nazývají *nulovými body*.

Přenos systému může být vyjádřen pomocí pólů a nulových bodů ve tvaru

$$G(s) = \frac{b_m (s - n_1) \dots (s - n_j) \dots (s - n_m)}{a_n (s - s_1) \dots (s - s_i) \dots (s - s_n)}. \quad (1.10)$$

Záporně vzatým převráceným hodnotám reálných pólů a nul (nulových bodů) říkáme časové konstanty systému a označujeme časové konstanty čitatele $\tau_j = -\frac{1}{s_j}$ a časové konstanty jmenovatele $T = -\frac{1}{s_i}$ (Balátě, 2009).

1.7 POLOHA PÓLŮ A NUL PŘENOSU

Poloha pólů a nul se určuje z přenosu systému. Rozložením polynomu čitatele na součin kořenů jsou získány tzv. nuly přenosu. Rozložením polynomu jmenovatele na součin kořenů jsou získány tzv. póly. Nuly i póly mohou být reálné, komplexně sdružené nebo ryze imaginární.

$$\begin{aligned} G(s) &= \frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{b_m s^m + \dots + b_1 s + b_0}{a_n s^n + \dots + a_1 s + a_0} = \\ &= \frac{b_m (s - n_1) \dots (s - n_j) \dots (s - n_m)}{a_n (s - s_1) \dots (s - s_i) \dots (s - s_n)}. \end{aligned} \quad (1.11)$$

Pokud jsou póly reálné, tak přechodový děj systému je aperiodický. Komplexně sdružené póly způsobují, že je přechodový děj kmitavý. Jakmile jsou póly v počátku, přechodový děj systému má integrační charakter.

Pokud jsou nuly umístěny v počátku, tak představují derivační charakter. U pólů i nul závisí na jejich poloze v komplexní rovině. Pokud se nacházejí v levé polorovině, jsou to *stabilní póly i nuly* (jejich reálná část je záporná), pokud se nacházejí v pravé polorovině, jsou to *nestabilní póly i nuly* (jejich reálná část je kladná).

Čím dále jsou stabilní póly od imaginární osy, tím je přechodový děj více tlumen. Póly v pravé polorovině znamenají vždy nestabilní přechodový děj (Balátě, 2009).

1.8 CHARAKTERISTIKY DYNAMICKÉHO SPOJITÉHO SYSTÉMU

1.8.1 Přechodová funkce a přechodová charakteristika systému

Přechodová funkce $h(t)$ je odezva systému na jednotkový skok při nulových počátečních podmínkách.

Jednotkový (Heavisideův skok) je definován vztahem

$$u(t) = \eta(t) = \begin{cases} 1 & \text{pro } t \geq 0 \\ 0 & \text{pro } t < 0 \end{cases} \quad (1.12)$$

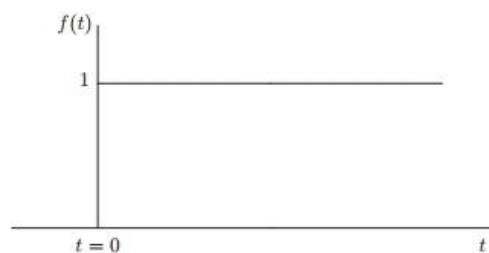
Laplaceův obraz jednotkového skoku je roven

$$L\{\eta(t)\} = L\{1(t)\} = \frac{1}{s} \quad (1.13)$$

Obraz přechodové funkce je roven

$$L\{h(t)\} = H(s) = G(s)U(s) = \frac{G(s)}{s} \quad (1.14)$$

Na obr. 1.6 je zobrazen jednotkový skok (Balátě, 2009).



Obr. 1.6 – Jednotkový skok (Balátě, 2009)

1.8.2 Impulzní funkce a impulzová charakteristika systému

Impulzní funkce $g(t)$ je odezva systému na jednotkový impulz při nulových počátečních podmínkách systému.

Jednotkový (Diracův) impulz je funkce, která je fyzikálně nerealizovatelná a je definována vztahy

$$\int_{-\infty}^{\infty} \delta(t) dt = 1 \quad \delta(t) = 0 \quad \text{pro } t \neq 0. \quad (1.15)$$

Laplaceův obraz Diracova impulzu je

$$L\{\delta(t)\} = 1. \quad (1.16)$$

Obraz impulzové funkce je

$$L\{g(t)\} = G(s)L\{\delta(t)\} = G(s). \quad (1.17)$$

a rovná se přenosu systému (Balátě, 2009).

1.8.3 Frekvenční přenos

Frekvenční přenos systému $G(j\omega)$ je získán z přenosu v Laplaceově transformaci dosazením $s \rightarrow j\omega$, takže z přenosu (1.7) bude frekvenční přenos ve tvaru

$$G(j\omega) = G(s)|_{s \rightarrow j\omega} = \frac{b_m(j\omega)^m + b_{m-1}(j\omega)^{m-1} + \dots + b_1j\omega + b_0}{a_n(j\omega)^n + a_{n-1}(j\omega)^{n-1} + \dots + a_1j\omega + a_0} \quad (1.18)$$

(Balátě, 2009).

1.9 IDENTIFIKACE REGULOVANÝCH SOUSTAV

Pro návrh regulačního obvodu je dobré znát přenosovou funkci systému, který má být regulován. K přesnému návrhu je potřeba znát diferenciální rovnici, která popisuje příslušné děje v systému. Následným zpracováním pomocí fyzikálně-matematické analýzy, která využívá reálná konstrukční a fyzikální data soustavy, se dospěje k matematickému modelu systému. Tento proces získání přenosové funkce systému se nazývá identifikace systému.

Obvykle je přenosová funkce vysokého řádu, proto se provádí její aproximace. Aproximací se přenosová funkce nahrazuje jednoduššími funkcemi.

Jednodušší forma identifikace přenosové funkce systému je prováděna měřením. Po proměření systému jsou vyhodnocovány přechodové a frekvenční charakteristiky, ze kterých

se obvykle přenosová funkce nahrazuje přenosem druhého řádu s dopravním zpožděním. Měřením nelze stanovit přesný matematický model systému.

1.9.1 Aproximace soustavou 1. řádu

Podobnost skutečné funkce a aproximace lze zajistit pouze pro velmi malé pásmo nízkých frekvencí. Aproximační přenosová funkce má tvar

$$G(s) = \frac{k_S}{T_1 s + 1}. \quad (1.19)$$

Pro zesilovací konstantu platí

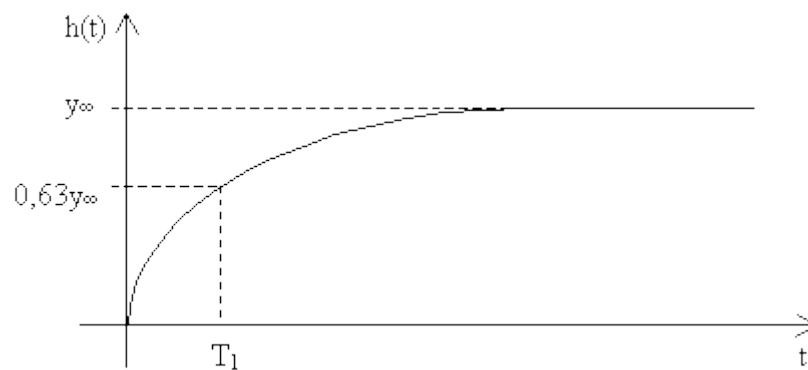
$$k_S = \frac{y(\infty) - y(0)}{u(\infty) - u(0)} = \frac{\Delta y}{\Delta u}, \quad (1.20)$$

kde $u(\infty)$ je ustálená hodnota vstupní veličiny,
 $u(0)$ je počáteční hodnota vstupní veličiny,
 $y(\infty)$ je ustálená hodnota výstupní veličiny,
 $y(0)$ je počáteční hodnota výstupní veličiny.

Časová konstanta T_1 je určena

$$T_1 = 0,63y(\infty) \quad (1.21)$$

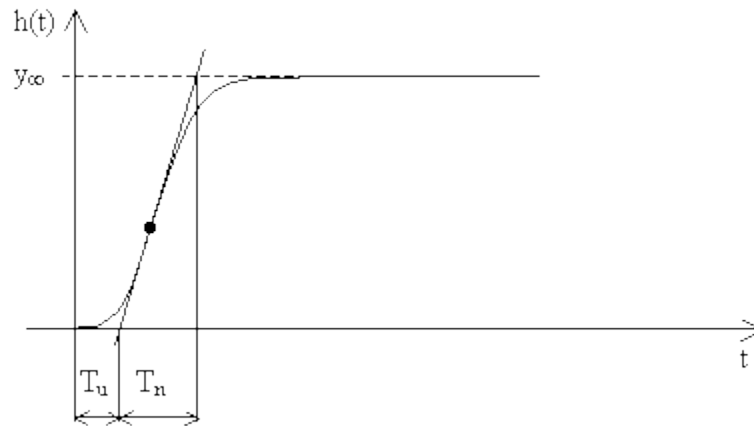
(Slovák, 2002).



Obr. 1.7 – Aproximace soustavou 1. řádu (Slovák, 2002)

1.9.2 Aproximace soustavou 2. řádu

Pro aproximaci soustavou druhého řádu je nutné určit z přechodové charakteristiky **dobu průtahu T_u** a **dobu náběhu T_n** . Tyto doby se určí tak, že k přechodové charakteristice je vedena tečna, která prochází inflexním bodem. Díky této tečně je možné určit dobu průtahu T_u a dobu náběhu T_n , viz obr. 1.8.



Obr. 1.8 – Aproximace soustavou 2. řádu (Slovák, 2002)

Jestliže pro poměr doby průtahu T_u a doby náběhu T_n platí

$$\frac{T_u}{T_n} \leq 0,1, \quad (1.22)$$

je vhodné použít aproximaci s různými časovými konstantami, v opačném případě se stejnými časovými konstantami. Náhradní přenosy pro aproximaci soustavou druhého řádu mají tvar

$$G(s) = \frac{k_S}{(T_1s + 1)(T_2s + 1)} \quad (1.23)$$

nebo

$$G(s) = \frac{k_S}{(Ts + 1)^2}. \quad (1.24)$$

Pro zesilovací konstantu platí

$$k_S = \frac{y(\infty) - y(0)}{u(\infty) - u(0)} = \frac{\Delta y}{\Delta u}, \quad (1.25)$$

kde $u(\infty)$ je ustálená hodnota vstupní veličiny,
 $u(0)$ je počáteční hodnota vstupní veličiny,
 $y(\infty)$ je ustálená hodnota výstupní veličiny,
 $y(0)$ je počáteční hodnota výstupní veličiny.

V rovnici přenosu se vyskytují další neznámé T_1 a T_2 . Tvar přechodové charakteristiky je závislý jednak na poměru obou konstant $\alpha = \frac{T_2}{T_1}$, tak i na velikosti jejich součtu $T_1 + T_2$. Bylo zjištěno, že čas t_1 , pro který platí $y(t_1) = 0,72y(\infty)$ je nezávislý na poměru α , ale jen na součtu $T_1 + T_2$ a platí pro něj

$$t_1 = 1,256(T_1 + T_2). \quad (1.26)$$

Čas t_2 , pro který platí

$$t_2 = 0,357(T_1 + T_2), \quad (1.27)$$

je nejvíce závislý na poměru

$$\alpha \Rightarrow t_2 = \frac{0,357}{1,256} t_1 = 0,284 t_1. \quad (1.28)$$

Vztah mezi $y(t_2)$ a poměrem α je dán v tab. 1.1.

Tab. 1.1 – Určení poměru časových konstant (Slovák, 2002)

| $y(t_2)$ | α | $y(t_2)$ | α |
|----------|----------|----------|----------|
| 0,30 | 0,000 | 0,22 | 0,183 |
| 0,29 | 0,023 | 0,21 | 0,219 |
| 0,28 | 0,043 | 0,20 | 0,264 |
| 0,27 | 0,063 | 0,19 | 0,322 |
| 0,26 | 0,084 | 0,18 | 0,403 |
| 0,25 | 0,105 | 0,17 | 0,538 |
| 0,24 | 0,128 | 0,16 | 1,000 |
| 0,23 | 0,154 | – | – |

Při aproximaci přenosem druhého řádu se stejnými časovými konstantami se vychází z polohy inflexního bodu přechodové charakteristiky, který má souřadnice t_i a $y(t_i) = y_i$ (Slovák, 2002).

1.9.3 Strejcova metoda identifikace

Při identifikaci proporcionálních nekmitavých (aperiodických) regulovaných soustav vyšších řádů se často používá *Strejcova metoda*. Tato metoda vede na náhradní přenos se stejnými časovými konstantami a dopravním zpožděním

$$G_s(s) = \frac{k_s}{(T_i s + 1)^i} e^{-T_{di}s}, \quad (1.29)$$

kde T_i je časová konstanta regulované soustavy i -tého řádu, T_{di} je dopravní zpoždění.

Z průběhu přechodové charakteristiky regulované soustavy se nejdříve přibližně (odhadem) určí hodnota dopravního zpoždění T'_d a na základě doby průtahu T_u a doby náběhu T_n se určí poměr

$$\frac{T_d - T'_d}{T_n}, \quad (1.30)$$

a v tab. 2.2 se najde nejbližší nižší hodnota poměru

$$\frac{T_u - T'_d - \Delta T'_d}{T_n} = \frac{T_u - T_{di}}{T_n}, \quad (1.31)$$

kteřá určí řád setrvačnosti regulované soustavy i , na základě vztahu (1.31) dopravní zpoždění $T_{di} = T'_d - \Delta T'_d$ a z 3. nebo 4. řádku tab. 1.2 odpovídající hodnotu časové konstanty T_i . Hodnota $\Delta T'_d$ je korekcí odhadnutého T'_d , které lze určit ze vztahu (1.31) a tabelovaných hodnot z tab. 1.2 (Balátě, 2009).

Tab. 1.2 – Tabulka pro Strejcovu metodu experimentální identifikace (Balátě, 2009)

| i | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 |
|----------------------------|---|-------|-------|-------|-------|-------|
| $\frac{T_u - T_{di}}{T_n}$ | 0 | 0,104 | 0,218 | 0,319 | 0,410 | 0,493 |
| $\frac{T_u - T_{di}}{T_i}$ | 0 | 0,282 | 0,805 | 1,425 | 2,100 | 2,811 |
| $\frac{T_n}{T_i}$ | 1 | 2,718 | 3,694 | 4,463 | 5,119 | 5,699 |

1.10 REGULÁTORY

Regulátorem je nazýváno zařízení v regulačním obvodu, kterým se uskutečňuje proces automatické regulace. Základní princip činnosti regulátoru je ve vyhodnocení regulační odchylky

$$e(t) = w(t) - y(t). \quad (1.32)$$

Regulační odchylka je vstupním signálem do regulátoru. Regulátor pracuje s regulační odchylkou podle toho, jak byl navržen. Výsledkem zpracování regulační odchylky je tzv. akční veličina $u(t)$. Cílem akční veličiny je odstranit regulační odchylku $e(t)$, nebo se snažit, aby byla co nejmenší.

Podle nositele signálu v regulátoru lze regulátory rozlišovat na regulátory elektrické, hydraulické, pneumatické a jiné. Podle průběhu výstupní veličiny se regulátory dělí na spojité a diskrétní. Spojité regulátory mají všechny prvky spojité v čase. Diskrétní regulátory jsou takové regulátory, které mají alespoň jeden prvek v diskrétní oblasti (Balátě, 2009).

1.11 SPOJITÉ REGULÁTORY

Hlavním typem spojitých regulátorů jsou PID regulátory. PID regulátory jsou z historického hlediska prvním typem regulátorů a dodnes se nepřestávají využívat ve velkém. Tyto regulátory jsou složeny ze tří částí:

- proporcionální složky P – akční veličina je přímo úměrná odchylce $e(t)$,
- integrační složky I – akční veličina se zvětšuje nebo zmenšuje, dokud není regulační odchylka trvale odstraněna,
- derivační složky D – akční veličina je úměrná rychlosti změny regulační odchylky.

Účinky jednotlivých složek se sčítají a vytvářejí se jejich různé kombinace (PID, PI, PD, P, I). V dnešní době je již základem PID regulátoru počítač, takže pracují diskrétně (Macháček, 2015).

1.11.1 Dynamické vlastnosti PID regulátorů

Nejpoužívanějším typem regulátoru je PID, jehož dynamické chování popisuje pohybová rovnice

$$u(t) = r_0 e(t) + r_{-1} \int_0^t e(t) dt + r_1 \frac{de(t)}{dt}, \quad (1.33)$$

kde $r_0 e(t)$ je proporcionální složka regulátoru,
 $r_{-1} \int_0^t e(t) dt$ je integrační složka regulátoru,
 $r_1 \frac{de(t)}{dt}$ je derivační složka regulátoru.

Provedením Laplaceovy transformace rovnice (1.33) je získán nejpoužívanější tvar přenosové funkce PID regulátoru

$$G_R(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = r_0 + \frac{r_{-1}}{s} + r_1 s = r_0 \left(1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s \right), \quad (1.34)$$

kde r_0 – proporcionální konstanta regulátoru,
 r_{-1} – integrační konstanta regulátoru,
 r_1 – derivační konstanta regulátoru,
 $r_0 = k_R$ – zesílení analogového regulátoru,
 $T_I = \frac{r_0}{r_{-1}}$ – integrační časová konstanta regulátoru,
 $T_D = \frac{r_1}{r_0}$ – derivační časová konstanta regulátoru.

Jakmile je kterákoliv z konstant r_0, r_{-1}, r_1 rovna nule, jsou získány různé varianty regulátorů, např. PI, PD, P, I (Balátě, 2009).

1.11.2 Stavitelné parametry regulátorů

U regulátorů se nastavují tzv. stavitelné parametry, kterými se určuje vliv jednotlivých složek regulátoru, a sice s:

- pp – pásmem proporcionality,
- $T_I = \frac{r_0}{r_{-1}}$ – integrační časovou konstantou,
- $T_D = \frac{r_1}{r_0}$ – derivační časovou konstantou.

Pásmo proporcionality – pp , %

$$pp = \frac{1}{r_0} 100, \quad (1.35)$$

kde $r_0 = k_R$ je zesílení regulátoru.

Pásmo proporcionality určuje, o jakou hodnotu, vyjádřenou v procentech, se musí změnit regulační odchylka, aby se akční člen přestavil z jedné krajní polohy do druhé (změnil polohu z 0 na 100% nebo naopak).

Integrační časová konstanta – T_I , s

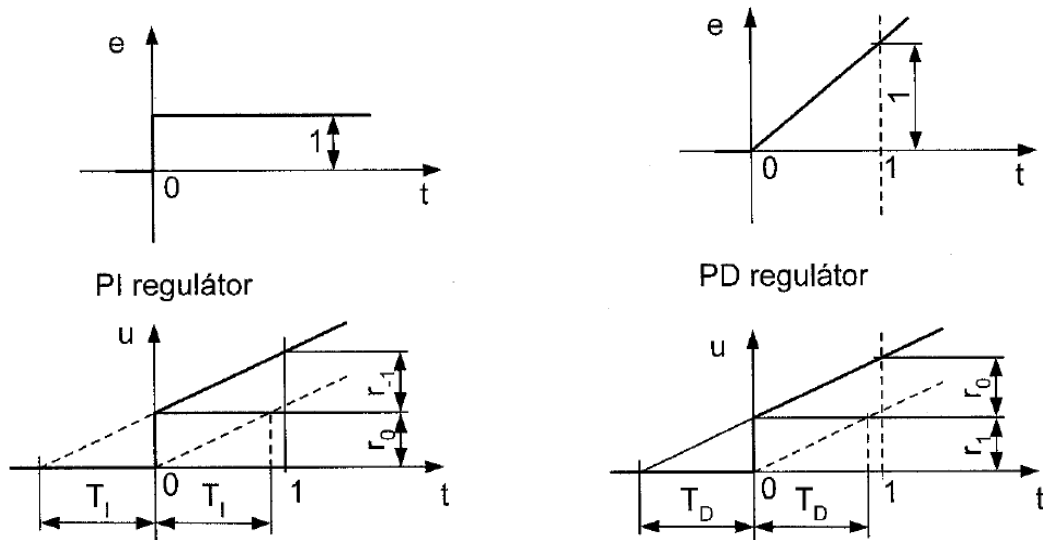
$$T_I = \frac{r_0}{r_{-1}}. \quad (1.36)$$

Integrační časová konstanta je čas, který by potřeboval čistě integrační regulátor, aby přestavil akční člen do polohy, které dosáhne PI regulátor v čase $t = 0$ vlivem své proporcionální složky.

Derivační časová konstanta – T_D , s

$$T_D = \frac{r_1}{r_0}. \quad (1.37)$$

Derivační časová konstanta je čas, který by potřeboval čistě proporcionální regulátor, aby přestavil akční člen (výstupní signál) do polohy, které dosáhne PD regulátor v čase $t = 0$ vlivem své derivační složky (Balátě, 2009).



Obr. 1.9 – Přejchodová charakteristika PI regulátoru (Balátě, 2009) Obr. 1.10 – Odezva na jednotkovou rychlost PD regulátoru (Balátě, 2009)

1.11.3 Charakteristika činnosti spojitých regulátorů

P regulátor – tento regulátor pouze zesiluje regulační odchylku, v uzavřeném regulačním obvodu se ustálí s trvalou regulační odchylkou při regulaci proporcionálních soustav. Má dobré stabilní vlastnosti.

I regulátor – tento regulátor umožňuje odstranění regulační odchylky. Regulační pochod se ustálí tehdy, kdy regulační odchylka $e(t) = 0$. Regulátor I se dá použít na systémy, kde poruchy nejsou příliš časté nebo tam, kde regulovaná soustava disponuje velkou setrvačností.

D regulátor – ideální regulátor typu D nelze realizovat. Pokud by byla regulační odchylka konstantní, měl by nulový přenos. Proto se využívá v kombinaci s regulátorem P nebo I, kdy v této kombinaci zrychluje regulaci a zvyšuje stabilitu.

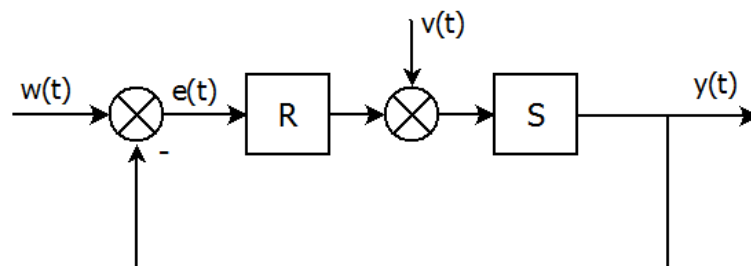
PI regulátor – tento regulátor vznikne kombinací regulátoru P a I. Odstraňuje nevýhodu samotného regulátoru P, který reguluje s trvalou regulační odchylkou. V kombinaci s I regulátorem v uzavřeném regulačním obvodu odstraňuje trvalou regulační odchylku. Zlepšuje stabilní vlastnosti vzhledem k použití čistě I regulátoru.

PD regulátor – tento regulátor vznikne kombinací regulátoru P a D. V této kombinaci D složka zlepšuje stabilní vlastnosti regulačního obvodu oproti P regulátoru. Je tedy možné pracovat s vyšším zesílením regulátoru a tedy menší trvalou regulační odchylkou vzhledem k použití čistě P. Regulační odchylka není úplně odstraněna, pouze ji zmenšuje.

PID regulátor – tento regulátor vznikne kombinací všech tří regulátorů P, I a D. PID regulátor odstraňuje vlivem I složky trvalou regulační odchylku a vlivem D složky zlepšuje stabilní vlastnosti regulačního obvodu (Balátě, 2009).

1.12 REGULAČNÍ OBVOD

Regulační obvod vznikne připojením regulátoru k regulované soustavě. Vstupní veličinou je hodnota, kterou má regulátor sledovat, ta se nazývá žádaná hodnota $w(t)$. Vstupní veličinou ovšem není pouze žádaná hodnota $w(t)$, ale také různé poruchové veličiny $v(t)$, které mohou vstupovat do regulačního obvodu na různých místech. Výstupní veličina regulačního obvodu je regulovaná veličina $y(t)$. Rozdíl regulované veličiny $y(t)$ a žádané hodnoty $w(t)$ vytváří regulační odchylku $e(t)$, která je vstupním signálem regulátoru. Regulační obvod je na obr. 1.11.



Obr. 1.11 – Regulační obvod (Balátě, 2009)

Vyloučením všech veličin kromě vstupních a výstupních je získán Laplaceův obraz rovnice uzavřeného regulačního obvodu při působení poruchy a řízení

$$Y(s)[1 + G_R(s)G_S(s)] = G_S(s)V(s) + G_R(s)G_S(s)W(s), \quad (1.38)$$

z které lze určit následující přenosy:

- pro podmínku $v(t) = 0$ **přenos řízení**

$$G_W(s) = \frac{Y(s)}{W(s)} = \frac{G_R(s)G_S(s)}{1 + G_R(s)G_S(s)}, \quad (1.39)$$

- pro podmínku $w(t) = 0$ **přenos poruchy**

$$G_V(s) = \frac{Y(s)}{V(s)} = \frac{G(s)}{1 + G_R(s)G_S(s)}, \quad (1.40)$$

- **odchylkový přenos řízení**

$$G_{EW}(s) = \frac{E(s)}{W(s)} = \frac{1}{1 + G_R(s)G_S(s)}, \quad (1.41)$$

- **odchylkový přenos poruchy**

$$G_{EV}(s) = \frac{E(s)}{V(s)} = \frac{G(s)}{1 + G_R(s)G_S(s)}. \quad (1.42)$$

Jak lze vidět, všechny čtyři odvozené přenosy (1.39, 1.40, 1.41, 1.42) mají stejný jmenovatel. Pokud se za $G_R(s)$ a $G(s)$ dosadí konkrétní přenosy, tak následnou úpravou je získán tzv. **charakteristický polynom**. Položí-li se rovno nule, obdrží se **charakteristická rovnice uzavřeného regulačního obvodu** bez působení řízení a poruch

$$a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s^1 + a_0 = 0. \quad (1.43)$$

1.13 SEŘÍZENÍ PID REGULÁTORU PODLE ZNALOSTI PCH REGULOVANÉ SOUSTAVY

Při návrhu regulátoru lze postupovat tak, že se ze změřené přechodové charakteristiky regulované soustavy se určí doba průtahu T_u , doba náběhu T_n a zesílení soustavy k_s . Optimální hodnoty stavitelných parametrů regulátoru jsou uvedeny v tab. 1.3.

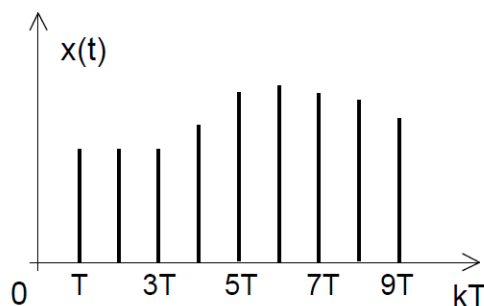
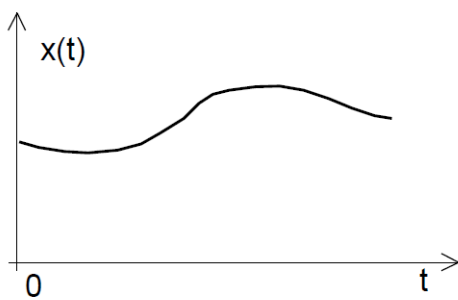
Tab. 1.3 – Optimální hodnoty stavitelných parametrů regulátoru (Balátě, 2009)

| Typ | r_0 | T_I | T_D |
|-----|--------------------------------------|----------|-----------|
| P | $\frac{T_n}{T_u} \frac{1}{k_S}$ | – | – |
| PI | $0,9 \frac{T_n}{T_u} \frac{1}{k_S}$ | $3,5T_u$ | – |
| PD | $1,2 \frac{T_n}{T_u} \frac{1}{k_S}$ | – | $0,25T_u$ |
| PID | $1,26 \frac{T_n}{T_u} \frac{1}{k_S}$ | $2T_u$ | $0,5T_u$ |

1.14 DISKRÉTNÍ ŘÍZENÍ

Diskrétní řízení je realizováno řídicími počítači. Diskrétní řízení se vyznačuje v porovnání se spojitým řízením vyšší statickou dlouhodobou přesností, menší citlivostí na elektromagnetické rušení a necitlivostí ke změnám teploty.

Spojitý signál je popsán spojitou funkcí času, takže v každém časovém okamžiku je možné určit jeho hodnotu (obr. 1.12). Vzorkováním spojitého signálu v diskrétních časových intervalech se získá diskrétní (vzorkovaný) signál (obr. 1.13) (Skalický, 2002).

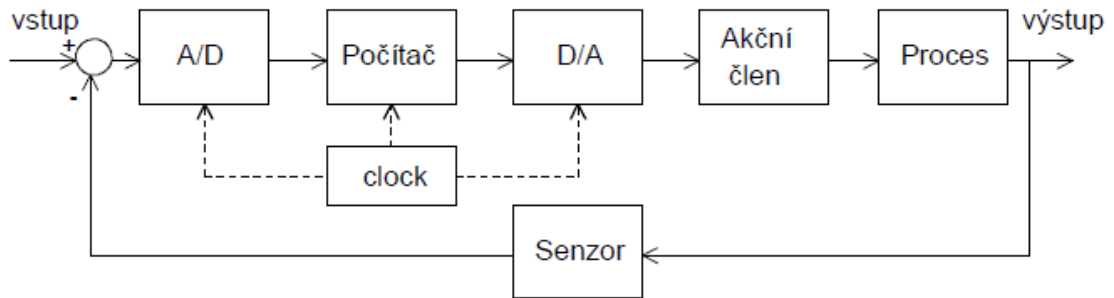


Obr. 1.12 – Spojitý sig. (Skalický, 2002)

Obr. 1.13 – Diskrétní sig. (Skalický, 2002)

1.14.1 Popis diskrétního regulačního obvodu

Regulovanou soustavou bývá nejčastěji spojitá dynamická soustava nebo nějaký technologický proces. Do regulované soustavy vstupuje akční veličina, která může být spojitá, nebo diskrétní. Základním prvkem ve struktuře diskrétního řízení je číslicový počítač ve funkci diskrétního regulátoru v reálném čase (obr. 1.14).



Obr. 1.14 – Blokové schéma diskrétního řízení (Skalický, 2002)

Pokud je výstup senzoru i žádaná hodnota digitální, není potřeba A/D převodník na vstupu do počítače (Skalický, 2002).

1.14.2 Z-transformace

Z-transformace je matematický nástroj pro analýzu a syntézu diskrétních soustav, stejně jako je Laplaceova transformace nástroj pro analýzu a syntézu soustav spojitých.

Dynamické vlastnosti diskrétních soustav jsou popsány diferenčními rovnicemi. Odezva diskrétní soustavy na vstupní signál je získána řešením těchto diferenčních rovnic. Použitím Z-transformace se převedou diferenční rovnice na rovnice algebraické, snadno řešitelné, řešení se pak zpětně převede užitím zpětné Z-transformace (Skalický, 2002).

1.14.3 Diferenční rovnice systému

Podobně jako u spojitých systémů, i u diskrétních systémů existuje několik možností způsobu vnějšího popisu chování, které vyjadřují vztah mezi diskrétní výstupní veličinou $y(kT)$, a diskrétní vstupní veličinou $u(kT)$ systému.

Pro popis vlastností dynamického systému lze použít např. diferenční rovnici v rekurentním tvaru (1.44) spolu s počátečními podmínkami, tedy

$$\begin{aligned} a_n y[(k+n)T] + \dots + a_1 y[(k+1)T] + a_0 y(kT) = \\ = b_m u[(k+m)T] + \dots + b_1 u[(k+1)T] + b_0 u(kT), \end{aligned} \quad (1.44)$$

$$y(0), y(T), \dots, y[(n-1)T]; \quad u(0), u(T), \dots, u[(m-1)T]. \quad (1.45)$$

Aby diferenční rovnice (1.44) popisovala nějaký reálný systém, musí být splněna tzv. podmínka fyzikální realizovatelnosti

$$m \leq n. \quad (1.46)$$

Pro popis chování dynamického systému se rovněž používá modifikace diferenční rovnice (1.44) a to ve tvaru

$$\begin{aligned} a_n y(kT) + a_{n-1} y[(k-1)T] + \dots + a_0 y(kT) = \\ = b_m u(kT) + b_{m-1} u[(k-1)T] + \dots + b_0 u[(k-m)T]. \end{aligned} \quad (1.47)$$

Počáteční podmínky zůstávají stejné jako u (1.44).

1.14.4 Diskrétní přenos

Po Z-transformaci diferenční rovnice (1.44) spolu s počátečními podmínkami (1.45) bude mít tvar algebraické rovnice

$$\begin{aligned} (a_n z^n + \dots + a_1 z + a_0) Y(z) - L(z) = \\ = (b_m z^m + \dots + b_1 z + b_0) U(z) - R(z), \end{aligned} \quad (1.48)$$

kde $Y(z)$ – obraz diskretního výstupního signálu,

$U(z)$ – obraz diskretního vstupního signálu,

$L(z)$ – mnohočlen nejvýše n -tého stupně určený počátečními podmínkami levé strany diferenční rovnice,

$R(z)$ – mnohočlen nejvýše m -tého stupně určený počátečními podmínkami pravé strany diferenční rovnice.

Z algebraické rovnice (1.48) se následně určí obraz diskretního výstupního signálu

$$Y(z) = G(z)U(z) + G_p(z), \quad (1.49)$$

kde racionální lomená funkce $G(z)$ je tzv. diskretní přenos v kladných mocninách z^n ve tvaru

$$G(z) = \frac{M(z)}{N(z)} = \frac{b_m z^m + \dots + b_1 z + b_0}{a_n z^n + \dots + a_1 z + a_0}, \quad n \geq m \quad (1.50)$$

a

$$G_p(z) = \frac{L(z) - R(z)}{N(z)} \quad (1.51)$$

je racionální lomená funkce určená počátečními podmínkami.

Výsledný diskretní přenos systému je tedy ve tvaru

$$G(z) = \frac{Y(z)}{U(z)} = \frac{M(z)}{N(z)} \quad (1.52)$$

a je získán za předpokladu nulových počátečních podmínek.

Modifikace Z-přenosu $G(z)$ rovnice (1.50) v záporných mocninách z^{-n} má tvar

$$G(z) = \frac{Y(z)}{U(z)} = \frac{(b_m + b_{m-1}z^{-1} + \dots + b_1z^{-m+1} + b_0z^{-m})z^{-n+m}}{a_n + a_{n-1}z^{-1} + \dots + a_1z^{-n+1} + a_0z^{-n}}. \quad (1.53)$$

Oba způsoby zápisu diskretního popisují jednoznačné vlastnosti daného diskretního lineárního dynamického systému při splnění nulových počátečních podmínek (Balátě, 2009).

1.15 ALGEBRAICKÁ (POLYNOMIÁLNÍ) TEORIE ŘÍZENÍ

PID regulátory se vyznačují tím, že mají pevně danou strukturu přenosu. Navrhují se u nich stavitelné parametry jednotlivých složek (r_0, T_I, T_D). Každá kombinace P, I a D regulátoru má určitý tvar rovnice. Obecně je ale možné vytvořit regulátor, který má přenosovou funkci v libovolném tvaru a s libovolnými parametry. Návrh regulátoru potom spočívá v určení struktury regulátoru (stupně polynomu) a stanovení koeficientů těchto polynomů. Tento postup umožňuje návrh regulátoru s určitými vlastnostmi, jako např. ustálení regulačního pochodu za konečný počet kroků regulace, omezení akční veličiny apod. Jedním z možných přístupů k navrhování jiných typů regulátorů, než jsou PID, je algebraická teorie řízení. Tato teorie řízení se dá aplikovat na spojité i diskretní soustavy.

Algebraická teorie řízení vychází z aparátu metod lineární algebry. Hlavním nástrojem pro popis přenosů jsou polynomy. Polynomy jsou vyjádřené posloupností čísel, které se nazývají koeficienty polynomu.

Aby bylo možné regulátor realizovat, musí být splněna tzv. kauzalita. To znamená, že stupeň polynomu v čitateli je menší, než stupeň polynomu ve jmenovateli. Signály jsou brány jako nekonečné posloupnosti čísel – mocninné řady. Mocnina u čísla vyjadřuje pořadí v posloupnosti.

Syntéza regulátorů spočívá v řešení lineárních **polynomiálních diofantických rovnic** v obecném tvaru

$$AX + BY = C, \quad (1.54)$$

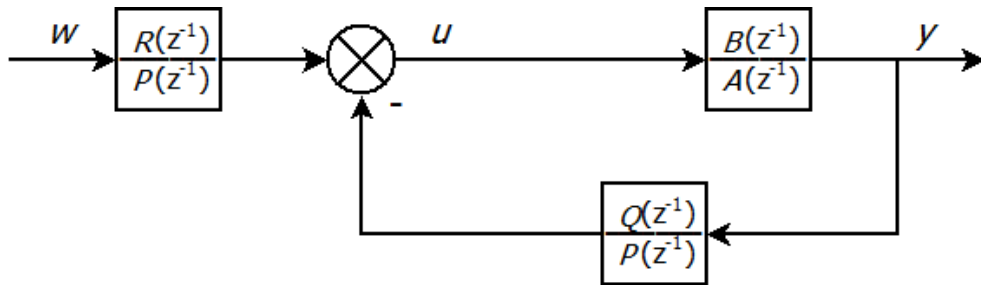
kde jsou známé polynomy A, B a C . Rovnice je řešitelná, pokud společný dělitel polynomů A a B současně dělí i polynom C . Je-li partikulární řešení X_0, Y_0 , potom obecné řešení je ve tvaru

$$X = X_0 + BZ, \quad (1.55)$$

$$Y = Y_0 - AZ,$$

kde Z je libovolný stabilní polynom. Po dosazení (1.55) do (1.54) lze zjistit, že polynom vypadne. Výběrem polynomu Z se mohou zadávat požadavky na řešení rovnice.

Návrh diskrétního regulátoru bude odvozen z obecného blokového schématu uzavřeného regulačního obvodu s regulátorem se dvěma stupni volnosti.



Obr. 1.15 – Regulátor se dvěma stupni volnosti (Macháček, 2015)

Z obr 1.15 vyplývají následující vztahy (pro nulové počáteční podmínky):

$$Y(z^{-1}) = \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})} U(z^{-1}), \quad (1.56)$$

$$U(z^{-1}) = \frac{R(z^{-1})}{P(z^{-1})} W(z^{-1}) - \frac{Q(z^{-1})}{P(z^{-1})} Y(z^{-1}). \quad (1.57)$$

Dosazením za $U(z^{-1})$ z rov. (1.57) do rovnice (1.56) a po úpravě je obraz regulované veličiny roven

$$Y(z^{-1}) = \frac{B(z^{-1})R(z^{-1})}{A(z^{-1})P(z^{-1}) + B(z^{-1})Q(z^{-1})} W(z^{-1}). \quad (1.58)$$

Opačným postupem, když se z rovnice (1.57) vyloučí $Y(z^{-1})$, lze odvodit výraz pro akční signál na vstupu soustavy:

$$U(z^{-1}) = \frac{A(z^{-1})R(z^{-1})}{A(z^{-1})P(z^{-1}) + B(z^{-1})Q(z^{-1})} W(z^{-1}). \quad (1.59)$$

Regulátory se navrhují především tak, aby uzavřený regulační obvod byl stabilní. Toho se docílí, že charakteristická rovnice uzavřeného regulačního pochodu (jmenovatele přenosu) má pouze stabilní kořeny – póly, které leží uvnitř jednotkové kružnice, tzn.

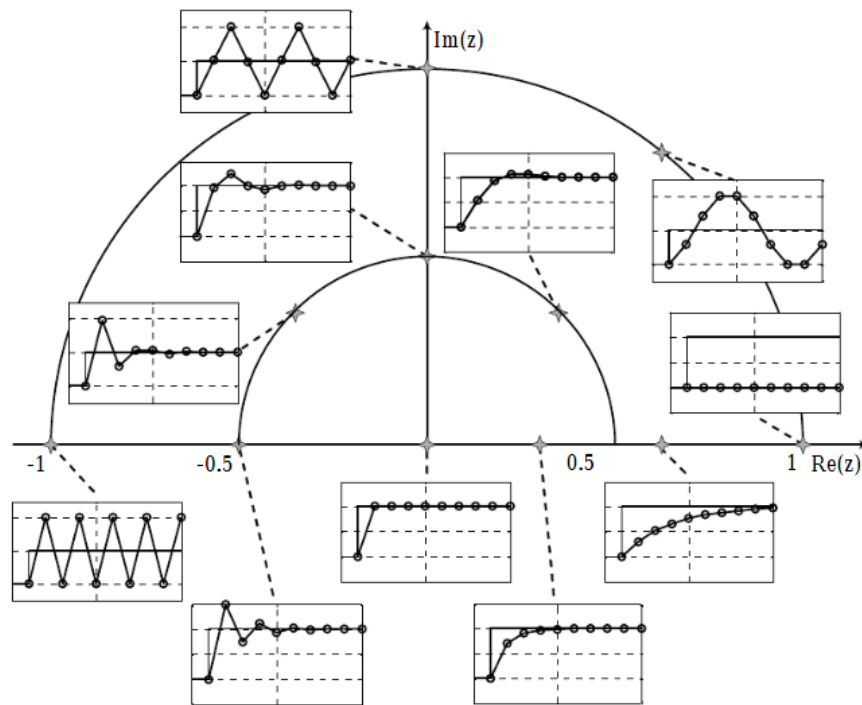
$$|z_i| < 1, \quad i = 1, 2, \dots, n, \quad (1.60)$$

kde n je počet kořenů (Macháček, 2015).

1.15.1 Pole Placement

Jedna z metod algebraické teorie řízení je založena na přiřazení pólů uzavřeného regulačního obvodu tak, aby charakteristický polynom měl předem zvolené póly. Mimo požadavku na stability je možné vhodnou volbou pólů získat požadovaný průběh přechodového děje uzavřeného regulačního obvodu, jako např. maximální překmit, tlumení, doba kmitu apod.

Poloha pólů v diskrétních přenosech ovlivňuje přechodovou charakteristiku podle obr 1.16. Je nutné, aby póly byly voleny uvnitř jednotkové kružnice, aby byla dodržena podmínka stability. Odezva na skokovou změnu se zrychluje, pokud se póly blíží ke středu kružnice. V levé polovině kruhu odezvy kmitají.



Obr. 1.16 – PCH diskrétního regulačního obvodu pro různou polohu pólů
(Macháček, 2015)

Odvození rovnic pro výpočet parametrů regulátoru vychází z charakteristického polynomu přenosu regulátoru s dvěma stupni volnosti. Charakteristický polynom se dá do rovnosti s polynomem $D(z^{-1})$, který zvolenými póly definuje požadovaný průběh přechodového děje:

$$A(z^{-1})P(z^{-1}) + B(z^{-1})Q(z^{-1}) = D(z^{-1}). \quad (1.61)$$

Pokud platí pro (1.61) rovnice

$$\partial D(z^{-1}) \leq \partial A(z^{-1}) + \partial B(z^{-1}) - 1, \quad (1.62)$$

jsou vztahy pro určení minimálního stupně polynomů $P(z^{-1})$ a $Q(z^{-1})$ následující:

$$\partial P(z^{-1}) = \partial B(z^{-1}) - 1 \quad (1.63)$$

$$\partial Q(z^{-1}) = \partial A(z^{-1}) - 1$$

Pravá strana rovnice (1.62) představuje stupeň prvního nebo druhého součinu polynomů z rovnice (1.61)

$$\partial[A(z^{-1})P(z^{-1})] = \partial A(z^{-1}) + \partial P(z^{-1}) = \partial A(z^{-1}) + \partial B(z^{-1}) - 1 \quad (1.64)$$

nebo

$$\partial[B(z^{-1})Q(z^{-1})] = \partial B(z^{-1}) + \partial Q(z^{-1}) = \partial B(z^{-1}) + \partial A(z^{-1}) - 1. \quad (1.65)$$

Jestliže není podmínka (1.63) splněna, nelze jednoznačně určit stupně polynomů $P(z^{-1})$ a $Q(z^{-1})$. V tomto případě musí platit alespoň jedna ze dvou následujících rovnic:

$$\partial P(z^{-1}) = \partial D(z^{-1}) - \partial A(z^{-1}), \quad (1.66)$$

$$\partial Q(z^{-1}) = \partial D(z^{-1}) - \partial B(z^{-1}) \quad (1.67)$$

aby bylo možné řešit diofantickou rovnicí (1.61).

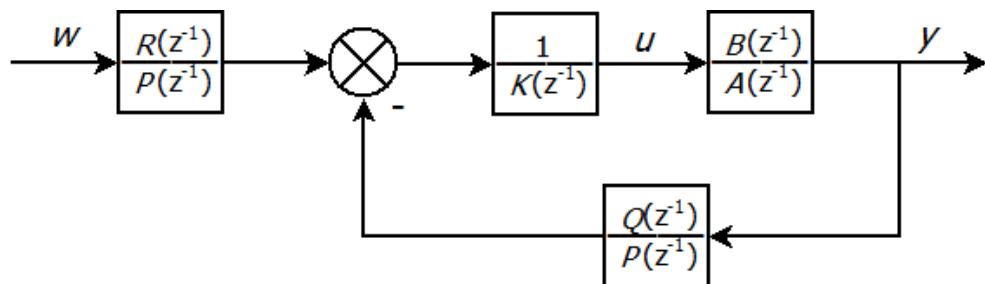
Polynom $R(z^{-1})$ je tvořen koeficientem r_0 , který se vypočítá podle následujícího vzorce:

$$r_0 = \frac{D(1)}{B(1)} = \frac{1 + d_1 + \dots + d_m}{b_1 + b_2 + \dots + b_n}. \quad (1.68)$$

Nevýhodou regulátoru se dvěma stupni volnosti podle obr. 1.15 je ta, že když regulovaná soustava nemá integrační charakter, tak reguluje s trvalou regulační odchylkou. Aby se odstranila trvalá regulační odchylka, přidává se do série s regulátorem člen s přenosem $1/K(z^{-1})$, díky kterému získá regulátor integrační charakter, kde

$$K(z^{-1}) = 1 - z^{-1}. \quad (1.69)$$

Regulační obvod potom vypadá jako na obr. 1.17.



Obr. 1.17 – Regulátor se dvěma stupni volnosti a sumačním členem
(Macháček, 2015)

V tomto případě, pokud se využívá polynom $K(z^{-1})$, má charakteristický polynom tvar

$$A(z^{-1})K(z^{-1})P(z^{-1}) + B(z^{-1})Q(z^{-1}) = D(z^{-1}). \quad (1.70)$$

Rovněž je změněna i podmínka (1.62) na tvar

$$\partial D(z^{-1}) \leq \partial A(z^{-1}) + \partial B(z^{-1}). \quad (1.71)$$

Dále je změněn i výpočet minimálního stupně polynomu $Q(z^{-1})$ podle (1.63) a to na tvar

$$\partial Q(z^{-1}) = \partial A(z^{-1}) + \partial K(z^{-1}) - 1 = \partial A(z^{-1}) \quad (1.72)$$

Obsahuje-li regulátor polynom $K(z^{-1})$, je možné koeficient r_0 také počítat ze vztahu

$$r_0 = Q(1) = q_0 + q_1 + \dots + q_k. \quad (1.73)$$

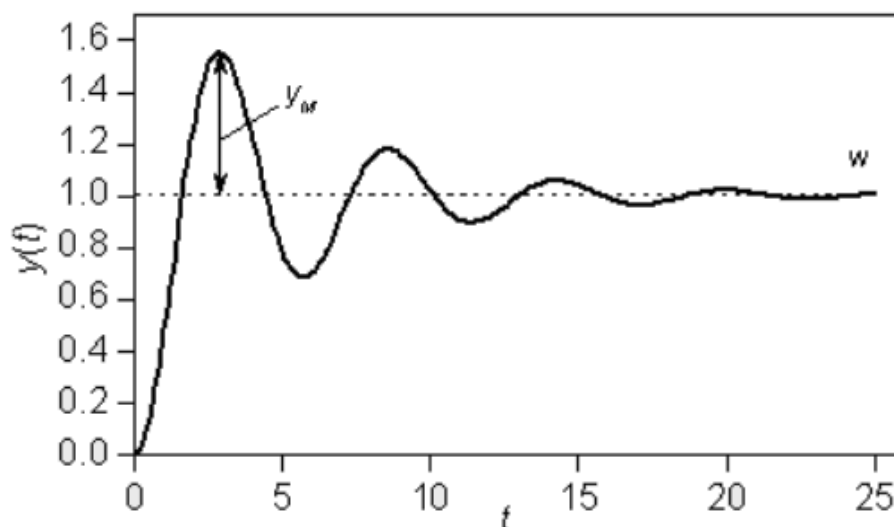
Průběh regulačního pochodu ovlivňují nejen zvolené póly, ale i nuly v čitateli výsledného přenosu, které závisí na použité metodě výpočtu regulátoru. Stabilní póly sice zajistí stabilitu uzavřeného regulačního obvodu, ale ne vždy i požadované vlastnosti odezvy, jako např. velikost překmitu, či dobu ustálení (Macháček, 2015).

1.16 KVALITA REGULACE

Kritérium podle maximálního přeregulování

Jako maximální přeregulování je brána výška překmitu regulované veličiny nad hodnotu žádané hodnoty, ke které dochází v první fázi řízení. Toto kritérium je na obr. 1.18. Maximální přeregulování je vyjadřováno v procentech pomocí veličiny definované jako

$$\sigma = \frac{y_m}{w}, \% \quad (1.74)$$



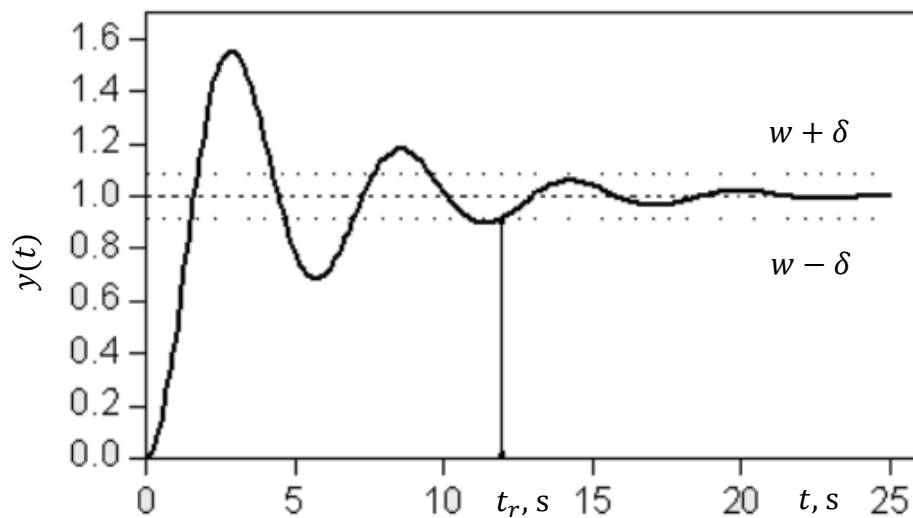
Obr. 1.18 – Maximální přeregulování (Dostál, 2006)

Kritérium podle doby regulace

Za dobu regulace t_r je považován čas, ve kterém regulovaná veličina přejde do ohraničeného pásma v okolí své žádané hodnoty a již toto pásmo neopustí. Toto kritérium je znázorněno na obr. 1.19:

$$t > t_r: w - \delta \leq y(t) \leq w + \delta. \quad (1.75)$$

Hodnota δ je nejčastěji volena jako 0,05 nebo 0,02 z žádané veličiny.



Obr. 1.19 – Doba regulace (Dostál, 2006)

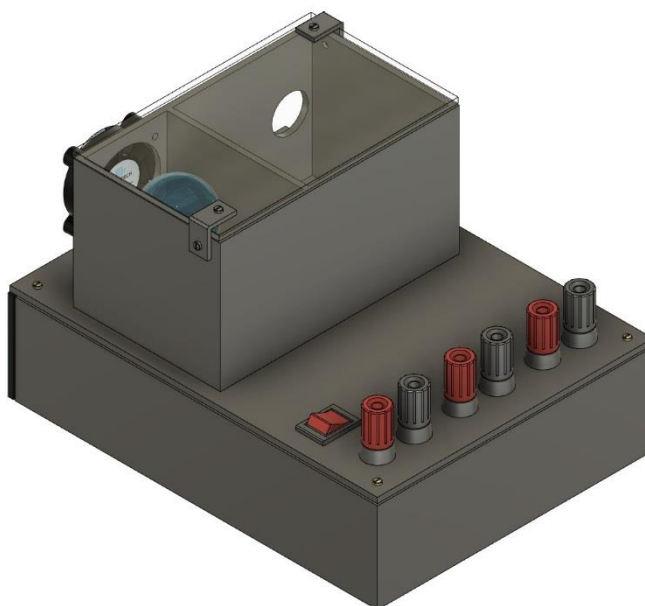
Další kritéria vyhodnocení kvality regulace jsou uvedeny v (Dostál, 2006).

2 NÁVRH MODELU

2.1 KONSTRUKCE

Se stále vyvíjecím se oborem 3D tisku bylo rozhodnuto, že konstrukce modelu bude vytištěna na 3D tiskárně. Jelikož hlavní součástí modelu je autožárovka, bylo potřeba zvolit rozumné rozměry modelu tak, aby žárovka dokázala ohřívat okolní vzduch. S teplotou žárovky taktéž souvisí výběr správného materiálu pro 3D tisk. Z hlediska požadavků na pevnost a tepelnou odolnost byl vybrán materiál PETG, který disponuje právě zmíněnou vysokou tepelnou odolností.

Model se skládá celkem ze 4 dílů. Jako první je spodní díl modelu. Na spodním dílu je rozmístěna a připevněna řídicí elektronika. Jako druhý díl je vrchní díl modelu. Na vrchním dílu modelu jsou vytištěny dvě komory. V jedné se nachází montážní otvor pro žárovku a malý ventilátor. V druhé komoře je umístěn teplotní senzor, který měří aktuální teplotu v komoře. Na přední části vrchního dílu jsou vytisknuty otvory pro panelové zdířky pro přívod napájení, analogový vstup a analogový výstup modelu. Jako třetí díl je zadní kryt. Čtvrtým dílem je průhledné plexisklo, přes které lze pozorovat, jak se mění výkon žárovky. Výkresy jednotlivých dílů jsou ukázány v příloze C.



Obr. 2.1 – Model vytvořené tepelné soustavy

2.2 AKČNÍ ČLEN

Jako akční člen modelu dynamické spojité soustavy byla vybrána běžná autožárovka. Tato autožárovka má výkon 21 W. Napájecí napětí žárovky je 12 V. Žárovka zastává funkci topného tělesa a ohřívá okolní vzduch.

2.3 CHLAZENÍ

Aby se ohřátý vzduch dostal z jedné komory do druhé, je zde umístěn malý ventilátor, který žene ohřátý vzduch do druhé komory, kde se měří teplota. Je zde použit malý ventilátor o rozměrech 40×40×10 mm. Napájecí napětí ventilátoru je 12 V.

2.4 ŘÍDICÍ ELEKTRONIKA

Srdcem celého modelu byla zvolena vývojová platforma Arduino, konkrétně model Arduino UNO Rev3. Arduino je otevřená (open source) elektronická platforma, založena na uživatelsky jednoduchém hardwaru a softwaru. Hlavní výhodou Arduino platformy je jednoduchost použití, obrovské množství kompatibilního hardwaru a Arduino shieldů.



Obr. 2.2 – Arduino UNO Rev3 (Arduino, 2020)

Napájení

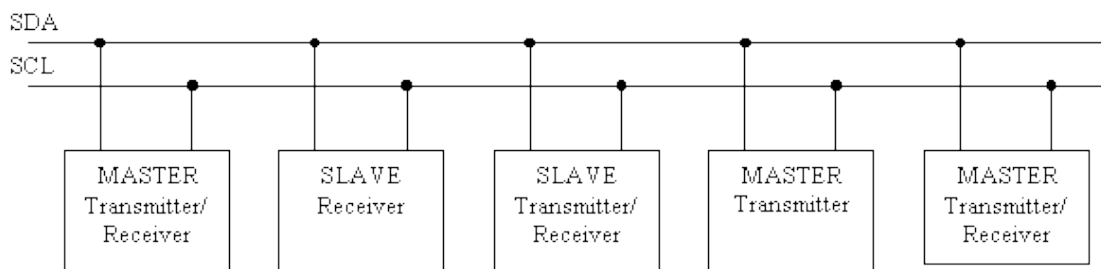
Celá deska je napájena pomocí USB kabelu nebo pomocí externího napájecího zdroje. Tento model je napájen pomocí externího napájení, které lze připojit na piny Vin a GND. Vstupní napětí desky je od 7 V do 12 V. Pracovní napětí desky je 5 V. Napájení modelu je společné pro akční člen, chlazení i pro Arduino, takže pro správnou funkci modelu je nutné připojit napájení 12 V.

Analogový vstup

Analogový vstup modelu je připojen přímo na desku Arduina. Arduino UNO Rev3 obsahuje celkem 6 analogových vstupů. Jedná se o 10 bitové ADC převodníky, které pracují na napětí od 0 V do 5 V.

Komunikace

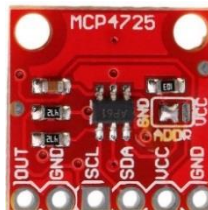
Pro komunikaci s dalšími kompatibilními komponenty je v této práci využívána tzv. I2C komunikace. Sběrnice I2C (I2C-bus, Inter-IC-bus) je dvou vodičové datové propojení mezi jedním nebo několika procesory (Masters) a speciálními periferními součástkami (Slaves). Všechny součástky jsou připojeny na stejné sběrnici a každá má svou adresu. Adresy i data se přenášejí stejnými vodiči. Sběrnice umožňuje velmi jednoduché propojení mezi několika integrovanými obvody a bezproblémové dodatečné rozšiřování. Sběrnice I2C používá sériovou datovou linku SDA a hodinového signálu SCL. Data a adresy se přenášejí podobně jako v posuvných registrech společně hodinovými impulsy. Obě linky se mohou používat jako obousměrné (Hankovec, 2020b).



Obr. 2.3 – Sběrnice I2C (Hankovec, 2020b)

Analogový výstup

Arduino UNO R3 neobsahuje analogový výstup. Proto bylo zapotřebí použít již připravený modul analogového výstupu MCP4725 I2C DAC. Jedná se o modul, který s Arduinem komunikuje po již zmíněné I2C sběrnici. Tento modul zajišťuje analogový napěťový výstup od 0 V do 5 V.



Obr. 2.4 – Modul analogového výstupu (Hadex, 2020)

2.5 VÝKONOVÁ ELEKTRONIKA

Jelikož Arduino pracuje s jiným napětím, než žárovka a ventilátor, bylo potřeba zajistit jejich ovládání. Jako výkonový člen byl zvolen již vyrobený PWM Mosfet modul FR120N, který zajišťuje ovládání žárovky a ventilátoru. Tento modul je ovládán PWM modulací z konkrétního pinu Arduina, který PWM modulaci podporuje. Modul podle PWM modulace spíná 12 V na žárovku a ventilátor.

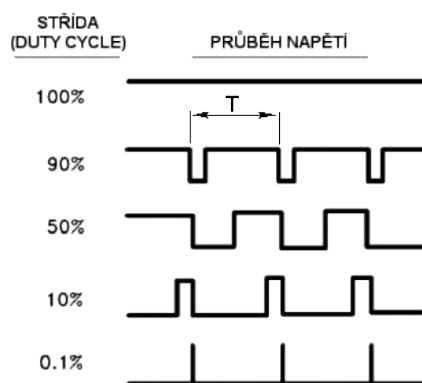


Obr. 2.5 – PWM Mosfet modul FR120N (Laskarduino, 2020)

PWM modulace

Pulzně šířková modulace (PWM) je způsob, jak zakódovat data, která se přenášejí z vysílajícího zařízení k přijímacímu zařízení pomocí dvouhodnotového signálu zvolenou přenosovou cestou. Přenosovou cestou může být například pevné drátové spojení (napětí, proud, světelný tok) nebo bezdrátové spojení, kdy se data přenášejí vzduchem např. při IR komunikaci.

Signál, který je kódován pomocí PWM modulace, má konstantní periodu T , kde se mění střída napětí (střída je poměr délky impulzu k délce mezery v jedné periodě). Střidu lze uvádět jako poměr (1:1, 2:1, 1:5 atd.), kde se musí uvést, jaké číslo reprezentuje mezeru a jaké impulz, nebo ji lze vyjadřovat procentuálně, kde 100% představuje ideální 1:0, 50% poměr 1:1 atd. (Hankovec, 2020a).



Obr. 2.6 – PWM modulace (Hankovec, 2020a)

2.6 MĚŘICÍ ELEKTRONIKA

Pro měření teploty v komoře, kam je hnán ohřátý vzduch od žárovky, byl zvolen modul kompatibilní s Arduinem, konkrétně modul pro měření teploty a vlhkosti HTU21D. Tento modul komunikuje s Arduinem po I2C sběrnici. Jelikož se v této práci nevyžaduje měření vlhkosti, je z modulu vyčítána pouze aktuální teplota. Tento modul se vyznačuje velkým rozsahem měření, který je $-40\text{ }^{\circ}\text{C}$ až $120\text{ }^{\circ}\text{C}$. Přesnost tohoto module je $\pm 0,3\text{ }^{\circ}\text{C}$.

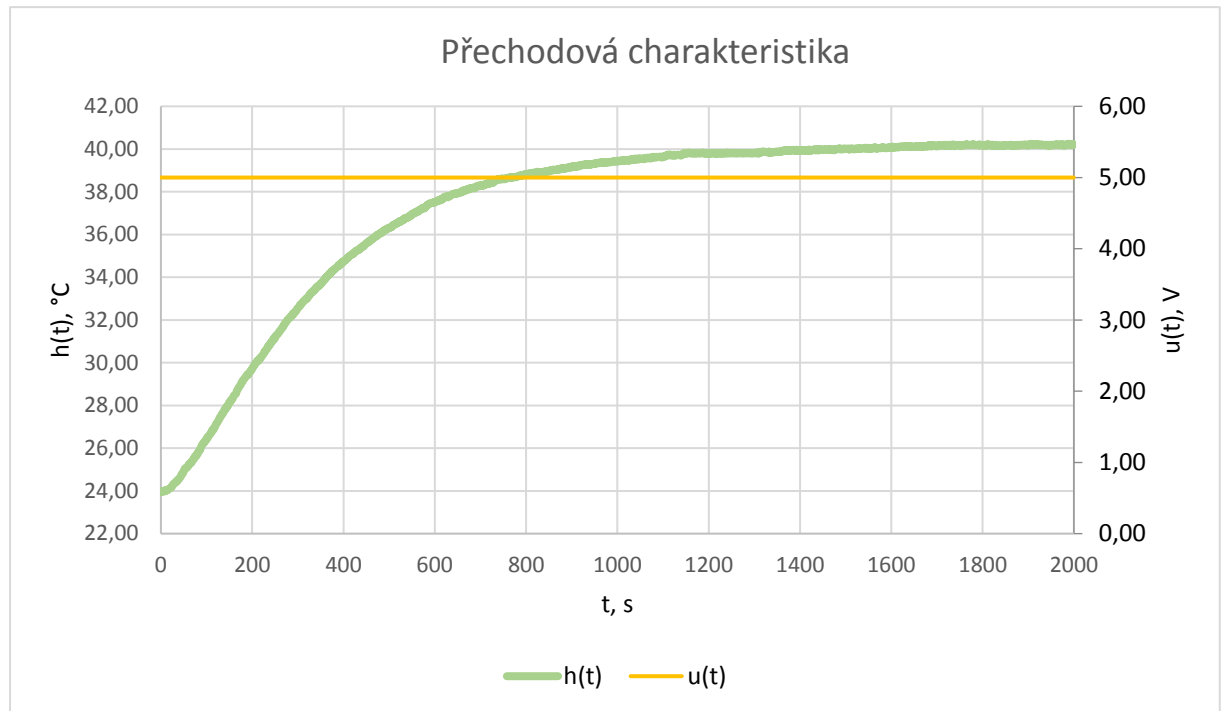
Změřená teplota je následně převedena na napětí a poslána na analogový výstup. Vzhledem k velkému rozsahu měření bylo měření softwarově omezeno a na analogový výstup od 0 V do 5 V je převáděna teplota v rozsahu $0\text{ }^{\circ}\text{C}$ do $100\text{ }^{\circ}\text{C}$, kde $100\text{ }^{\circ}\text{C}$ odpovídá analogové hodnotě 5 V a $0\text{ }^{\circ}\text{C}$ odpovídá analogové hodnotě 0 V.



Obr. 2.7 – Modul pro měření teploty a vlhkosti HTU21D
(Arduino-shop, 2020)

3 IDENTIFIKACE

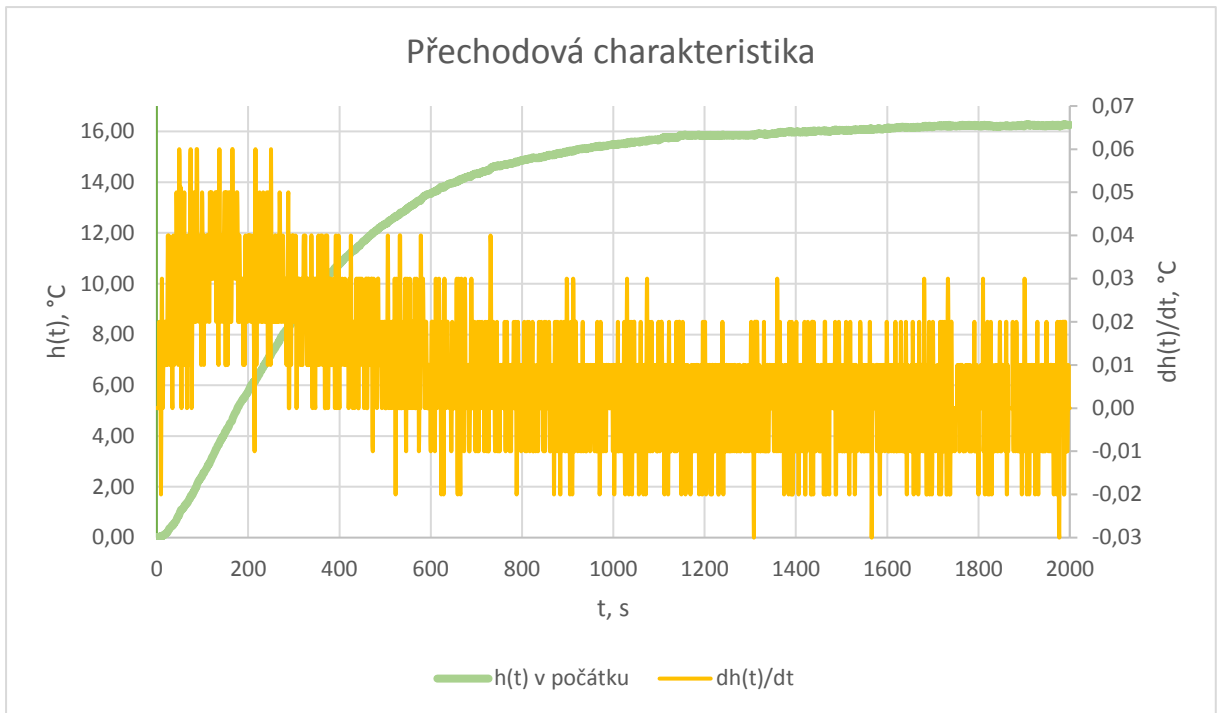
Pro identifikaci systému bylo potřeba změřit jeho přechodovou charakteristiku. Byla měřena reakce systému na změnu akční veličiny z 0 V na 5 V. Změřená data jsou vynesena do grafu, který je na obr. 3.1.



Obr. 3.1 – Graf změřené přechodové charakteristiky modelu

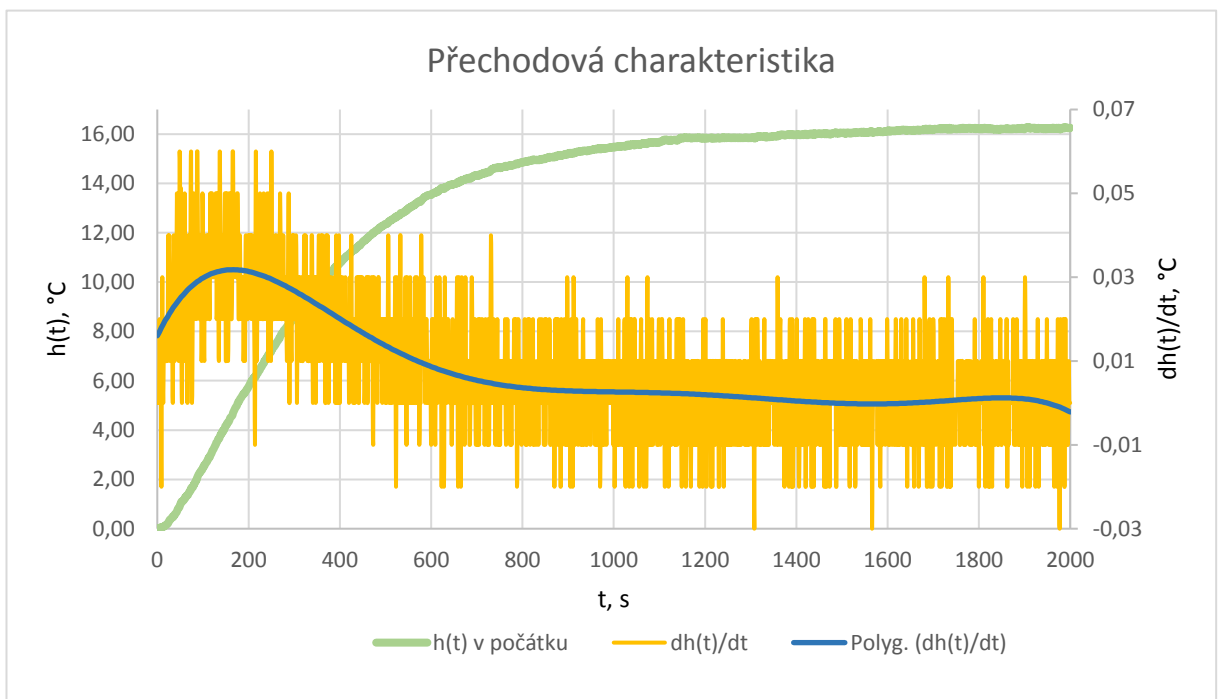
Pro další výpočty bude přechodová charakteristika přesunuta do počátku odečtením počáteční hodnoty od každého změřeného bodu.

Z přechodové charakteristiky je patrné, že se nejedná o soustavu prvního řádu, takže tento systém bude aproximován soustavou druhého řádu. Nejdříve je potřeba nalézt inflexní bod, aby se jím vedla tečna, která určí dobu průtahu T_u a dobu náběhu T_n . Pro nalezení bodu se provede derivace přechodové funkce. Derivace přechodové funkce je zobrazena na obr. 3.2.



Obr. 3.2 – Graf průběhu 1. derivace

Jelikož jsou 1. derivace přechodové funkce silně zašuměné, je potřeba jej proložit funkcí, v tomto případě bude 1. derivace proložena polynomem 6. řádu.



Obr. 3.3 – Graf průběhu 1. derivace proložené polynomem 6. řádu

1. derivace byla proložena polynomem

$$\frac{dh(t)}{dt} = -7,838 \cdot 10^{-20} \cdot x^6 + 5,244 \cdot 10^{-16} \cdot x^5 - 1,365 \cdot 10^{-12} \cdot x^4 + 1,722 \cdot 10^{-9} \cdot x^3 - 1,043 \cdot 10^{-6} \cdot x^2 + 2,267 \cdot 10^{-4} \cdot x + 1,599 \cdot 10^{-2} \quad (3.1)$$

Pomocí řešitele v programu EXCEL bylo nalezeno maximum první derivace, tudíž souřadnice inflexního bodu. Souřadnice inflexního bodu jsou $t_i = 166 \text{ s}$ a $\frac{dh(t_i)}{dt} = 0,033 \text{ } ^\circ\text{C}$.

Díky znalosti inflexního bodu je vytvořena tečna, která jím prochází. Rovnice tečny je následující:

$$y = 0,033x - 0,778. \quad (3.2)$$

Dosazením $y = 0$ do (3.2) a vyjádřením x je získána doba T_u

$$0 = 0,033x - 0,778 \Rightarrow x = \frac{0,778}{0,033} = 23,576 \Rightarrow T_u = 23,576 \text{ s}. \quad (3.3)$$

Dosazením $y(\infty)$ do (3.2) a vyjádřením x je získána doba T

$$16,25 = 0,033x - 0,778 \Rightarrow x = \frac{16,25 + 0,778}{0,033} = 516 \Rightarrow T = 516 \text{ s}. \quad (3.4)$$

která je součtem doby průtahu T_u a doby náběhu T_n . Pro dobu náběhu T_n tedy platí

$$T = T_u + T_n \Rightarrow T_n = T - T_u = 492,424 \text{ s}. \quad (3.5)$$

Poměrem T_u ku T_n je rozhodnuto, zda se bude aproximovat soustavou s jednou nebo různými časovými konstantami:

$$\frac{T_u}{T_n} = 0,048 \leq 0,1. \quad (3.6)$$

Z vypočítaného poměru vyplývá, že se má použít k aproximaci soustava druhého řádu s různými časovými konstantami. Náhradní přenos soustavy je tedy

$$G_S(s) = \frac{k_S}{(T_1s + 1)(T_2s + 1)}. \quad (3.7)$$

Následujícím postupem budou dopočítány parametry přenosu:

1. výpočet zesílení soustavy:

$$k_S = \frac{\Delta y}{\Delta u} = \frac{16,25 - 0}{5 - 0} = 3,25, \quad (3.8)$$

2. pro hodnotu $0,72y(\infty)$ se odečte z přechodové charakteristiky časový okamžik t_1 a vypočte se součet časových konstant T_1 a T_2 podle vztahu:

$$0,72y(\infty) = 11,7 \Rightarrow t_1 = 454, \quad (3.9)$$

$$T_1 + T_2 = \frac{t_1}{1,256} = \frac{454}{1,256} = 361,365, \quad (3.10)$$

3. vypočte se časový okamžik t_2 podle vzorce:

$$t_2 = 0,357(T_1 + T_2) = 0,357 \cdot 361,465 \cong 129, \quad (3.11)$$

4. z přechodové charakteristiky se odečte hodnota $y(t_2)$:

$$y(t_2) = 3,48 \Rightarrow \frac{3,48}{16,25} = 0,214, \quad (3.12)$$

5. podle tab. 2.1 se určí poměr časových konstant α , kde

$$\alpha = \frac{T_1}{T_2} = 0,219, \quad (3.13)$$

6. ze známého součtu a poměru časových konstant se dopočítá T_1 a T_2 :

$$T_2 = \frac{t_1}{1,256} - T_1,$$

$$T_1 = \alpha T_2,$$

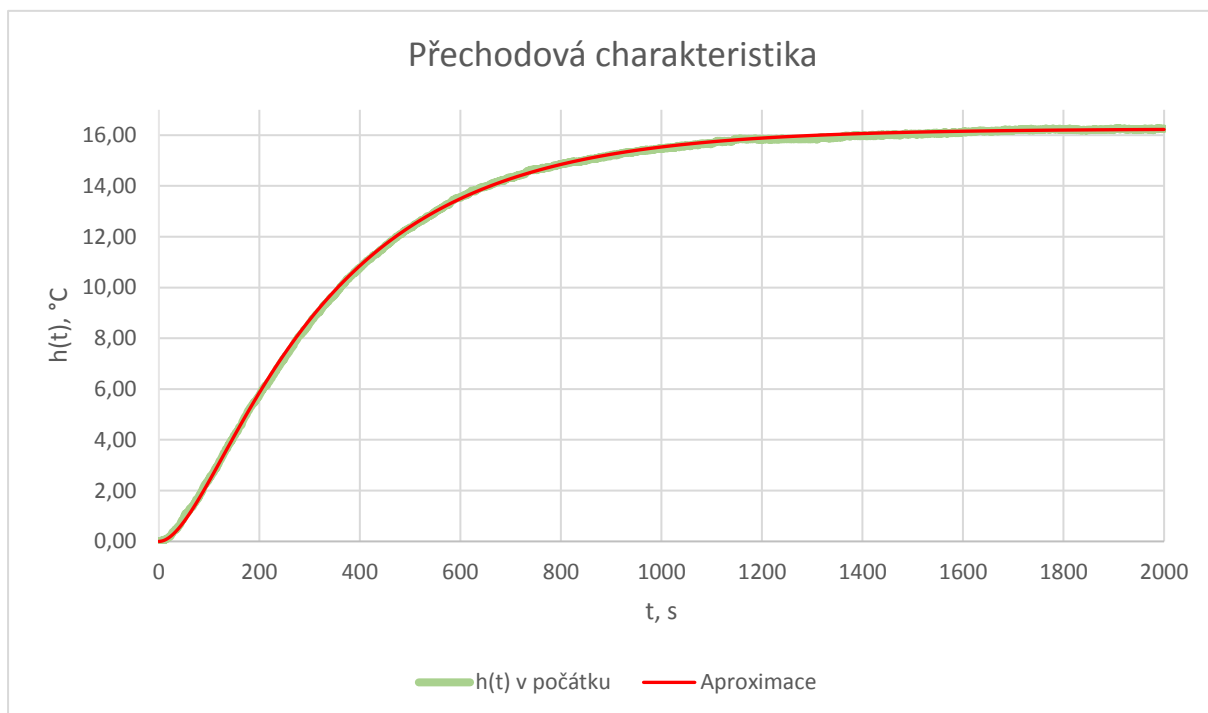
$$T_2 = \frac{t_1}{1,256} - \alpha T_2 \Rightarrow T_2 = \frac{t_1}{1,256(1 + \alpha)} = 296,530 \text{ s}, \quad (3.14)$$

$$T_1 = 64,940 \text{ s}.$$

Výsledný přenos systému je ve tvaru

$$G_S(s) = \frac{3,25}{(296,53s + 1)(64,94s + 1)}. \quad (3.15)$$

Na obr. 3.4 je porovnání změřené přechodové funkce s aproximovanou přechodovou funkcí.



Obr. 3.4 – Graf průběhu aproximované přechodové charakteristiky

4 REGULACE

Zde je uveden návrh jednotlivých regulátorů, které budou aplikovány na vytvořený model. Navržen byl spojitý PI regulátor a diskretní regulátor se dvěma stupni volnosti metodou umístění pólů.

4.1 SEŘÍZENÍ PID REGULÁTORU PODLE ZNALOSTI PCH REGULOVANÉ SOUSTAVY

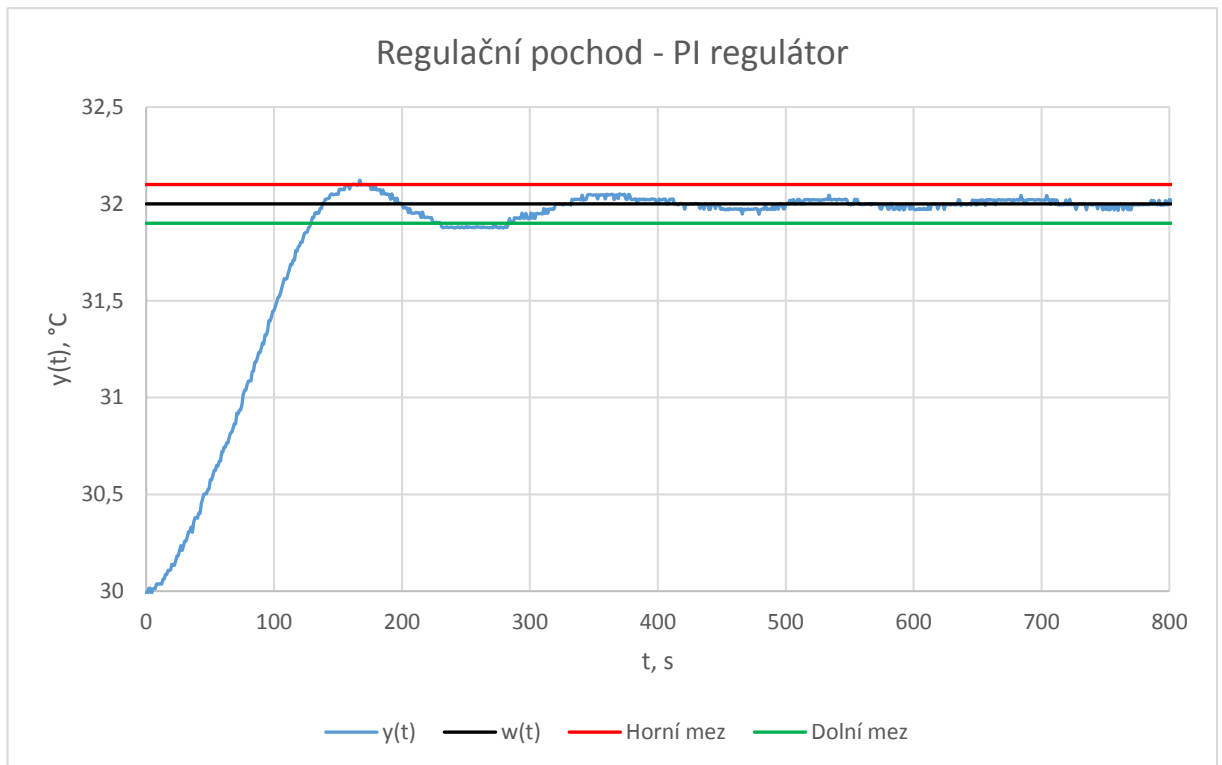
Model soustavy byl aproximován soustavou druhého řádu s časovými konstantami $T_1 = 296,53$ s a $T_2 = 64,94$ s. Z velikosti časových konstant vyplývá, že se jedná o pomalý dynamický děj, takže lze navrhnout spojitý regulátor PI. D složka regulátoru bude vynechána, protože systém nemá velké a rychlé změny zatížení, aby měla D složka opodstatnění.

Stavitelné parametry PI regulátoru byly vypočítány dle tab. 2.3:

$$G_S(s) = r_0 = 0,9 \frac{T_n}{T_u Z_s} = 5,78, \quad (4.1)$$

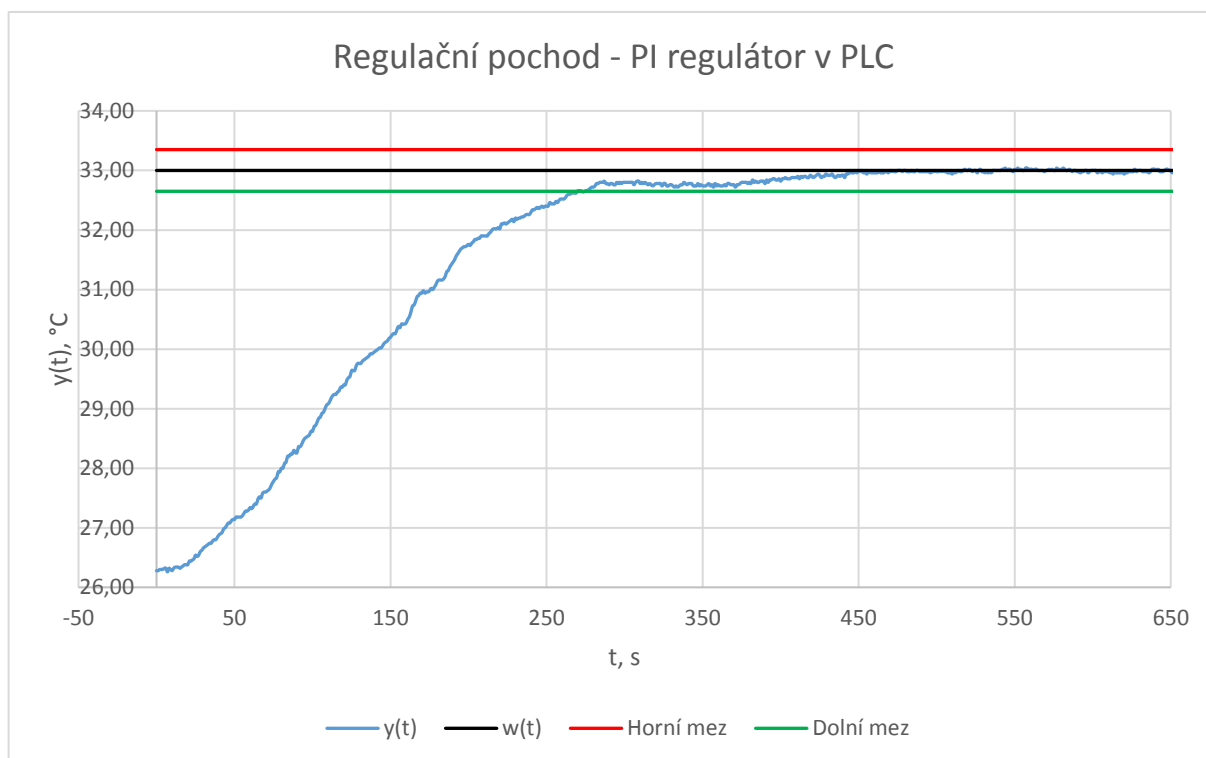
$$T_i = 3,5T_u = 82,52 \text{ s}. \quad (4.2)$$

Na obr. 4.1 je regulační pochod PI regulátoru, který byl realizován v prostředí Matlab.



Obr. 4.1 – Regulační pochod – PI regulátor

Pro porovnání měření byl změřen regulační pochod PI regulátoru, který byl realizován standardním blokem PID regulátoru v PLC typu M241 od firmy Schneider Electric. Tento regulátor měl stejné stavitelné parametry, jako regulátor realizovaný v prostředí Matlab podle (4.1) a (4.2). Podle regulačního pochodu na obr. 4.2 je vidět, že PI regulátor v PLC disponuje sofistikovanější interní matematikou, která vychází z letitého vývoje a zkušeností v praxi. Regulátor si před dosažením žádané veličiny zpomalí, aby nepřekmitl, poté se plynule ustálí na žádané hodnotě.



Obr. 4.2 – Regulační pochod – PI regulátor v PLC

4.2 POLE PLACEMENT

Návrh diskretního regulátoru metodou umístění pólů byl realizován v prostředí Matlab. K měření regulované veličiny a dodání akční veličiny byla použita měřicí karta LabJack T7.

Návrh regulátoru vychází z identifikovaného přenosu modelu tepelné soustavy (3.15). Jelikož navrhovaný regulátor je diskretní, je zapotřebí převést soustavu ze spojitě do diskretní oblasti. S využitím Matlabu se soustava převede pomocí příkazu **c2d** na diskretní soustavu s intervalem vzorkování, který byl zvolen $T = 20$ s. Přenos soustavy v diskretní oblasti je roven

$$G_S(z^{-1}) = \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})} = \frac{0,030z^{-1} + 0,026z^{-2}}{1 - 1,670z^{-1} - 0,687z^{-2}} \quad (4.3)$$

4.2.1 Bez využití sumačního členu K

Výpočet parametrů regulátoru vychází z rovnice (1.61), ve které je charakteristická rovnice přenosu regulačního obvodu rovna polynomu $D(z^{-1})$. Polynom $D(z^{-1})$ zajišťuje požadované umístění pólů. Pro tento regulátor byl polynom zvolen

$$D(z^{-1}) = 1 - 0,819z^{-1}. \quad (4.4)$$

Dále je potřeba určit minimální stupeň polynomů $P(z^{-1})$ a $Q(z^{-1})$. To se provede podle (1.63):

$$\partial P(z^{-1}) = \partial B(z^{-1}) - 1 = 2 \rightarrow P(z^{-1}) = p_0 + p_1 z^{-1}, \quad (4.5)$$

$$\partial Q(z^{-1}) = \partial A(z^{-1}) - 1 = 2 \rightarrow Q(z^{-1}) = q_1 + q_2 z^{-1}.$$

Nyní jsou známy stupně polynomů $P(z^{-1})$ a $Q(z^{-1})$, tak se vše dosadí do rovnice (1.61). Po úpravě se rovnice rozloží na soustavu rovnic podle dané mocniny:

$$z^0: p_0 = 1,$$

$$z^{-1}: -1,670p_0 + p_1 + 0,030q_0 = -0,819, \quad (4.6)$$

$$z^{-2}: -0,687p_0 - 1,670p_1 + 0,026q_0 + 0,030q_1 = 0,$$

$$z^{-3}: -0,687p_1 + 0,026q_1 = 0.$$

Soustava těchto rovnic se dá zapsat v maticovém tvaru

$$\mathbf{Ax} = \mathbf{B}, \quad (4.7)$$

kde

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ -1,670 & 1 & 0,030 & 0 \\ -0,687 & -1,670 & 0,026 & 0,030 \\ 0 & -0,687 & 0 & 0,026 \end{bmatrix}, \mathbf{x} = \begin{bmatrix} p_0 \\ p_1 \\ q_0 \\ q_1 \end{bmatrix}, \mathbf{B} = \begin{bmatrix} 1 \\ -0,819 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (4.8)$$

a parametry regulátoru jsou

$$\mathbf{x} = \mathbf{A}^{-1}\mathbf{B} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0,432 \\ 14,046 \\ -11,261 \end{bmatrix}, \quad (4.9)$$

Výsledné tvary polynomů regulátoru jsou

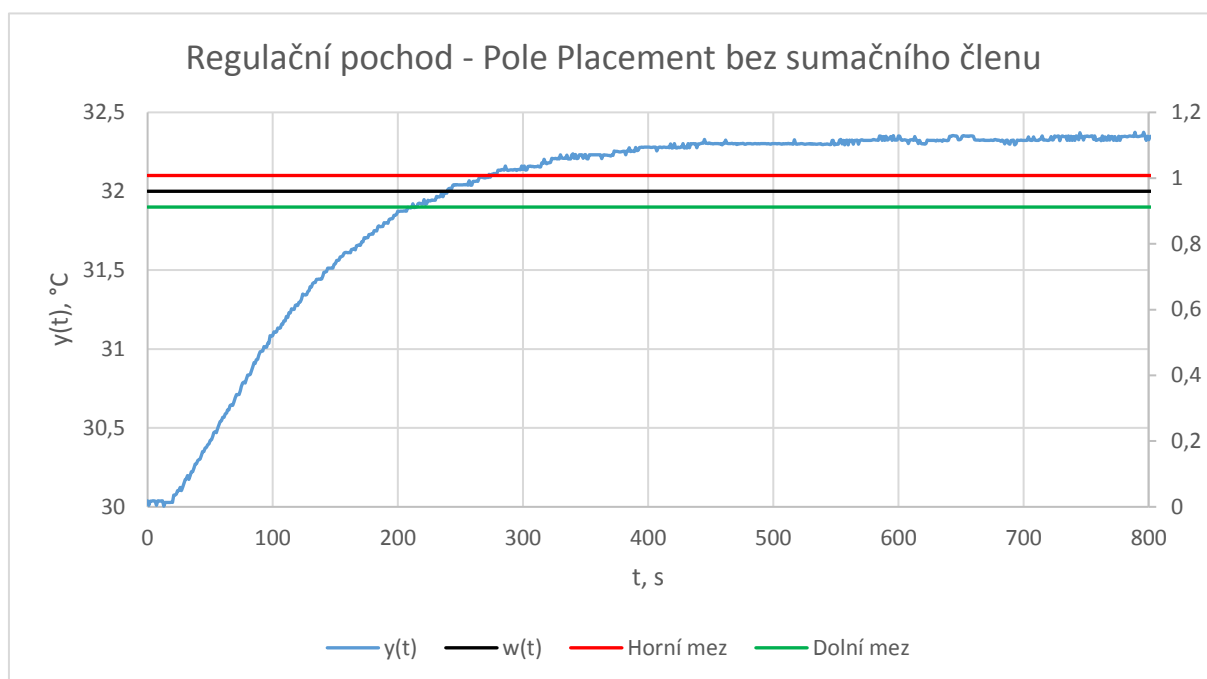
$$P(z^{-1}) = 1 + 0,432z^{-1}, \quad (4.10)$$

$$Q(z^{-1}) = 14,046 - 11,261z^{-1}.$$

Pro skokové změny akční veličiny je polynom $R(z^{-1})$ tvořený pouze koeficientem r_0 :

$$R(z^{-1}) = r_0 = \frac{1 + d_1 + d_2}{b_1 + d_2 + b_3} = 3,226. \quad (4.11)$$

Na obr. 4.3 je zobrazen regulační pochod regulátoru bez využití sumačního členu.



Obr. 4.3 – Regulační pochod – Pole Placement bez sumačního členu

Jak lze vidět z obr. 4.3, regulační pochod reguluje s trvalou regulační odchylkou. Aby se regulační odchylka odstranila, je potřeba regulátoru přidat integrační charakter. Integrační charakter regulátor získá, pokud se do série s regulátorem zapojí člen s přenosem $1/K(z^{-1})$.

4.2.2 S využitím sumačního členu K

Výpočet parametrů regulátoru vychází z rovnice (1.70), ve které je charakteristická rovnice přenosu regulačního obvodu s do série zapojeným členem s přenosem $1/K(z^{-1})$, která je rovna polynomu $D(z^{-1})$. Polynom $D(z^{-1})$ zajišťuje požadované umístění pólů. Pro tento regulátor byl polynom zvolen

$$D(z^{-1}) = 1 - 0,819z^{-1}. \quad (4.12)$$

Dále je potřeba určit minimální stupeň polynomů $P(z^{-1})$ a $Q(z^{-1})$. Stupeň polynom $P(z^{-1})$ je určen podle (1.63). Stupeň polynomu $Q(z^{-1})$ je určen podle (1.72). Polynomy regulátoru jsou ve tvaru

$$\begin{aligned} \partial P(z^{-1}) = \partial B(z^{-1}) - 1 = 2 &\rightarrow P(z^{-1}) = p_1 + p_2 z^{-1}, \\ \partial Q(z^{-1}) = \partial A(z^{-1}) = 3 &\rightarrow Q(z^{-1}) = q_1 + q_2 z^{-1} + q_3 z^{-2}. \end{aligned} \quad (4.13)$$

Nyní jsou známy stupně polynomů $P(z^{-1})$ a $Q(z^{-1})$, tak se vše dosadí do rovnice (1.70). Po úpravě se rovnice rozloží na soustavu rovnic podle dané mocniny:

$$\begin{aligned}
 z^0: p_1 &= 1, \\
 z^{-1}: -2,670p_1 + p_2 + 0,030q_1 &= -0,819, \\
 z^{-2}: 2,357p_1 - 2,670p_2 + 0,026q_1 + 0,030q_2 &= 0, \\
 z^{-3}: -0,687p_1 + 2,357p_2 + 0,026q_2 + 0,030q_3 &= 0, \\
 z^{-4}: -0,687p_2 + 0,026q_3 &= 0.
 \end{aligned} \tag{4.14}$$

Soustava těchto rovnic se dá zapsat v maticovém tvaru

$$\mathbf{Ax} = \mathbf{B}, \tag{4.15}$$

kde

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -2,670 & 1 & 0,030 & 0 & 0 \\ 2,357 & -2,670 & 0,026 & 0,030 & 0 \\ -0,687 & 2,357 & 0 & 0,026 & 0,030 \\ 0 & -0,687 & 0 & 0 & 0,026 \end{bmatrix}, \mathbf{x} = \begin{bmatrix} p_1 \\ p_2 \\ q_1 \\ q_2 \\ q_3 \end{bmatrix}, \tag{4.16}$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} 1 \\ -0,819 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

a parametry regulátoru jsou

$$\mathbf{x} = \mathbf{A}^{-1}\mathbf{B} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0,671 \\ 39,523 \\ -53,807 \\ 17,506 \end{bmatrix}. \tag{4.17}$$

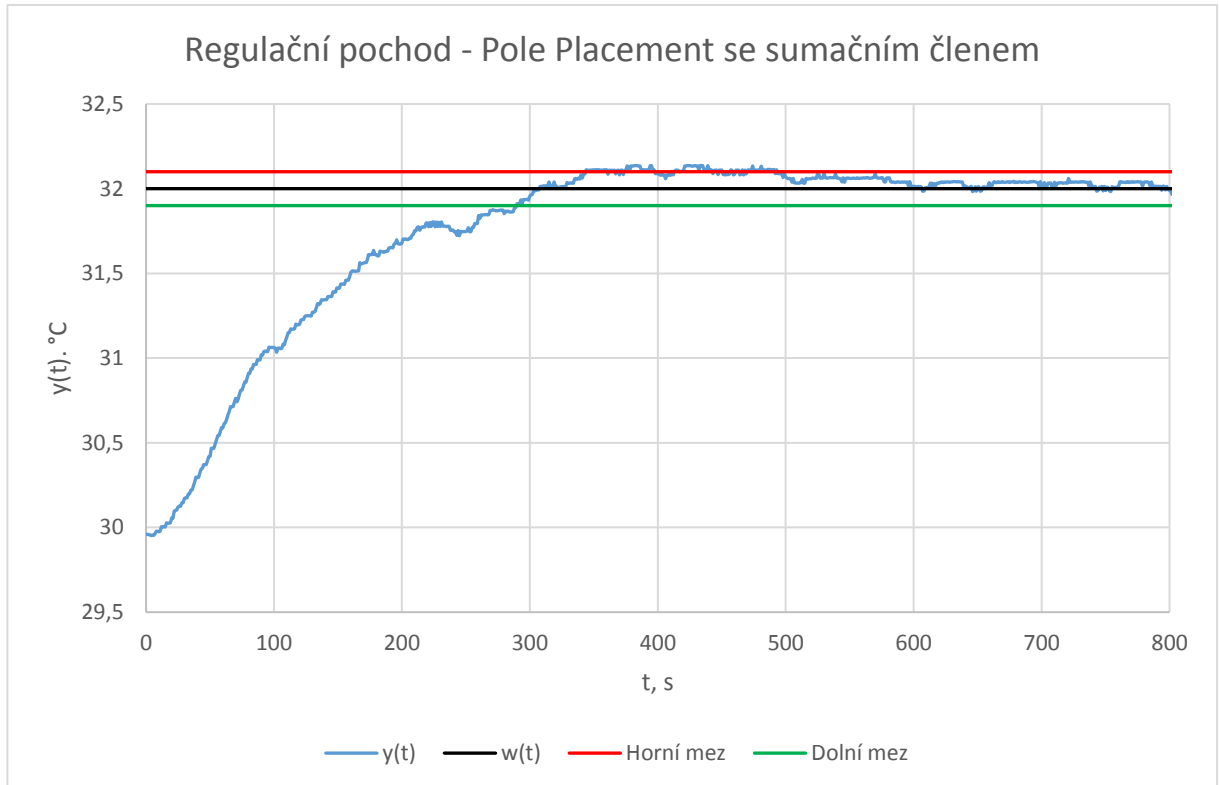
Výsledné tvary polynomů regulátoru jsou

$$\begin{aligned}
 P(z^{-1}) &= 1 + 0,671z^{-1}, \\
 Q(z^{-1}) &= 39,523 - 53,807z^{-1} + 17,506z^{-2}.
 \end{aligned} \tag{4.18}$$

Pro skokové změny akční veličiny je polynom $R(z^{-1})$ tvořený pouze koeficientem r_0 :

$$R(z^{-1}) = r_0 = \frac{1 + d_1 + \dots + d_m}{b_1 + b_2 + \dots + b_n} = 3,226. \quad (4.19)$$

Na obr. 4.4 je zobrazen regulační pochod regulátoru s využitím členu K.



Obr. 4.4 – Regulační pochod – Pole Placement se sumačním členem

Z obr. 4.4 je patrné, že člen K odstraňuje trvalou regulační odchylku.

4.3 ZHODNOCENÍ VÝSLEDKŮ

V tab. 4.1 jsou shrnuty jednotlivé regulátory.

Tab. 4.1 – Vyhodnocení regulačních pochodů

| Regulátor | $e(\infty), ^\circ\text{C}$ | t_r, s | $y_m, ^\circ\text{C}$ | $\sigma, \%$ |
|--------------------------|-----------------------------|-----------------|-----------------------|--------------|
| PI | 0 | 284 | 32,120 | 6,147 |
| 2DOF bez sumačního členu | 0,350 | - | 32,350 | 17,500 |
| 2DOF se sumačním členem | 0 | 494 | 32,130 | 6,860 |

Podle tab. 4.1 je patrné, že regulátor 2DOF bez sumačního členu reguluje s trvalou regulační odchylkou 0,35 °C. Regulátory PI a 2DOF se sumačním členem tuto trvalou odchylku odstraňují. Maximální překmit regulátoru PI a 2DOF se sumačním členem byl podobný, ale PI regulátor se dříve ustálil v pásmu okolo žádaného hodnoty za 284 s, zatímco 2DOF se sumačním členem až za 494 s. Výsledná kvalita regulace 2DOF regulátoru je velmi závislá na zvoleném polynomu $D(z^{-1})$. Pro jinou volbu polynomu by byl výsledek rozdílný.

5 ZÁVĚR

Teoretická část se zabývá základním seznámením s dynamickými systémy a to jak se spojitými, tak i s diskrétními. Jsou zde popsány základní metody identifikace přenosových funkcí systému. Uvedeny byly také informace o spojitých PID regulátorech, ale také o algebraických metodách řízení, konkrétně o regulátoru s dvěma stupni volnosti.

V praktické části je popsán návrh demonstrační dynamické soustavy. Pomocí 3D tiskárny byla vytištěna konstrukce modelu, do které byla zasazena elektronika. Výsledkem je model tepelné soustavy s autožárovkou a větráčkem, kde větráček vhání ohřátý vzduch do vedlejší místnosti, kde se měří teplota.

Následně byla identifikována přenosová funkce modelu tepelné soustavy, která byla aproximována soustavou druhého řádu s různými časovými konstantami $T_1 = 296,53$ s a $T_2 = 64,94$ s.

Na základě znalosti přenosové funkce byly navrženy regulátory. Byl navrhován PI regulátor a regulátor 2DOF ve dvou verzích, kde jedna byla se sumačním členem a druhá bez sumačního členu. Obě verze 2DOF regulátoru byly navrhovány metodou umístění pólů charakteristického polynomu přenosu regulačního obvodu.

Dle použitých kritérií vyšel nejlépe PI regulátor s dobou regulace 284 s. Regulátor 2DOF bez sumačního členu reguluje s trvalou regulační odchylkou $0,35$ °C a regulátor 2DOF se sumačním členem sice trvalou regulační odchylku odstraní, ale jeho doba regulace je 494 s. Výsledná kvalita regulace 2DOF regulátoru je velmi závislá na zvoleném polynomu $D(z^{-1})$. Pro jinou volbu polynomu by byl výsledek rozdílný.

POUŽITÁ LITERATURA

- ARDUINO. 2020. *Arduino UNO Rev3*. [online]. [cit. 2020-08-12]. Dostupné z: <https://store.arduino.cc/arduino-uno-rev3>
- ARDUINO-SHOP. 2020. *IIC I2C Senzor Teploty a Vlhkosti HTU21D*. [online]. [cit. 2020-08-12]. Dostupné z: <https://arduino-shop.cz/arduino/1487-iic-i2c-senzor-teploty-a-vlhkosti-htu21d.html>
- BALÁTĚ, J. 2009. *Automatické řízení*. Vyd. 2. Praha: BEN – technická literatura. ISBN 80-7300-148-9. 664 s.
- DOSTÁL, P.; GAZDOŠ, F. 2006. *Řízení technologických procesů*. [online]. Zlín: Univerzita Tomáše Bati ve Zlíně, Fakulta aplikované informatiky. [cit. 2020-08-12]. Dostupné z: <http://rtp.webzdarma.cz/>
- GREGOR, T. 2013. *Tepelná komora – Výukový model*. Bakalářská práce. [online]. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta strojního inženýrství, Ústav mechaniky těles, mechatroniky a biomechaniky. [cit. 2020-08-12]. Dostupné z: <https://dspace.vutbr.cz/xmlui/bitstream/handle/11012/25857/final-thesis.pdf?sequence=8&isAllowed=y>. 35 s.
- HADEX. 2020. *DAC převodník 12Bit I2C s MCP4725*. [online]. [cit. 2020-08-12]. Dostupné z: https://www.hadex.cz/m437h-dac-prevodnik-12bit-i2c-s-mcp4725/?gclid=EAIaIQobChMItvj23b6W6wIVzO3tCh0tcQMsEAQYASABEgI1d_D_BwE
- HANKOVEC, D. 2020a. *Pulzně šířková modulace*. [online]. [cit. 2020-08-12]. Dostupné z: <http://www.dhservis.cz/psm.htm>
- HANKOVEC, D. 2020b. *Sběrnice I²C, o co jde a jak pracuje*. [online]. [cit. 2020-08-12]. Dostupné z: <http://www.dhservis.cz/iic.htm>
- KINTR, M. 2009. *Model tepelné soustavy*. Bakalářská práce. [online]. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta strojního inženýrství, Ústav automatizace a informatiky. [cit. 2020-08-12]. Dostupné z: <https://dspace.vutbr.cz/xmlui/bitstream/handle/11012/5468/final-thesis.pdf?sequence=10&isAllowed=y>. 43 s.
- LASKARDUINO. 2020. *PWM MOSFET modul FR120N, 100VDC 7.7A*. [online]. [cit. 2020-08-12]. Dostupné z: https://www.laskarduino.cz/pwm-mosfet-modul-fr120n--100vdc-7-7a/?gclid=EAIaIQobChMI-YyBkLHq5wIVgrHtCh0AZw74EAQYAYABEgIwWPD_BwE
- MACHÁČEK J. 2005. *Pokročilé metody řízení procesu*. Pardubice: Univerzita Pardubice. ISBN 978-80-7395-937-1. 164 s.
- SKALICKÝ, J. 2002. *Teorie řízení*. [online]. Brno: Vysoké učení technické. [cit. 2020-08-07]. Dostupné z: https://www.vutbr.cz/www_base/priloha.php?dpid=66661
- SLOVÁK, T. RIEDL, Z. 2002. *Identifikace a syntéza řízená technologických procesů*. [online]. Ostrava: Technická univerzita Ostrava, Fakulta strojní, Katedra automatizační techniky a řízení. [cit. 2020-08-12]. Dostupné z: <http://books.fs.vsb.cz/Identifikace/>
- Tepelná soustava T1. 2011. [online]. [cit. 2020-08-12]. Dostupné z: https://support.dce.felk.cvut.cz/mediawiki/index.php?title=Tepeln%C3%A1_soustava_T1&oldid=12322

PŘÍLOHY

A – CD

B – Uživatelský návod

C – Konstrukční díly

D – Schéma zapojení

Příloha k diplomové práci
Demonstrační soustava pro spojité řízení
Bc. Tomáš Novák

CD

OBSAH

- 1 Text diplomové práce ve formátu PDF
- 2 Zdrojové kódy měření v Matlabu
- 3 Zdrojový kód pro Arduino
- 4 Soubory pro 3D tisk

Příloha k diplomové práci
Demonstrační soustava pro spojitě řízení
Bc. Tomáš Novák

UŽIVATELSKÝ NÁVOD
TEPELNÁ SOUSTAVA

OBSAH

| | | |
|---|------------------------|---|
| | ÚVOD | 3 |
| 1 | OBSLUHA ZAŘÍZENÍ | 4 |
| 2 | ZÁVĚR | 5 |

ÚVOD

Tato příloha obsahuje informace nutné ke správnému používání modelu tepelné soustavy. Je zde popsáno, jak se k modelu správně připojují ostatní zařízení, jak se model ovládá a následně zase odpojuje.

1 OBSLUHA ZAŘÍZENÍ

Připojení

Připojovaná zařízení by měla být během připojování k modelu vypnutá. Postup připojení zařízení k modelu je následující:

- 1) na panelové zdířky označené nápisem „Nap“ se připojí zdroj 12 V, kde červená zdířka znamená „V_{in}“ a černá zdířka „GND“,
- 2) na panelové zdířky označené nápisem „IN“ se připojí ovládací signál výkonu žárovky 0-5 V, kde červená zdířka znamená „V_{in}“ a černá zdířka „GND“,
- 3) na panelové zdířky označené nápisem „OUT“ se připojí měřicí karta, kde červená zdířka znamená „V_{out}“ a černá zdířka „GND“.

Zapnutí / vypnutí

Po zapnutí napájecího zdroje se model zapne kolébkovým vypínačem. Po zapnutí modelu se kolébkový vypínač rozsvítí, rozběhne se ventilátor a model začne posílat na analogový výstup údaj o teplotě.

Model se vypíná kolébkovým vypínačem. Jakmile je model vypnut, zastaví se větráček a kolébkový vypínač zhasne.

Odpojení

Odpojení modelu je doporučeno dělat po vypnutí všech připojených zařízení.

2 ZÁVĚR

Pro použití zařízení je nejdříve vhodné vyhledat vhodné místo. Před zapnutím napájecího zdroje se ujistěte, že je kolébkový vypínač vypnut.

Připojený a zapnutý model nikdy nerozebírejte. Při mechanickém poškození model nezapínejte. Při manipulaci s modelem tepelné soustavy dbejte na pokyny uvedené v této příloze.

Příloha k diplomové práci

Demonstrační soustava pro spojité řízení

Bc. Tomáš Novák

KONSTRUKČNÍ DÍLY

OBSAH

| | | |
|---|------------------------|---|
| | Seznam ilustrací | 3 |
| | ÚVOD | 4 |
| 1 | KONSTRUKCE | 5 |
| 2 | ZÁVĚR | 9 |

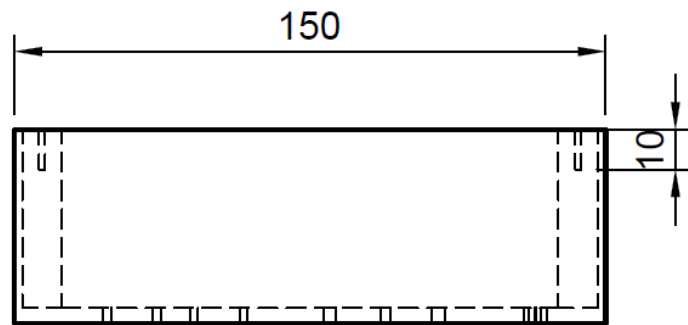
SEZNAM ILUSTRACÍ

| | |
|--|---|
| Obr. 1.1 – Spodní díl – nárys | 1 |
| Obr. 1.2 – Spodní díl – půdorys | 1 |
| Obr. 1.3 – Spodní díl – bokorys | 1 |
| Obr. 1.4 – Vrchní díl – nárys | 1 |
| Obr. 1.6 – Vrchní díl – půdorys | 1 |
| Obr. 1.7 – Vrchní díl – bokorys | 1 |
| Obr. 1.8 – Zadní kryt – nárys | 1 |
| Obr. 1.9 – Zadní kryt – půdorys | 1 |
| Obr. 1.10 – Zadní kryt – bokorys | 1 |

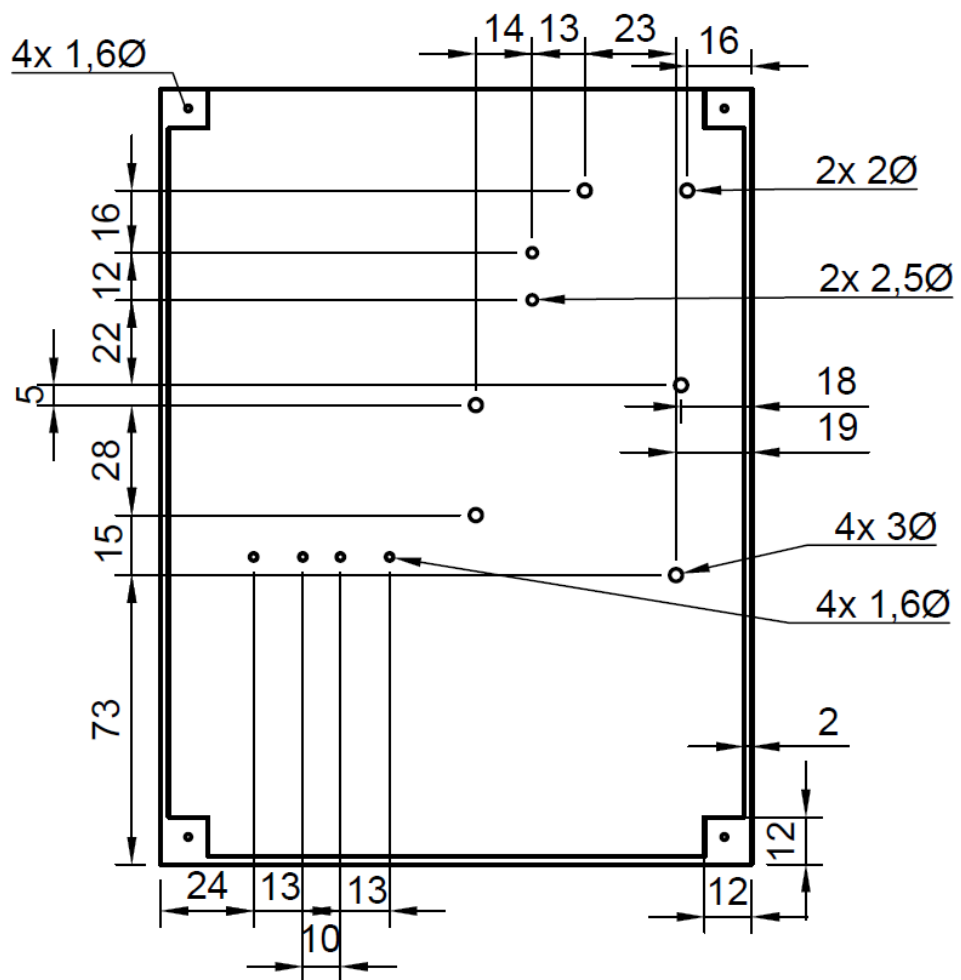
ÚVOD

Tato příloha obsahuje okótované nákresy jednotlivých navrhnutých komponent potřebných pro konstrukci modelu dynamické spojité soustavy. Jednotlivé komponenty nejsou v měřítku, ale u jednotlivých kót jsou uvedeny potřebné jednotky.

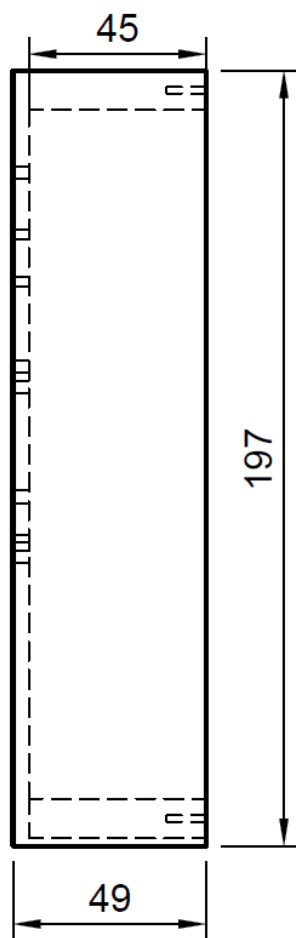
1 KONSTRUKCE



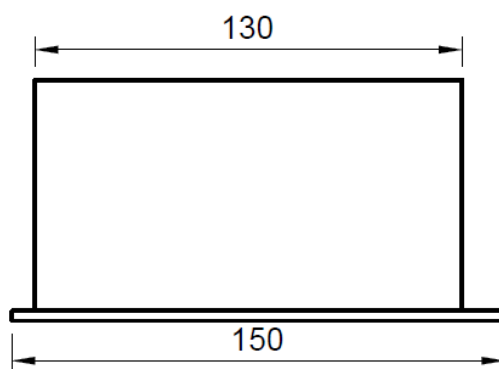
Obr. 1.1 – Spodní díl – nárys



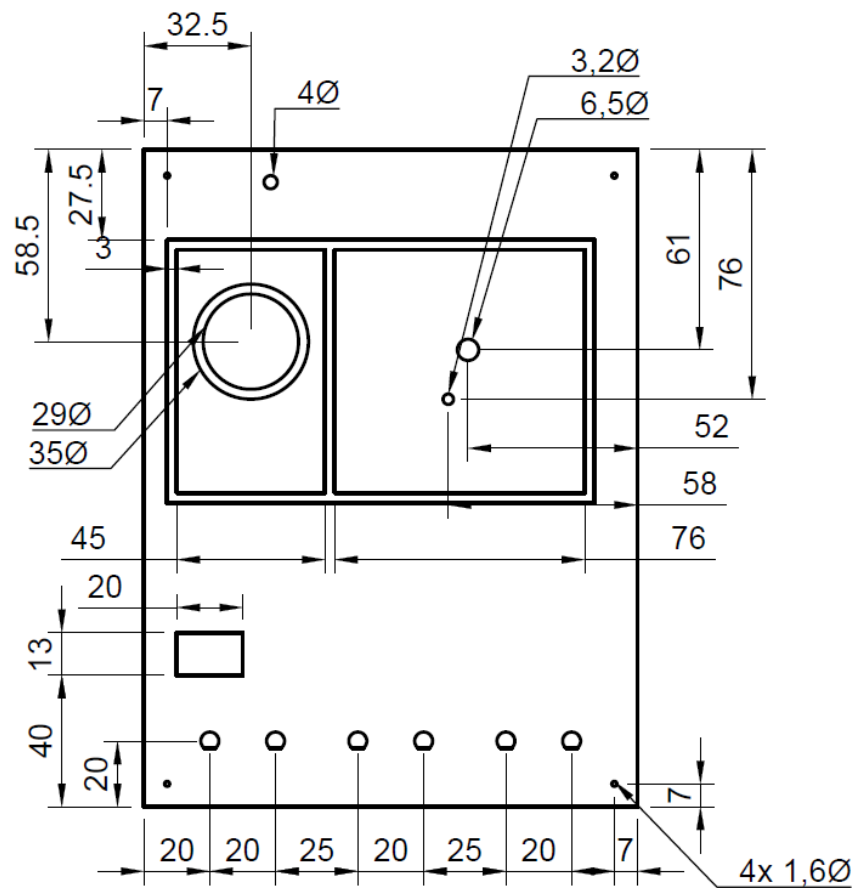
Obr. 1.2 – Spodní díl – půdorys



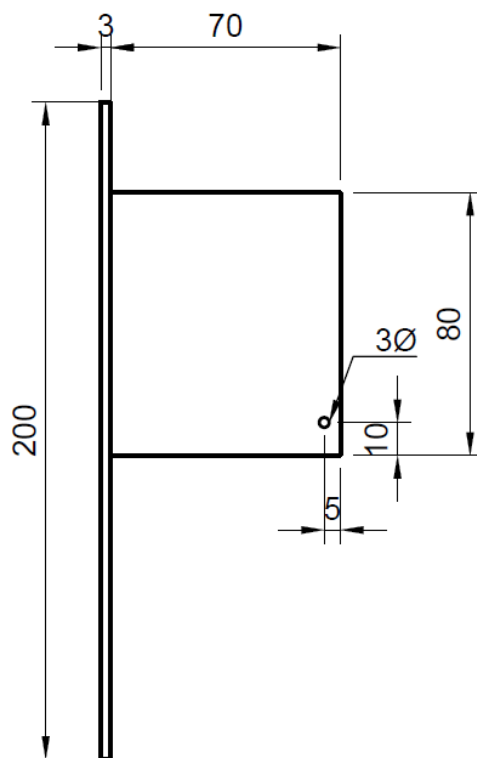
Obr. 1.3 – Spodní díl – bokorys



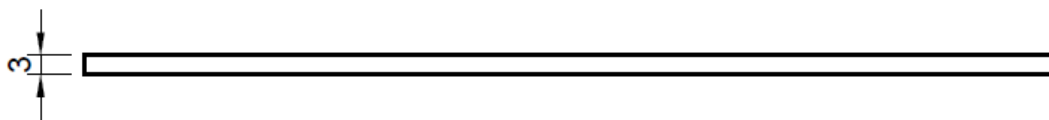
Obr. 1.4 – Vrchní díl – nárys



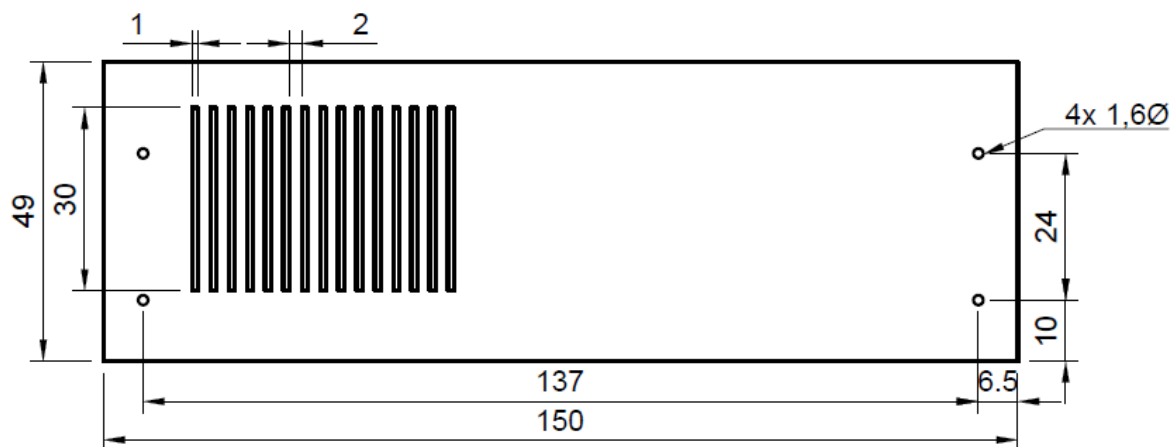
Obr. 1.5 – Vrchní díl – přodorys



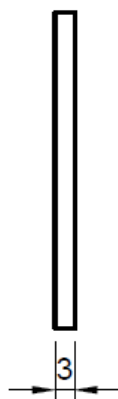
Obr. 1.6 – Vrchní díl – bokorys



Obr. 1.7 – Zadní kryt – nárys



Obr. 1.8 – Zadní kryt – půdorys



Obr. 1.9 – Zadní kryt – bokorys

2 ZÁVĚR

Jednotlivé okótované nákresy nejsou v měřítku, ale obsahují rozměry pro možnou reálnou výrobu. V některých případech nejsou okótovány všechny potřebné rozměry, jedná se o díly s více stejnými částmi nebo o symetrické díly, které mohou být symetrické dle různých os. Všechny další ostatní rozměry jsou dohledatelné v příložených souborech na CD.

Komponenty jsou navrženy pro 3D tisk. Všechny potřebné dokumenty pro realizaci jednotlivých komponent jsou přiloženy na CD. Jedná se o soubory obsahující 3D modely vytvořené pomocí programu Autodesk Inventor.

Příloha k diplomové práci

Demonstrační soustava pro spojité řízení

Bc. Tomáš Novák

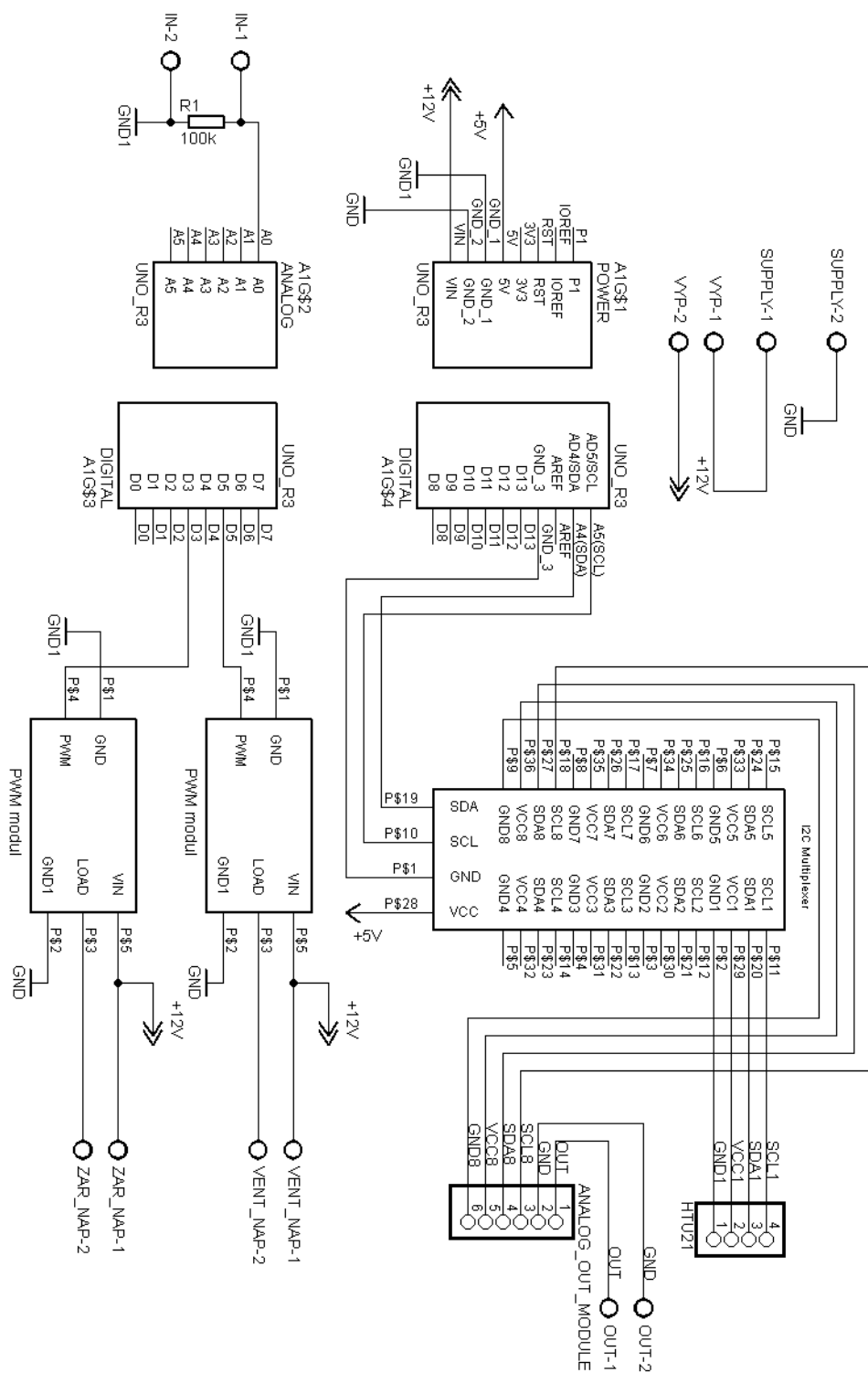
SCHÉMA ZAPOJENÍ

OBSAH

| | |
|------------------------|---|
| Seznam ilustrací | 3 |
|------------------------|---|

SEZNAM ILUSTRACÍ

| | |
|--------------------------------|---|
| Obr. 1 – Schéma zapojení | 4 |
|--------------------------------|---|



Obr. 1 – Schéma zapojení