



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV AUTOMATIZACE A MĚŘICÍ TECHNIKY

DEPARTMENT OF CONTROL AND INSTRUMENTATION

TEPELNÝ PRŮTOKOMĚR

THERMAL MASS FLOWMETER

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. Albert Mičoch

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

doc. Ing. Petr Beneš, Ph.D.

BRNO 2022

Diplomová práce

magisterský navazující studijní program **Kybernetika, automatizace a měření**

Ústav automatizace a měřicí techniky

Student: Bc. Albert Mičoch

ID: 203296

Ročník: 2

Akademický rok: 2021/22

NÁZEV TÉMATU:

Tepelný průtokoměr

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Cílem práce je návrh a realizace tepelného průtokoměru v provedení s externím bodovým topným elementem umístěným vně průtokového kanálu. Zadání lze shrnout do následujících bodů:

1. Proveďte literární průzkum v oblasti tepelných průtokoměrů.
2. Sestavte matematický model snímače vycházející z různých přístupů – analytický popis fyzikálního systému, simulace metodou konečných prvků, identifikace reálného systému měřením - a výsledky porovnejte.
3. Navrhněte a realizujte regulaci teploty topného elementu s cílem dosažení provozu snímače v režimu s konstantním rozdílem teplot a jeho funkci experimentálně ověřte.
4. Proveďte základní ověřovací měření snímače průtoku kapalin a výsledky diskutujte.
5. Navrhněte postup kalibrace snímače a stanovte hlavní zdroje nejistot.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

BAKER, R.C. Flow measurement handbook. Cambridge University Press, New York, 2000.

Termín zadání: 7.2.2022

Termín odevzdání: 18.5.2022

Vedoucí práce: doc. Ing. Petr Beneš, Ph.D.

doc. Ing. Petr Fiedler, Ph.D.
předseda rady studijního programu

UPOZORNĚNÍ:

Autor diplomové práce nesmí při vytváření diplomové práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č.40/2009 Sb.

ABSTRAKT

Práce se zabývá návrhem matematického modelu a praktickou realizací průtokoměru na tepelném principu. Rozsah navrhovaného průtokoměru je od jednotek kilogramů za hodinu do nižších stovek kilogramů za hodinu. Konstrukce průtokoměru je neinvazivní vůči průtokovému kanálu, topný element se nalézá vně trubky. V práci jsou identifikovány parametry průtokoměru a je navržen regulátor teploty. Na zkušebním přípravku jsou provedena měření. Výsledky měření jsou diskutovány. Jsou navrženy změny stávajícího hardwaru.

KLÍČOVÁ SLOVA

Anemometr, Kingova rovnice, měření průtoku, tepelný průtokoměr, COMSOL, tepelná vodivost, mikrokontrolér, vestavěný systém, PWM regulace, identifikace systému, nejistoty měření

ABSTRACT

The thesis deals with the design of a mathematical model and practical implementation of a flowmeter based on the thermal principle. The range of the proposed flowmeter is from units of kilograms per hour to lower hundreds of kilograms per hour. The design of the flowmeter is non-invasive to the flow channel, the heating element is located outside the pipe. In this paper, the flowmeter parameters are identified and a temperature regulator is proposed. Measurements are made on a test bench. The results of the measurements are discussed. Modifications to the existing hardware are suggested.

KEYWORDS

Anemometer, King's equation, flow measurement, heat flowmeter, COMSOL, thermal conductivity, microcontroller, embedded system, PWM regulation, system identification, measurement uncertainties

MLČOCH, Albert. *Tepelný průtokoměr*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav automatizace a měřicí techniky, 2022, 96 s. Diplomová práce. Vedoucí práce: doc. Ing. Petr Beneš, Ph.D.

Prohlášení autora o původnosti díla

Jméno a příjmení autora: Bc. Albert Mlčoch
VUT ID autora: 203296
Typ práce: Diplomová práce
Akademický rok: 2021/22
Téma závěrečné práce: Tepelný průtokoměr

Prohlašuji, že svou závěrečnou práci jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucí/ho závěrečné práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené závěrečné práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této závěrečné práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a/nebo majetkových a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon), ve znění pozdějších předpisů, včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

Brno 17.5. 2022

.....

podpis autora*

*Autor podepisuje pouze v tištěné verzi.

PODĚKOVÁNÍ

Rád bych poděkoval vedoucímu mé diplomové práce panu Doc. Ing. Petru Benešovi, Ph.D. za to, že mi dal prostor pokračovat ve výzkumu a poskytoval mi četné konzultace v průběhu celého výzkumu.

Brno 17.5. 2022

.....

podpis autora

Obsah

Úvod	13
1 Teoretický úvod a literární rešerše	14
1.1 Kalorimetrický princip	14
1.2 Termoanemometrický princip	14
1.2.1 Provozní módy termoanemometrického snímače průtoku	16
1.3 Odporové teploměry	17
1.3.1 Platinové odporové teploměry	17
1.3.2 Polovodičové teploměry	18
1.4 Různá řešení průtokoměrů na anemometrickém principu	18
1.4.1 Průtokoměr se dvěma vyhřívanými snímači	19
1.4.2 Anemometrický MEMS průtokoměr	19
1.5 Dnes používané průtokoměry	20
1.5.1 Bronkhorst, thermal mass flow	20
1.5.2 PKP instruments, DTH08	20
1.5.3 INTEK Rheotherm, model 210	21
1.5.4 iST EvaKit OOL Module	22
2 Matematický model z hlediska měření	24
2.1 Upravená Kingova rovnice	24
2.2 Výpočet ztrátového výkonu	25
2.3 Citlivost odporového můstku	26
2.4 Citlivost Kingovy rovnice	28
3 Identifikace systému a regulace	32
3.1 Model soustavy	32
3.2 Návrh regulátoru	33
3.3 Identifikace řízené soustavy	35
3.4 Výsledky simulací	37
3.4.1 Regulace s identifikací, perioda vzorkování 10.2 ms	38
3.4.2 Regulace s identifikací, perioda vzorkování 2.6 ms	41
3.4.3 Regulace bez identifikace, perioda vzorkování 2.6 ms	43
3.4.4 Regulace s šumem	43
3.4.5 Závěry ze simulací	44
4 Provedená měření	47
4.1 Měření teploty okolí	48
4.2 Průběh PWM	49

4.3	Časové konstanty	51
4.4	Odhad zesílení soustavy	55
4.5	Měření pomocí 8bitové PWM	55
4.6	Měření pomocí 16bitové PWM	59
4.7	Charakteristika snímače s můstkovým zapojením	61
5	Nejistoty provedených měření	64
5.1	Nejistoty typu A	64
5.2	Nejistoty typu B	65
5.2.1	Chyba teploty referenčního můstku	66
5.2.2	Chyba teploty vyhřívaného můstku	66
5.2.3	Celková chyba teploty ohřevem rezistorů	68
5.2.4	Chyba AD převodníku	68
5.2.5	Tolerance rezistorů můstku	69
5.2.6	Celková chyba	70
5.3	Závěr k nejistotám měření	71
6	Simulace v programu COMSOL	73
6.1	Volba trubky snímače	73
6.1.1	Umístění snímačů pro anemometrický princip	74
6.1.2	Umístění snímačů pro kalorimetrický princip	75
6.2	Ověření modelu	75
6.2.1	Klidový odvod tepla, parametr A	76
6.2.2	Odvod tepla průtokem, parametr B	77
7	Návrh nové elektroniky snímače	81
7.1	Diferenční AD převodník s procesorem	81
7.2	Vývojová deska EVAL-ADuCM410	82
7.3	Odporové můstky	82
	Závěr	84
	Literatura	85
	Seznam příloh	88
	A Grafická příloha	89
	B Ukázky zdrojových kódů	92

Seznam obrázků

1.1	Teplotní pole v trubce	15
1.2	Ukázka termoanemometrického principu	16
1.3	Geometrie zkoumaného snímače	16
1.4	Provedení se zapuštěným snímačem	19
1.5	Schéma Wheatstonova můstku	20
1.6	PKP instruments, DTH08	21
1.7	INTEK Rheotherm, model 210	22
1.8	iST OOL flow module	23
1.9	iST OOL flow module - princip funkce	23
2.1	Schéma Wheatstonova můstku	26
2.2	Citlivost můstku pro $R_1 = 10 \Omega$	27
2.3	Chyba způsobená impedancí AD převodníku	28
2.4	Vypočtený průtok v závislosti na ΔT a P	29
2.5	Citlivost průtoku na ΔT	30
2.6	Chyba průtoku při chybě odečtu teploty	31
3.1	Schéma soustavy	33
3.2	Schéma PI regulátoru	35
3.3	Blok identifikace	38
3.4	Identifikované K, regulace s identifikací, $T_s = 10.2$ ms	39
3.5	Identifikované T, regulace s identifikací, $T_s = 10.2$ ms	40
3.6	Výstup soustavy, regulace s identifikací, $T_s = 10.2$ ms	41
3.7	Identifikované K, regulace s identifikací, $T_s = 2.6$ ms	42
3.8	Identifikované T, regulace s identifikací, $T_s = 2.6$ ms	42
3.9	Výstup soustavy, regulace s identifikací, $T_s = 2.6$ ms	43
3.10	Výstup soustavy, pouze regulace, $T_s = 2.6$ ms	44
3.11	Identifikované T při simulaci se šumem, $T_s = 2.6$ ms	45
3.12	Výstup soustavy, regulace s šumem, $T_s = 2.6$ ms	45
4.1	Blokové schéma měření	47
4.2	Napětí na referenčním můstku	49
4.3	Spočtená teplota referenčního můstku	49
4.4	Napětí na vyhřívaném můstku	50
4.5	Napětí na vyhřívaném můstku, složený průběh	50
4.6	Napětí na vyhřívaném můstku - průtok 0 kg/h	51
4.7	Napětí na vyhřívaném můstku, detail - průtok 0 kg/h	51
4.8	Napětí na vyhřívaném můstku - průtok 180 kg/h	52
4.9	Napětí na vyhřívaném můstku, detail - průtok 180 kg/h	52
4.10	Závislost časové konstanty na velikosti průtoku	54

4.11	Napájecí napětí můstku	54
4.12	Napájecí napětí můstku, detail náběhu	54
4.13	Závislost zesílení na velikosti průtoku	56
4.14	Výstup regulátoru jako střída PWM	57
4.15	Změny teploty vlivem změn střídy PWM	57
4.16	Změny vypočteného průtoku vlivem změn střídy PWM	57
4.17	Rozdílové napětí na vyhřívaném můstku, 8bitová PWM	58
4.18	Rozdílové napětí na referenčním můstku, 8bitová PWM	58
4.19	Výstup regulátoru jako střída PWM, 11bitová PWM	60
4.20	Naměřené teploty na vyhřívaném můstku bez filtrace, 11bitová PWM	60
4.21	Naměřený průtok, bez filtrace, 11bitová PWM	61
4.22	Naměřený průtok s detekcí ustáleného stavu a filtrací,11bitová PWM	61
4.23	Charakteristika průtoku	62
4.24	Chyba charakteristiky průtoku	62
4.25	Chyba charakteristiky průtoku s korekcí	63
5.1	Maximální a minimální chyby průtoku	71
5.2	Maximální spočtené absolutní chyby průtoku	72
5.3	Maximální spočtené chyby průtoku v procentech	72
6.1	Model trubky snímače	73
6.2	Model trubky snímače - detail	74
6.3	Změna teploty v závislosti na průtoku	76
6.4	Rozdíly v přestupu tepla	78
6.5	Odchyly parametru B	79
6.6	Charakteristika snímače, nová trubka	79
6.7	Charakteristika snímače, nová trubka, rozsah 60 kg/h	80
7.1	Diferenční AD převodník s procesorem ADuCM410	81
7.2	Vývojová deska EVAL-ADuCM410	82
A.1	Simulink schéma	89
A.2	Schéma plošného spoje snímače, verze 0.2	90
A.3	Deska plošného spoje, verze 0.2	91

Seznam tabulek

1.1	Třídy přesnosti tenkovrstvých odporových teploměrů, T je teplota ve $^{\circ}C$	18
4.1	Výpočet časové konstanty vyhřívaného tělíska teploměru, nulový průtok	53
4.2	Výpočet časové konstanty vyhřívaného tělíska teploměru, maximální průtok (180 kg/h)	53
4.3	Časové konstanty pro všechny měřené průtoky.	53
4.4	Zesílení soustavy pro všechny měřené průtoky při teplota okolí $23^{\circ}C$.	55
5.1	Spočtené hodnoty nejistoty typu A.	65
5.2	Chyby převodníku MPC3304.	68
5.3	Chyby převodníku MPC3304.	70
6.1	Navrhované trubky pro nový snímač	74
6.2	Spočtené vzdálenosti pro jednotlivé trubky	75
6.3	Srovnání parametrů A pro různé simulace s reálným měřením	76

Seznam výpisů

B.1	Identifikace soustavy v prostředí Matlab.	92
B.2	Skript pro nastavení simulace v prostředí MATLAB.	93
B.3	Nastavení hardwarové PWM na procesoru ATmega328p	93
B.4	Obsluha hardwarové PWM na procesoru ATmega328p	94
B.5	Diskrétní PI regulátor s pásmem necitlivosti a ochranou proti přebuzení	95

Úvod

Práce se zabývá vývojem snímače průtoku kapalin pracujícího na principu tepelného anemometru. Snímače na tepelném principu mohou být neinvazivní a velmi citlivé, zejména pro malé průtoky. Přesto se této problematice věnuje poměrně málo pozornosti, mimo MEMS aplikace. Obzvláště opomenutá je třída neinvazivních tepelných snímačů kapalin pro průtoky v desítkách až stovkách kilogramů za hodinu.

Práce se zabývá konstrukcí snímače se senzory vně trubky, díky čemuž téměř není narušen průtokový kanál. Výhodou řešení je snadná údržba průtokového kanálu a malé tlakové ztráty. Nevýhodou je značný vliv okolních podmínek na měřicí ústrojí, které je třeba identifikovat a zohlednit v matematickém modelu snímače. K vývoji snímače byla využita data naměřená v průběhu Bakalářské práce, nově naměřená data na testovacím přípravku, citlivostní analýzy a simulace v programu Matlab a simulace v programu COMSOL.

Práce obsahuje literární rešerši dnes používaných modelů tepelných anemometrů, jejich druhy a principy jejich činnosti. Práce se zabývá výběrem pracovního módu snímače a zhodnocením předešlých výsledků z Bakalářské práce, zejména navrženým matematickým modelem snímače. Je proveden návrh regulace a identifikace systému průtokoměru. Jsou zhodnocena data z měření na přípravku navrženém v rámci Bakalářské práce a zhodnoceny nedostatky přípravku. Jsou analyzovány nejistoty provedených měření a ukázán způsob jejich minimalizace.

1 Teoretický úvod a literární rešerše

Literární rešerše byla vypracována především z materiálů z databází ScienceDirect a IEEE. Při hledání zdrojů byl kladen důraz zejména na nalezení shodné nebo podobné konstrukce, jaká je zkoumána v této práci. Při zkoumání bylo zjištěno, že starší zdroje, napsané před rokem 2000, postrádají pro současný výzkum relevanci. Autoři těchto výzkumů se zaměřují zejména na analogovou linearizaci výstupního napětí snímače, což je vzhledem k dnešnímu číslicovému zpracování signálu nadbytečné. Všechny popsání modely vychází ze znalosti elektrických obvodů, prvního a druhého zákona termodynamiky a z nich vyvozených způsobů šíření tepla vedením a prouděním.[3][4][7]

Při měření průtoku kapalin průtokoměrem založeném na přestupu tepla lze využít dva rozdílné principy měření - kalorimetrický a termoanemometrický.

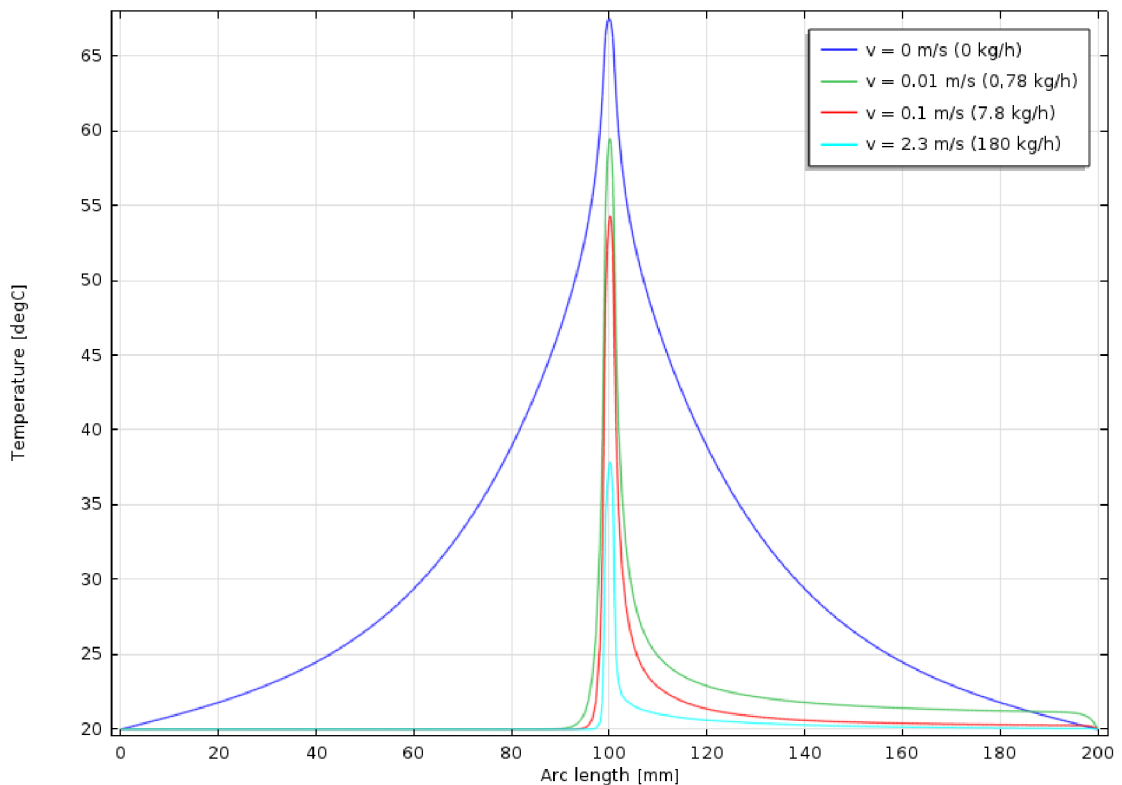
1.1 Kalorimetrický princip

Kalorimetrický princip měření průtoku je založen na deformaci teplotního pole v proudící kapalině nebo plynu. Pro realizaci průtokoměru na tomto principu je zapotřebí zdroj tepla a minimálně dva snímače teploty. Ty jsou rozmístěny jeden po proudu a druhý proti proudu média vůči zdroji tepla a jsou od zdroje stejně vzdáleny. Zdroj tepla vytváří v měřeném médiu gradient teplotního pole. V případě nehybného média by teplotní pole mělo být symetrické s rovinou průřezu trubky v místě zdroje tepla. Snímače teploty před a za zdrojem tepla tedy měří v nehybné kapalině stejnou teplotu. Při pohybu kapaliny je ohřátá kapalina unášena po směru proudění a pole již není symetrické. Snímače teploty měří rozdílnou teplotu média. Měřenou a dále vyhodnocovanou veličinou je tedy rozdíl teplot mezi snímači.

Výhodou kalorimetrického principu je, že umožňuje určit směr proudění. Princip je citlivý zejména pro velmi malé průtoky, pro větší průtoky rozdíly teplot v médiu v podstatě mizí (viz obr. 1.1), proto nebude kalorimetrický princip v práci dále zkoumán.

1.2 Termoanemometrický princip

Anemometrický princip je založen na porovnávání odvodu tepla z vyhřívaného tělíska v klidném médiu vůči zvýšenému odběru tepla při nenulovém průtoku média. V nejjednodušší implementaci jde o jediný snímač teploty vyhříváný nad teplotu okolí pomocí samoohřevu. Při praktické implementaci termoanemometrického principu je nutné znát teplotu měřeného média, je tedy nutné použít druhý snímač teploty, který slouží pro měření teploty média. V klasické implementaci je vyhřívání



Obr. 1.1: Teplotní pole v trubce, různé rychlosti proudění, vlastní simulace v programu COMSOL.

snímač zasunut přímo do průtokového kanálu. Průtokoměry se v článcích vyskytují zejména v konfiguraci, která je zobrazena na obrázku 1.2.

Anemometrický princip není tak citlivý jako kalorimetrický, je ovšem využitelný pro řádově vyšší rychlosti proudění média, a tedy i pro větší průtoky (viz [7] a kapitola 1.5). Anemometrický princip lze pro určitý rozsah průtoků, resp. rychlostí proudění, aproximovat Kingovou rovnicí[1][2][7]:

$$P = (A + B \cdot \sqrt{v}) \cdot \Delta T \quad (1.1)$$

kde:

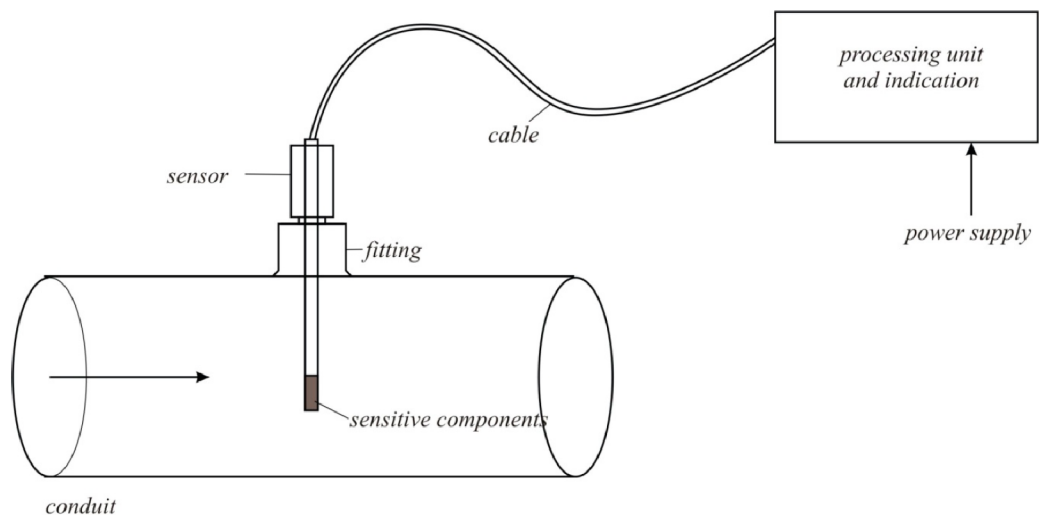
P je celkový ztrátový výkon na snímači [W],

A jsou tepelné ztráty na vyhříváním tělisku způsobené vedením tepla (tedy za nulového průtoku) [$W \cdot K^{-1}$],

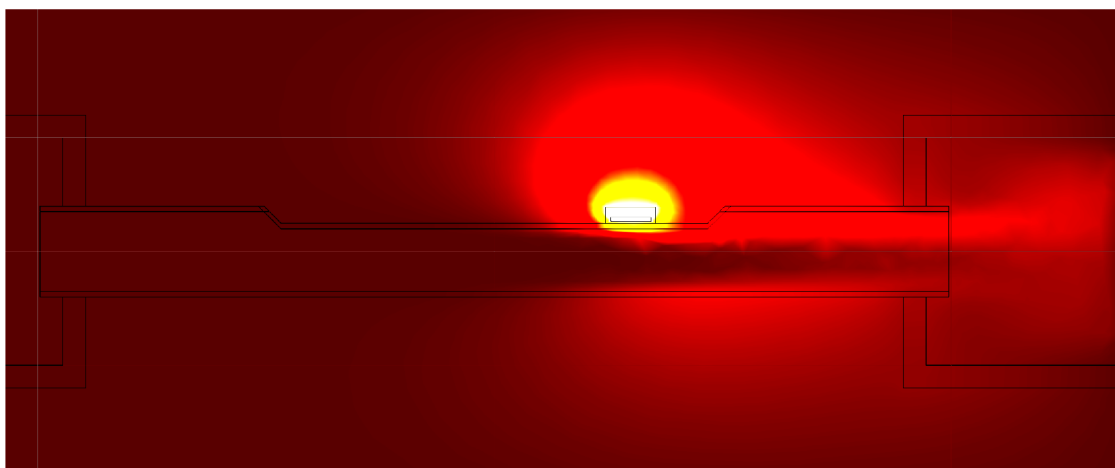
B je parametr pro ztráty způsobené prouděním média [$W \cdot K^{-1} \cdot s^{1/2} \cdot m^{-1/2}$],

v je rychlost proudění vody [$m \cdot s^{-1}$],

ΔT je rozdíl teploty média a teploty vyhřívajícího těliska [$^{\circ}C$].



Obr. 1.2: Ukázka termoanemometrického principu.[3]



Obr. 1.3: Geometrie zkoumaného snímače, model teplotního pole z programu COM-SOL. Průměr trubičky je 4 mm, délka 40 mm. Na trubičce je nasunuto šroubení. Rychlost průtoku $v = 0.01$ m/s, teploty 20 °C až 70 °C.[1]

1.2.1 Provozní módy termoanemometrického snímače průtoku

Termoanemometrický snímač lze provozovat ve čtyřech různých módech měření. Nejjednodušším je mód měření s konstantním napětím pro vyhřívání tělíska. Výhodou je jednoduché zapojení vyhřívání s konstantním zdrojem napětí. Dochází ke změně rozdílu teplot mezi vyhříváním tělískem a teplotou média, přičemž s rostoucím průtokem klesá rozdíl teplot. Při volbě módu s konstantním napětím je třeba řešit kompromis mezi maximální možnou teplotou vyhřívání tělíska při nulovém prů-

toku a minimální teplotou tělíska pro maximální průtok. Pro udržení citlivosti i pro vyšší průtoky je třeba udržovat co nejvyšší teplotu (viz [8] a kapitola 2.4). Podobně se chová i mód s konstantním zdrojem proudu.

Problém s vysokou teplotou vyhřívaného tělíska při nulovém průtoku lze řešit regulací příkonu. Výsledkem je mód s konstantní teplotou topného tělíska, který je již značně složitější a vyžaduje zpětnovazební regulaci. Při změně teploty média snižuje výrazně mění svou citlivost. Problém lze řešit udržováním konstantního rozdílu teplot mezi médiem a topným tělískem.

Mód s konstantním rozdílem teplot je jediný vhodný do prostředí s měnící se teplotou média. Jeho nevýhodou je zejména složitost provedení. Je nutné použít dobře dynamicky regulovatelný zdroj výkonu a regulovat jej velmi přesně. Jak bude ukázáno v kapitole Identifikace systému a regulace (kapitola 3), průtokoměr se chová jako systém s proměnnými parametry, což komplikuje regulaci.

1.3 Odporové teploměry

1.3.1 Platinové odporové teploměry

Platinové odporové teploměry jsou založeny na změně měrného elektrického odporu platiny v závislosti na teplotě. Teploměry dělíme na drátové a tenkovrstvé. Drátové teploměry jsou pro aplikaci v průtokoměru nevhodné. Tenkovrstvá technologie má jak kratší časové konstanty, tak vyšší možný rozsah odporu. Tenkovrstvý teploměr je zhotoven jako vyleptaná, případně vyřezaná vodivá platinová cesta na nevodivém substrátu. Substrátem je většinou keramika nebo sklo.

Vymezením pojmů spjatých s platinovými odporovými teploměry se zabývá norma ČSN EN 60751[9]. Norma vymezuje zejména třídy přesnosti a způsoby zkoušení těchto teploměrů, definuje závislost odporu na teplotě pro teplotní rozsah 0 °C až 850 °C následujícím vztahem:

$$R_T = R_0 \cdot (1 + A \cdot T + B \cdot T^2) \quad (1.2)$$

kde:

- T je teplota rezistoru [°C],
- R_T je odpor při teplotě T [Ω],
- R_0 je odpor při teplotě 0 °C [Ω],
- A konstanta $A = 3.9083 \cdot 10^{-3}$ [°C⁻¹],
- B konstanta $B = -5.775 \cdot 10^{-7}$ [°C⁻²].

Norma dále pro drátové a tenkovrstvé rezistory i teploměry vymezuje 4 třídy přesnosti. Také specifikuje způsob určení maximálního měřicího proudu teploměru

a způsob určení koeficientu samoohřevu způsobeného měřicím proudem. Pro přesné měření, zejména u využití v průtokoměrech, je samoohřev klíčovým parametrem, jak pro referenční teploměr, kde se jedná o parazitní vliv, tak pro vyhřívaný teploměr, který je samoohřevem vyhříván. V tabulce 1.1 jsou uvedeny toleranční třídy pro tenkovrstvé teploměry. Výpočet teploty odporového teploměru je získán vyjádřením

Toleranční třída	Rozsah teplot	Hodnota tolerance
AA	0 až +150	$\pm(0.1 + 0,0017 \cdot T)$
A	-30 až +300	$\pm(0.15 + 0,002 \cdot T)$
B	-50 až +500	$\pm(0.3 + 0,005 \cdot T)$
C	-50 až +600	$\pm(0.6 + 0,01 \cdot T)$

Tab. 1.1: Třídy přesnosti tenkovrstvých odporových teploměrů, T je teplota ve °C.

ze vztahu 1.2:

$$T = \frac{-A + \sqrt{A^2 - 4 \cdot B \cdot (R_0 - R_T)/R_0}}{2 \cdot B} \quad (1.3)$$

1.3.2 Polovodičové teploměry

Vzhledem k poměrně nízké citlivosti kovových teploměrů se někteří autoři pokouší o návrh průtokoměru na termoanemometrickém principu s využitím polovodičových teploměrů.[5] Ty mají sice vyšší citlivost, ale jejich dlouhodobá stabilita i opakovatelnost výroby bývá horší než u platinových teploměrů. Polovodičové teploměry tedy nejsou jednoduše zaměnitelné, proto bude zkoumáno pouze využití platinových odporových teploměrů.

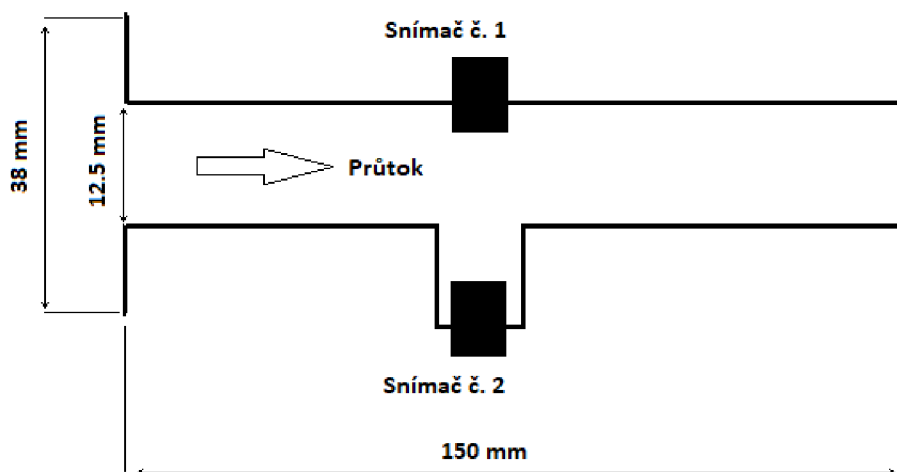
1.4 Různá řešení průtokoměrů na anemometrickém principu

V literární rešerši nebylo nalezeno mnoho autorů, kteří by se zabývali průtokoměry na termoanemometrickém principu. Nalezení autoři pak provádějí převážně simulace a citlivostní analýzy teoretických modelů, např. [7][3], nebo se zabývají průtokoměry s řádově menším rozsahem průtoku, kde matematický model dobře odpovídá měření, např. měření spotřeby paliva [3]. Pro ukázkou možnosti různých přístupů budou krátce představeny průtokoměry se zapaštěným snímačem a MEMS provedení průtokoměru (Micro Electro Mechanical Systems).

1.4.1 Průtokoměr se dvěma vyhřívanými snímači

Zajímavé provedení anemometrického průtokoměru je ukázáno v článku [4]. Uvedený průtokoměr počítá se dvěma vyhřívanými snímači. Snímač č. 1 je vystaven proudění na okraji průtokového kanálu. Snímač č. 2 je zapuštěný mimo kanál a je tedy ochlazen pouze stojatou vodou, viz obr. 1.4. Oba snímače jsou zapojeny v jedné větvi Wheatstnova můstku, viz obr. 1.5. Signál z můstku je zesílen a digitalizován pomocí 8bitového AD převodníku. Hodnota průtoku je vypočtena pomocí vyhledávací (lookup) tabulky uložené v paměti procesoru a využití lineární interpolace.

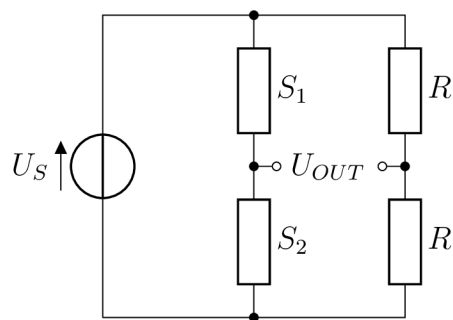
Výsledný snímač měří s přesností $\pm 1\%$ z rozsahu pro průtoky 100 kg/h až 800 kg/h. Těchto průtoků dosahuje díky podstatně většímu průřezu potrubí, než bylo použito např. v [1]. Snímač lze realizovat i s polovodičovými teploměry, viz [4][5].



Obr. 1.4: Provedení se zapuštěným snímačem, obrázek převzat z původního článku [4].

1.4.2 Anemometrický MEMS průtokoměr

Pro snadnou realizaci samotných měřicích elementů lze tepelný anemometrický průtokoměr navrhnout pro širokou škálu velikostí. Díky aplikaci MEMS technologií lze vyrobit snímače pro měření průtoků a turbulencí v mikroskopických kanálech. Výhodou měření tepelnými anemometry je jejich citlivost na malé průtoky i velmi malá časová konstanta závislá na tepelných vodivostech materiálů snímače a na prohřívané mase hmoty. Menší snímače mají tedy kratší časovou konstantu. Toho lze využít například pro měření mikroskopických turbulencí v reálném čase. [6]



Obr. 1.5: Schéma Wheatstonova můstku, R_x je neznámý odpor, R_1 , R_2 a R_3 jsou známé odpory.

1.5 Dnes používané průtokoměry

Jako součást literární rešerše byl proveden i průzkum aktuálně dostupných průtokoměrů pracujících na stejném nebo podobném principu jako zkoumaný průtokoměr. V tomto průzkumu bylo zjištěno, že stejnou geometrii snímače využívají pouze společnosti INTEK a iST, podobnou konstrukci pak firma Bronkhorst. Ostatní výrobci buďto neuvádějí princip činnosti snímače a jeho realizaci, nebo využívají klasické řešení se snímačem v průtokovém kanále. Pro srovnání je uveden i snímač DTH08, který je založený na kalorimetrickém principu.

1.5.1 Bronkhorst, thermal mass flow

Společnost Bronkhorst nabízí několik průtokoměrů na tepelném principu [11]. Udávané rozsahy jsou od mg/h do 1 kg/h, jedná se tedy o měření velmi malých průtoků. Zajímavostí u těchto průtokoměrů je velmi malý rozdíl teploty vyhřívaného elementu vůči okolí, který činí pouze 5 °C. Průtokoměr je tedy možné použít i pro měření v prostředích citlivých na teplotu, jako jsou lékařské aplikace, potravinářství, měření tekutin s nízkou teplotou varu nebo měření ve výbušném prostředí. Udávaná přesnost je 2 % nebo 1 % z rozsahu, opakovatelnost 0,2 %. Dynamický rozsah je 1 : 50. Napájení snímače je stejnosměrným napětím 15 až 24 V, odběr proudu je do 120 mA.

1.5.2 PKP instruments, DTH08

Průtokoměr společnosti PKP[10] je založen na kalorimetrickém principu. Rozsahem se přístroj pohybuje ve stejných hodnotách jako průtokoměr navrhovaný v této práci. Výrobce nabízí rozsahy do 2 l/min, do 5 l/min a do 10 l/min s dynamickým rozsahem

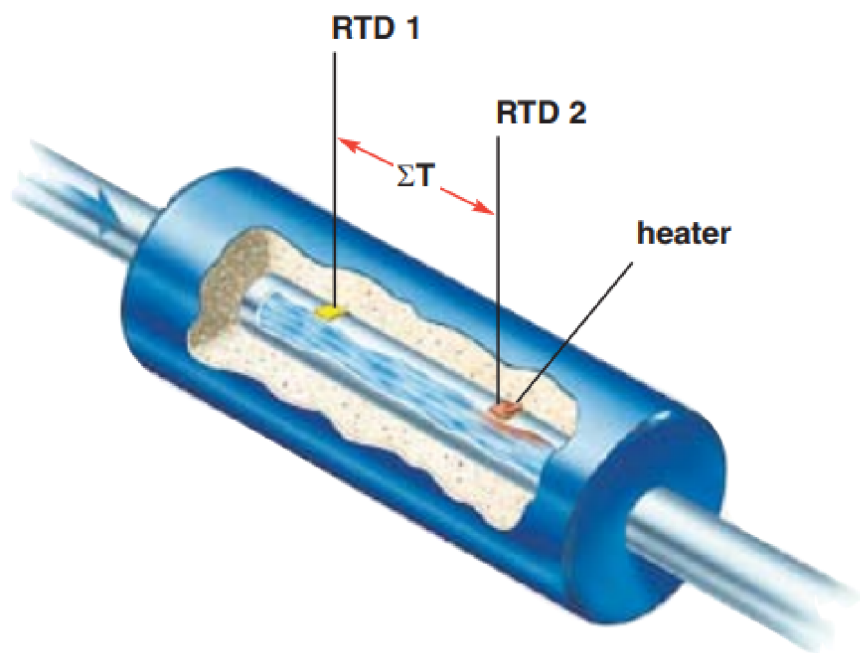
1 : 200. Přesnost uváděná výrobcem je 5 % z měřené hodnoty. Napájen je stejnosměrným napětím 24 V a proudem 100 mA. Zajímavostí je záměrná deformace trubky snímače, kdy je trubka několikrát zúžena a opět rozšířena, což pravděpodobně přispívá k definovaným turbulencím v místě měření. Vnitřní uspořádání průtokoměru ale nebylo zjištěno. Snímač je zobrazen na obr. 1.6.



Obr. 1.6: Průtokoměr PKP instruments, DTH08 [10].

1.5.3 INTEK Rheotherm, model 210

Průtokoměr INTEK Rheotherm, model 210 [12] spolu s průtokoměrem EvaKit OOL od iST jsou jediné shodné v principu i v provedení se zkoumaným průtokoměrem. INTEK Rheotherm podle výrobce dosahuje přesnosti měření 1 % a opakovatelnosti 0,5 %. Výrobce nabízí průtokoměry v širokém rozsahu průtoků od kilogramů za rok po tisíce kilogramů za hodinu. U konfigurace naznačené na obrázku 1.7, která je shodná se zkoumaným průtokoměrem, výrobce uvádí vhodné použití jen u velmi malých průtoků do 10 cm³ za den. U průtokoměrů pro větší průtoky využívá standardní konfigurace se snímači v průtokovém kanále. Standardní dynamický rozsah průtokoměru je 1 : 10. Průtokoměr je napájen stejnosměrným napětím 24 V, odběr proudu je 200 mA. Nároky na napájení jsou tedy obdobné jako u zkoumaného přípravku. Časová konstanta snímače by se měla pohybovat mezi 3 a 5 sekundami.



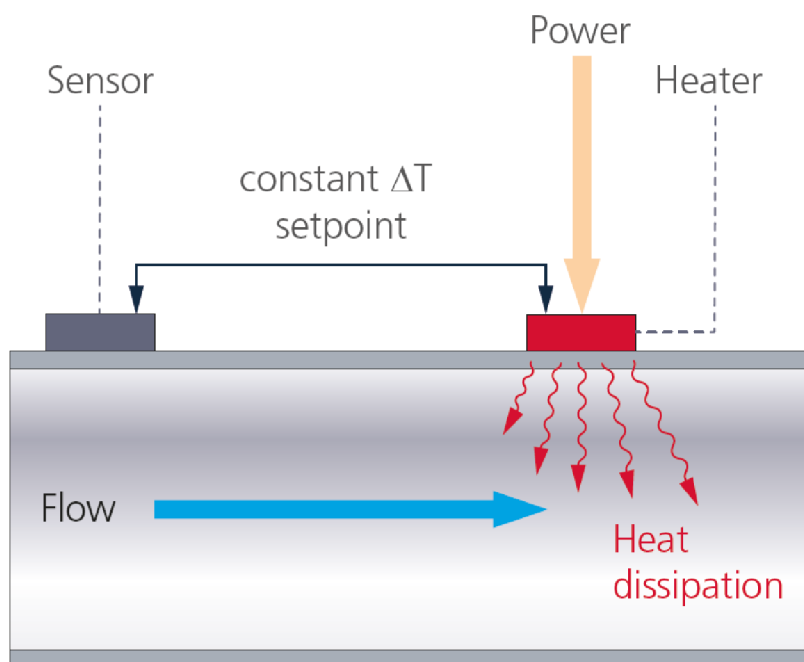
Obr. 1.7: Průtokoměr Rheotherm, model 210 [12].

1.5.4 iST EvaKit OOL Module

Novým produktem, prezentovaným společností Innovative Sensor Technology v tomto roce (2022), je průtokoměr EvaKit Out of Liquid Flow module[13]. Průtokoměr využívá stejný přípravek z nerezové trubky s přilepenými snímači jako navrhovaný snímač z bakalářské práce a měří na stejném principu, viz obr. 1.9. Modul měří v rozsahu 0,1 až 50 kg/h při teplotách 5 až 20 °C. Přesnost měření jsou 3 % z rozsahu s opakovatelností 0,3 %. Časová konstanta snímače je do 1 s. Napájení modulu je 10 až 26 V a příkon do 1 W. Snímač je navržen pro měření malých průtoků, například úniky kapalin z potrubí nebo průtok chladicí kapaliny u průmyslových zařízení. Dále výrobce uvádí možnost kalibrace pro měření průtoku olejů. Modul snímače je na obr. 1.8.



Obr. 1.8: Průtokoměr iST OOL flow module [13].



Obr. 1.9: Průtokoměr iST OOL flow module - princip funkce [13].

2 Matematický model z hlediska měření

2.1 Upravená Kingova rovnice

Z výsledků bakalářské práce [1] se ukázalo, že je nutné Kingovu rovnici 1.1 upravit. Základní tvar Kingovy rovnice je:

$$P = (A + B \cdot \sqrt{v}) \cdot \Delta T \quad (2.1)$$

kde:

P je ztrátový výkon na vyhřívaném tělísku [W],

A jsou tepelné ztráty na vyhřívaném tělísku způsobené vedením tepla (tedy za nulového průtoku) [$W \cdot K^{-1}$],

B je koeficient ztrát prouděním média [$\frac{W}{K} \cdot \sqrt{\frac{s}{m}}$],

v je rychlost proudění média [$m \cdot s^{-1}$],

ΔT je rozdíl teploty média a teploty vyhřívaného tělíska [$^{\circ}C$].

Novější autoři, například [7], udávají rovnici ve tvaru:

$$P = (A + B \cdot v^n) \cdot \Delta T \quad (2.2)$$

kde:

n je experimentálně zjištěný koeficient [-].

Aby bylo možné popsat změřenou charakteristiku navrhovaného průtokoměru, byla v rámci bakalářské práce Kingova rovnice upravena. Parametr A byl nahrazen polynomem, který lépe aproximuje nelineární odvod tepla vedením:

$$A = A_1 \cdot \Delta T + A_0 = A_0 \cdot (A_\alpha \cdot \Delta T + 1) \quad (2.3)$$

kde:

A_0 lineární odvod tepla [$W \cdot K^{-1}$],

A_1 kvadratický odvod tepla [$W \cdot K^{-2}$],

A_α změna odvodu tepla s teplotou, kde $A_\alpha = \frac{A_1}{A_0}$ [K^{-1}].

Průměrnou rychlost průtoku v není možno v praxi měřit, byla tedy nahrazena hmotnostním průtokem Q , který je velmi dobře měřitelný. Rychlost byla nahrazena vztahem:

$$v = \frac{Q}{S \cdot \rho} \quad (2.4)$$

kde:

Q je hmotnostní průtok [$kg \cdot s^{-1}$],

S je průřez trubky [m^2],

ρ je hustota média v trubce za dané teploty [$kg \cdot m^{-3}$].

Parametr B není pro model konstantní, proto byl nahrazen mocninnou funkcí, která jej poměrně dobře aproximuje. Funkce je ve tvaru:

$$B = B_k \cdot Q^b \quad (2.5)$$

kde:

$$B_k \text{ je konstantní část parametru } B \left[\frac{W}{K} \cdot \left(\frac{s}{m} \right)^{1/2+b} \right],$$

b je koeficient závislosti ztrát prouděním na průtoku [-].

Parametr b je vlastně korekcí původní závislosti průtoku na odběru tepla, která je v Kingově rovnici předpokládána jako odmocnina. Kingovu rovnici lze po dosažení upravených parametrů A a B psát ve tvaru:

$$P = \left[A_0 \cdot (A_\alpha \cdot \Delta T + 1) + B_k \cdot \frac{Q^{1/2+b}}{\sqrt{S \cdot \rho}} \right] \cdot \Delta T \quad (2.6)$$

Pro aplikaci Kingovy rovnice je třeba vyjádřit hmotnostní průtok, čímž dostaneme výraz ve tvaru:

$$Q = \left\{ \left[\frac{P}{\Delta T} - A_0 \cdot (A_\alpha \cdot \Delta T + 1) \right] \cdot \frac{\sqrt{S \cdot \rho}}{B_k} \right\}^{\frac{1}{1/2+b}} \quad (2.7)$$

2.2 Výpočet ztrátového výkonu

Střední hodnota ztrátového výkon P_R na každém z rezistorů můstku můžeme určit pomocí vztahu 2.8. Podmínkou je obdélníkový průběh PWM signálu.

$$\begin{aligned} P_R &= \frac{U_{Rrms}^2}{R} = \\ &= \frac{1}{R} \cdot \frac{1}{T} \cdot \int_0^T u_R(t)^2 dt = \\ &= \frac{1}{R} \cdot \frac{1}{T} \cdot \left[\int_0^{D \cdot T} \left(U_{cc} \cdot \frac{R}{R_v} \right)^2 dt + \int_{D \cdot T}^T \left(0 \cdot \frac{R}{R_v} \right)^2 dt \right] = \\ &= \frac{1}{R} \cdot \frac{1}{T} \cdot \left(U_{cc} \cdot \frac{R}{R_v} \right)^2 \cdot [t]_0^{D \cdot T} = \\ &= \frac{1}{R} \cdot \left(U_{cc} \cdot \frac{R}{R_v} \right)^2 \cdot D \end{aligned} \quad (2.8)$$

kde:

U_{Rrms} je střední hodnota napětí na rezistoru [V],

R je odpor rezistoru [Ω],

T je perioda PWM signálu [s],

$u_R(t)$ je průběh napětí na rezistoru [V],

U_{cc} je napájecí napětí můstku [V]

R_v je odpor celé větve můstku [Ω],

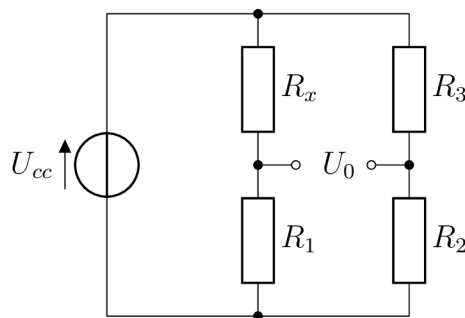
D je střída PWM v intervalu $\langle 0, 1 \rangle$ [-].

2.3 Citlivost odporového můstku

Při návrhu odporových můstků je třeba brát v úvahu celý měřicí systém. Schéma můstku je vidět na obr. 2.1. Z rovnice 2.9 pro napětí na rozdílovém můstku plyne, že nejvýhodnější je, když mají odpory v každé větvi můstku stejný poměr. To lze ukázat pomocí parciální derivace rovnice 2.9 dle R_1 (rovnice 2.10) a následném vynesení závislosti $f(R_1, R_x) = \frac{\partial U_0}{\partial R_1}$ (obr. 2.2). Rezistory R_2 a R_3 tvoří pouze napěťovou referenci a je vhodné, aby byl jejich poměr blízký poměru R_1 a R_x , rozdílové napětí můstku se tedy pohybuje okolo nuly. U_0 je rozdílové napětí můstku, U_{cc} je napájecí napětí můstku.

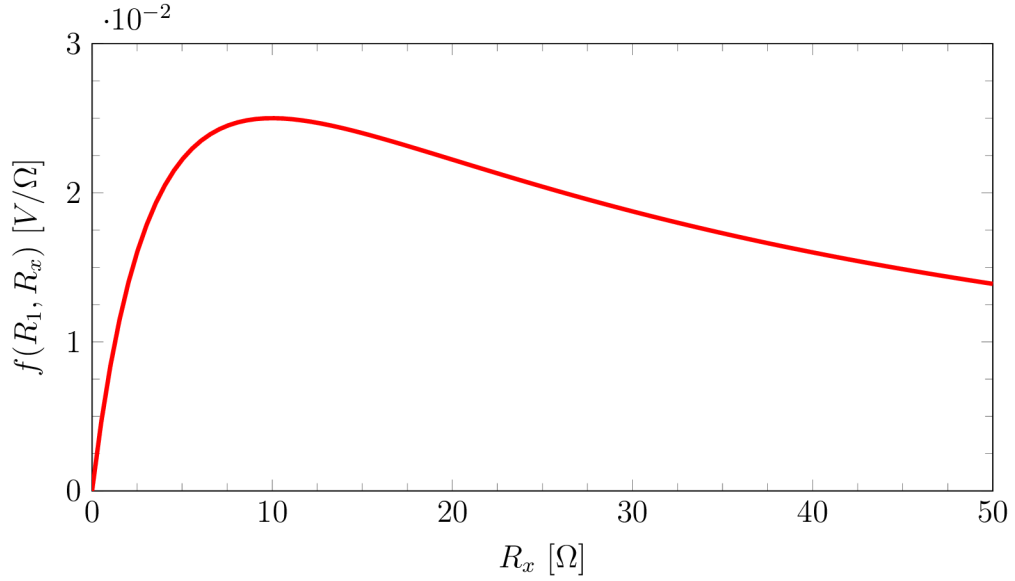
$$\begin{aligned}
 U_0 &= U_{R1} - U_{R2} \\
 U_0 &= I_1 \cdot R_1 - I_2 \cdot R_2 \\
 U_0 &= \frac{U_{cc}}{R_1 + R_x} \cdot R_1 - \frac{U_{cc}}{R_2 + R_3} \cdot R_2
 \end{aligned} \tag{2.9}$$

$$\frac{\partial U_0}{\partial R_1} = \frac{R_x \cdot U_1}{(R_1 + R_x)^2} \tag{2.10}$$



Obr. 2.1: Schéma Wheatstonova můstku, R_x je neznámý odpor, R_1 , R_2 a R_3 jsou známé odpory. U_0 je rozdílové napětí můstku, U_{cc} je napájecí napětí můstku.

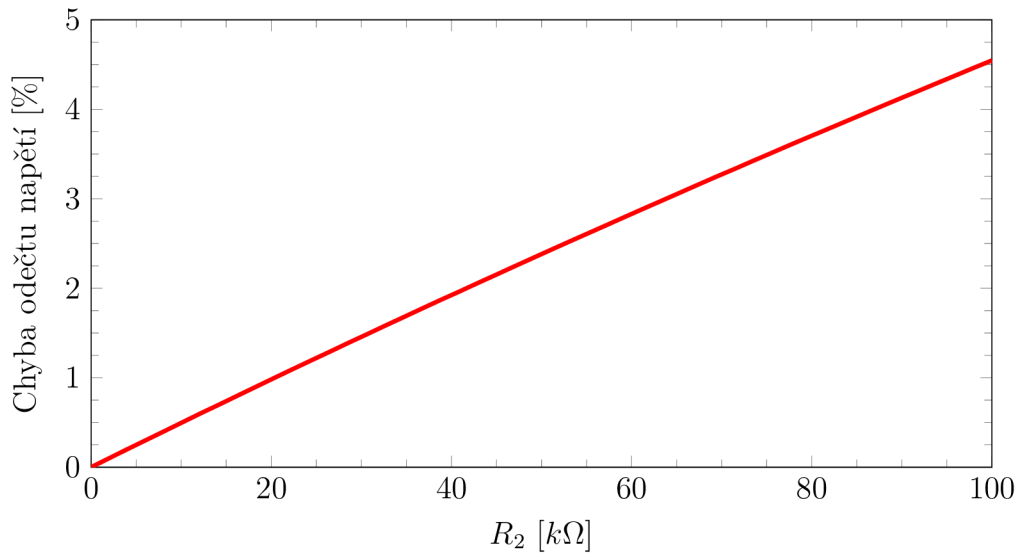
Dalším kritériem pro volbu rezistorů v můstku jsou ztrátové výkony jednotlivých odporů a s tím související samoohřev. Tepelný součinitel odporu bývá u běžně dostupných rezistorů obvykle mezi 100 až 300 ppm/K (particle per million na Kelvin), jejich ohřev tedy zkresluje měřenou teplotu. Hodnota odporu rezistorů bude volena tak, aby byl vliv samoohřevu zanedbatelný. S vyšším odporem rezistorů v můstku sice klesá protékající proud, tedy i tepelné ztráty a vliv samoohřevu, zvyšuje se



Obr. 2.2: Citlivost můstku pro $R_1 = 10 \Omega$

ovšem chyba měření v důsledku zatížení můstku AD převodníkem. Je tedy nutné volit kompromis mezi oběma nepříznivými vlivy. Úbytek napětí u_{Z2} na rezistoru R_2 ve větvi můstku, která je zatížena AD převodníkem, lze vyjádřit vztahem 2.11. Jedná se o dělič napětí ve tvaru $(Z_3 + Z_2 \parallel Z_{AD})$, kde $Z_1 = R_1$, kde $Z_2 = R_2$, kde $Z_3 = R_3$ a Z_{AD} odpovídá impedanci AD převodníku. Pro zamezení chyby způsobené impedancí AD převodníku je nutné, aby byla splněna podmínka $\frac{1}{Z_{AD}} \ll \frac{1}{Z_2}$, tedy $Z_{AD} \gg Z_2$. Impedance rezistoru Z_3 je daná požadovaným dělicím poměrem. U použitých AD převodníků lze počítat s impedancí nad $500 k\Omega$. Pro možnost zanedbání impedance převodníku postačí, pokud bude hodnota R_2 nejvýše v řádu jednotek $k\Omega$. Hodnotu chyby odečtu lze vyčíslit jako rozdíl nezatíženého a zatíženého můstku, jak je vidět na obr. 2.3.

$$\begin{aligned}
 u_{Z2} &= U_{cc} - Z_3 \cdot I_3 \\
 u_{Z2} &= U_{cc} - Z_3 \cdot \frac{U_{cc}}{Z_3 + \frac{Z_2 \cdot Z_{AD}}{Z_2 + Z_{AD}}} \\
 \frac{u_{Z2}}{U_{cc}} &= 1 - \frac{Z_3 \cdot (Z_2 + Z_{AD})}{Z_3 \cdot Z_2 + Z_3 \cdot Z_{AD} + Z_2 \cdot Z_{AD}} \\
 \frac{u_{Z2}}{U_{cc}} &= \frac{1}{1 + Z_3 \cdot \left(\frac{1}{Z_{AD}} + \frac{1}{Z_2} \right)} \tag{2.11}
 \end{aligned}$$



Obr. 2.3: Chyba způsobená impedancí AD převodníku pro dělicí poměr 0.5 ($R_2 = R_3$) a impedancí AD převodníku $500\text{ k}\Omega$.

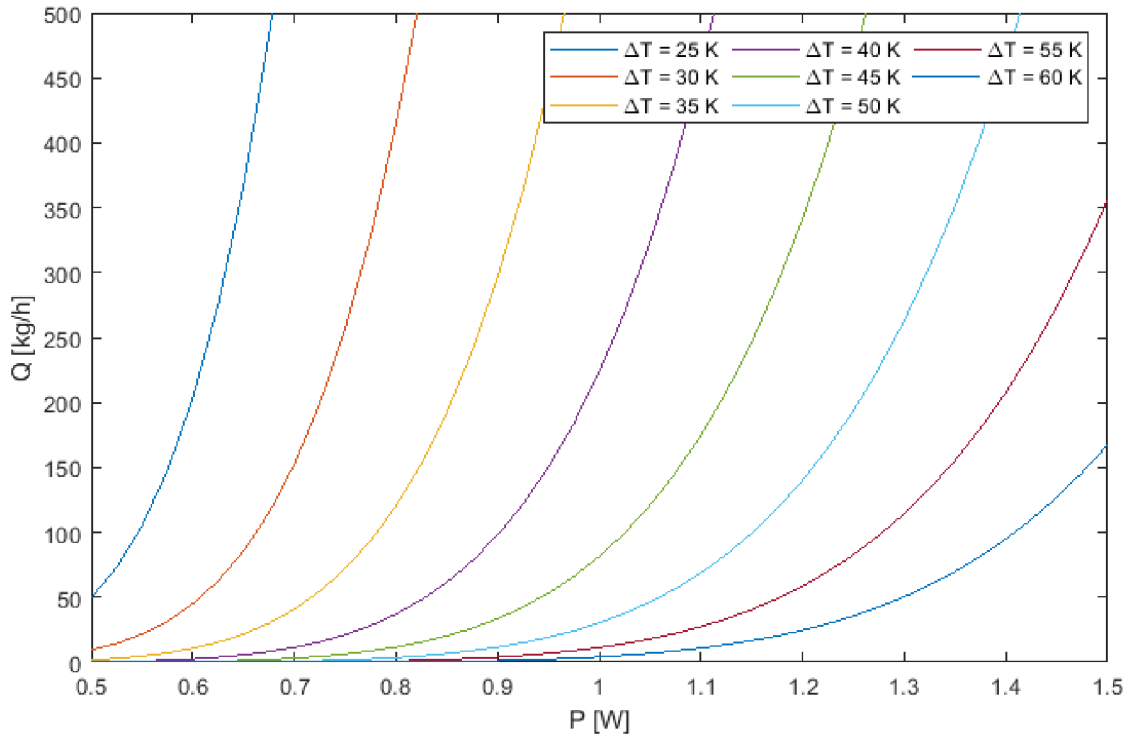
Pro výpočet neznámého odporu R_x byl odvozen vztah 2.12.

$$\begin{aligned}
 U_0 &= U_{R1} - U_{R2} \\
 \frac{U_0}{U_{cc}} &= \frac{R_1}{R_1 + R_x} - \frac{R_2}{R_2 + R_3} \\
 R_1 + R_x &= R_1 \cdot \frac{U_{cc} \cdot (R_2 + R_3)}{U_0 \cdot (R_2 + R_3) + U_{cc} \cdot R_2} \\
 R_x &= R_1 \cdot \frac{U_{cc} \cdot (R_2 + R_3)}{U_0 \cdot (R_2 + R_3) + U_{cc} \cdot R_2} - R_1 \\
 R_x &= R_1 \cdot \left(\frac{U_{cc} \cdot R_3 - U_0 \cdot (R_2 + R_3)}{U_{cc} \cdot R_2 + U_0 \cdot (R_2 + R_3)} \right) \quad (2.12)
 \end{aligned}$$

2.4 Citlivost Kingovy rovnice

Pro analýzu vztahu hmotnostního průtoku 2.7 byly vypočteny různé rozdíly teplot a různé ztrátové výkony na vyhřívaném teploměru, jak je vidět na obr. 2.4. Konkrétní hodnoty parametrů jsou vzaty z hodnot zjištěných v bakalářské práci [1].

Jak bude ukázáno v kapitole 4.1, referenční teploměr R_{ref} je schopen měřit teplotu okolí s velikostí amplitudy šumu přibližně na úrovni rozlišení převodníku, tedy 0.3 mV , což odpovídá přibližně 0.01 K . Průběžným průměrováním vzorků lze docílit ještě přesnějšího rozlišení okolní teploty. Vyhřívaný teploměr R_{Heat} je více ovlivněn šumy, protože teplota na něm není v ustáleném stavu, její hodnotu ovlivňují



Obr. 2.4: Vypočtený průtok v závislosti na ΔT a P . Různé ΔT , zleva doprava: $\Delta T = 25$ K, 30 K, ..., 60 K.

zásahy regulátoru. Z těchto důvodů je přesnost měření teploty na R_{Heat} pouze okolo 0.1 K.

Z těchto důvodů je účelné zjistit citlivost celého matematického modelu snímače vůči změnám teploty. Citlivost vypočteného hmotnostního průtoku 2.7 vůči rozdílu teplot lze zjistit parciální derivací $f_{\Delta T}(P, \Delta T) = \frac{\partial Q(P, \Delta T)}{\partial \Delta T}$ 2.13. Vzhledem k přítomnosti neceločíselných mocnin a zlomků v analyzovaném vztahu je výsledkem derivace poměrně složitý výraz. K jeho výpočtu a další analýze byl využit MATLAB Symbolic Toolbox.

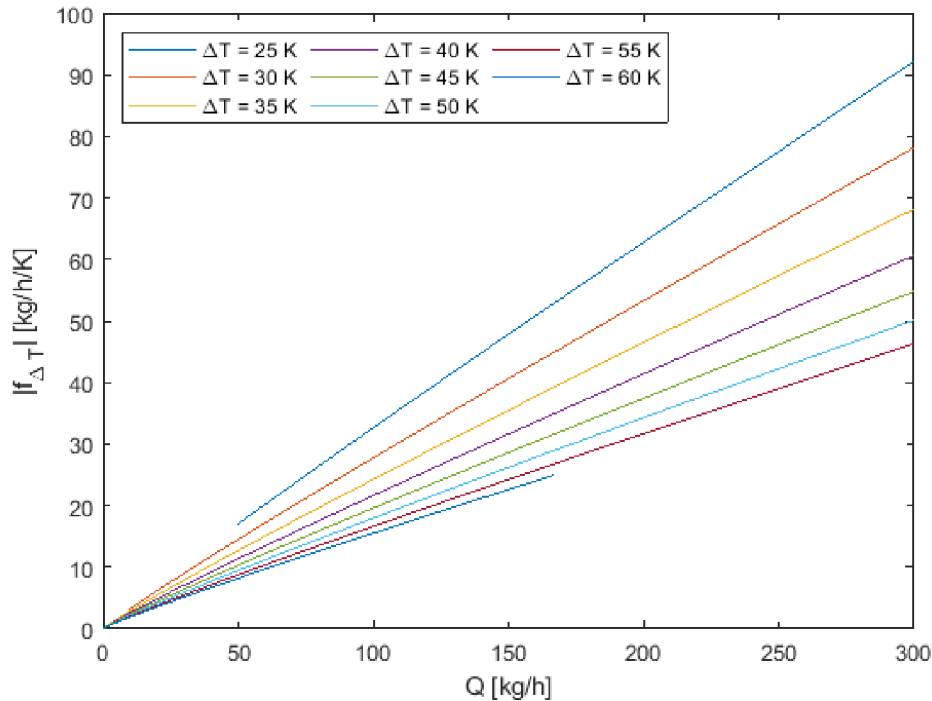
$$f_{\Delta T} = \frac{\partial Q(P, \Delta T)}{\partial \Delta T} = -\frac{\frac{2}{\Delta T} + \frac{2}{\sigma} \cdot A_0 \cdot (2 \cdot A_\alpha \cdot \Delta T + 1)}{2 \cdot b + 1} \left(\frac{S \cdot \rho \cdot \sigma^2}{B_k^2 \cdot \Delta T^2} \right)^{\frac{1}{2 \cdot b + 1}} \quad (2.13)$$

kde:

$$\sigma = P - A_0 \cdot \Delta T \cdot (A_\alpha \cdot \Delta T + 1).$$

Po dosazení hodnot rozdílů teplot a výkonů byly vyneseny jednotlivé závislosti změny průtoku na změně rozdílů teplot, tedy citlivost modifikované Kingovy rovnice na rozdíl teplot (obr. 2.5). Z vynesených závislostí je vidět, že citlivost je vyšší pro nižší rozdílů teplot. Pro nižší rozdílů teplot je také v důsledku konečného rozlišení

AD převodníku větší relativní chyba měřené teploty. Je tedy zřejmé, že je výhodnější měřit na vyšších rozdílech teplot.

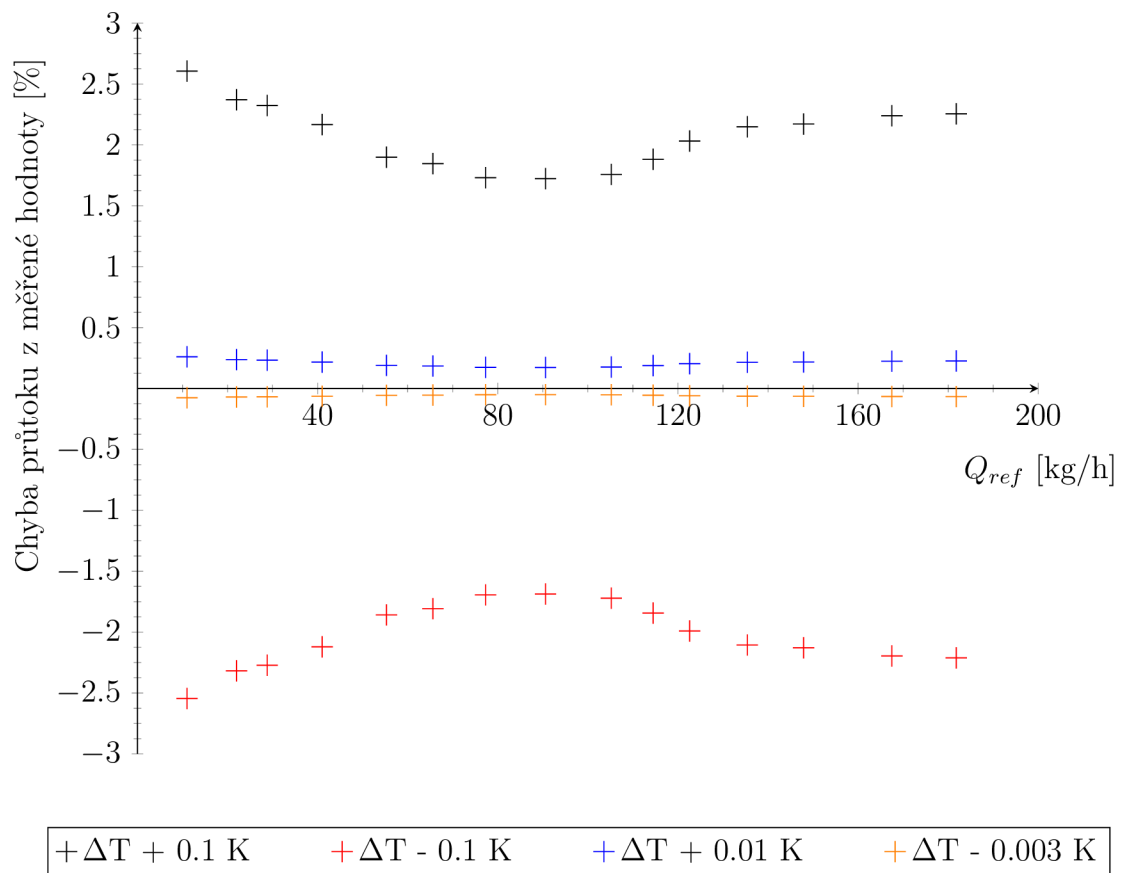


Obr. 2.5: Citlivost průtoku na ΔT . Různé ΔT , z hora dolů: $\Delta T = 25$ K, 30 K, ..., 60 K.

Pro lepší představu o vlivu chybně změřené teploty byla provedena citlivostní analýza. Do výpočetního modelu s reálně naměřenou charakteristikou snímače byla zanesena absolutní konstantní chyba teploty. Jako referenční průtok byl vzat původní vypočtený průtok bez zanesené chyby teploty. Následně byly porovnány obdržené průtoky s referenčním a byla vypočtena relativní chyba, chyba je zobrazena na obr. 2.6. Analýza byla počítána pro chyby teploty $+0.1$ K a -0.1 K, což odpovídá velikosti šumů na R_{heat} . Je vidět, že obě charakteristiky jsou přibližně symetrické oproti ose x , nelinearita modelu se u takto malých výchylek příliš neprojeví. Dále bylo počítáno s chybou $+0.01$ K, což odpovídá současnému rozlišení pro teplotu okolí. Poslední analyzovanou hodnotou chyby teploty bylo -0.003 K.

Při konečném návrhu elektroniky by mělo být cíleno na rozlišení odečtu teploty přibližně 0.003 K, aby nepřesnost způsobená odečtem teploty byla z hlediska modelu snímače zanedbatelná. Je nutné rozlišit absolutní chybu měřené teploty od chyby rozdílu teplot. Je důležité, aby byla teplota měřena s co největším rozlišením a šum byl co nejmenší, aby nedocházelo k výkyvům spočteného rozdílu teplot v důsledku rozlišení AD převodníku. Je-li absolutní chyba teploty v čase neměnná, má

na citlivost zanedbatelný vliv.



Obr. 2.6: Chyba průtoku při chybě odečtu teploty.

3 Identifikace systému a regulace

3.1 Model soustavy

Pro návrh regulace je nutné znát alespoň přibližně povahu regulované soustavy. Řízený vytápěný teploměr je z podstaty statický článek prvního řádu. Pro rozsah teplot mezi $0\text{ }^{\circ}\text{C}$ a $100\text{ }^{\circ}\text{C}$ bude systém považován za přibližně lineární. Do modelu systému je nutné zahrnout i dopravní zpoždění 1.5 periody vzorkování způsobené číslicovým řízením. Parametry systému budou zavedeny jako časově proměnné. Časová proměnnost parametrů systému bude rozebrána v kapitole 3.3. Model systému ve frekvenční oblasti má následující tvar:

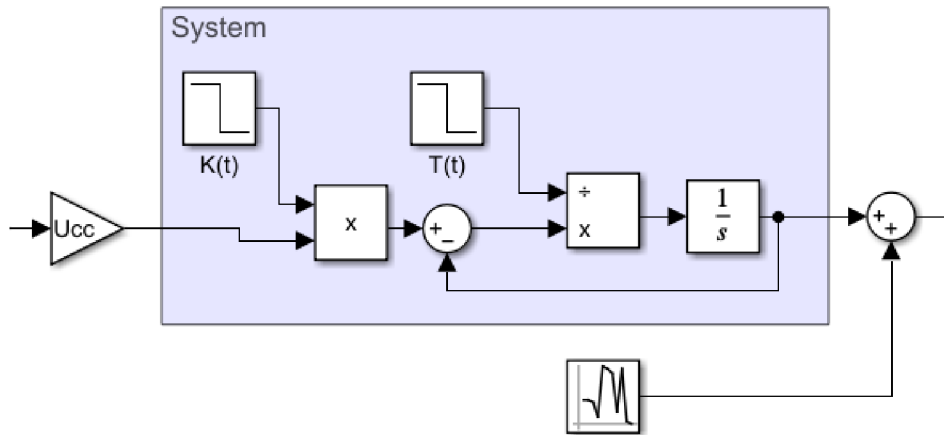
$$F_s(s) = \frac{K(t)}{1 + T(t) \cdot s} \cdot e^{-1.5T_s \cdot s} \quad (3.1)$$

kde:

- $F_s(s)$ je přenos soustavy,
- $K(t)$ je časově proměnné zesílení soustavy,
- $T(t)$ je časově proměnná časová konstanta soustavy,
- T_s je perioda vzorkování.

Při modelování chování soustavy je nutné počítat i s šumem měření. Jak bude ukázáno v kapitole 4.5, vhodným modelem šumu je náhodný šum s normálním rozdělením.

Pro simulaci chování soustavy lze využít programové prostředí MATLAB Simulink. Soustava byla namodelována s možností měnit parametry v průběhu simulace a přidat šum na výstup soustavy. Je důležité poznamenat, že změna parametrů soustavy v čase je nelineárním prvkem. Na celý systém je proto nutné pohlížet jako na obecně nelineární. Důsledkem je nezáměnnost prvků soustavy, není tedy možné např. zaměnit integrátor a zesílení, viz obr. 3.1. Celkové zesílení soustavy je rozděleno na dva parametry. Prvním parametrem je vstupní napětí U_{cc} , druhým je vlastní zesílení soustavy $K(t)$, které je závislé na průtoku kapaliny průtokoměrem.



Obr. 3.1: Schéma soustavy z prostředí MATLAB Simulink.

3.2 Návrh regulátoru

V následující podkapitole bude čerpáno zejména ze skript Prof. Pivoňky [14]. Parametry regulátoru jsou navrženy pro nekmitavý přechodný děj, tedy pro fázovou bezpečnost $PM = 60^\circ$ tedy $\frac{\pi}{3}$ rad. Pro řízení soustavy 1. řádu je plně dostačující regulátor typu PI, zavedení derivační složky by nevedlo ke zlepšení přechodného děje, pouze by byla zvýšena citlivost regulátoru na šum. Přenos regulátoru je ve tvaru:

$$F_R(s) = K_R \cdot \left(1 + \frac{1}{T_i \cdot s}\right) \quad (3.2)$$

kde:

- $F_R(s)$ je přenos regulátoru,
- K_R je zesílení regulátoru,
- T_i je časová konstanta regulátoru,
- s je Laplaceův operátor.

Po diskretizaci dostaneme PS regulátor ve tvaru:

$$F_R(z^{-1}) = K_R \cdot \left(1 + \frac{T_s}{T_i} \cdot \frac{1}{1 - z^{-1}}\right) \quad (3.3)$$

kde:

- T_s je perioda vzorkování,
- z je operátor Z transformace.

Přenos otevřené smyčky $F_0(s)$ lze získat výpočtem:

$$\begin{aligned} F_0(s) &= F_R(s) \cdot F_s(s) = K_R \cdot \left(1 + \frac{1}{T_i \cdot s}\right) \cdot \frac{K(t)}{1 + T(t) \cdot s} \cdot e^{-1.5T_s \cdot s} = \\ &= \frac{1 + T_i \cdot s}{T_i \cdot s} \cdot \frac{K_R \cdot K(t)}{1 + T(t) \cdot s} \cdot e^{-1.5T_s \cdot s} \end{aligned}$$

Při volbě $T_i = T$ se přenos zjednoduší na tvar:

$$F_0(s) = \frac{K_R \cdot K(t)}{T(t)} \cdot \frac{1}{s} \cdot e^{-1.5T_s \cdot s} \quad (3.4)$$

Zajištění podmínky $T_i = T$ lze dosáhnout pomocí on-line identifikace rekurzivní metodou nejmenších čtverců (kapitola 3.3). V případě, že identifikace nebude možná, je možné nastavit T_i na minimální známou hodnotu časové konstanty soustavy $T(s)$ a příslušné zesílení soustavy, kdy regulátor bude fungovat optimálně alespoň pro nejrychlejší možnou soustavu. Pro pomalejší dynamiku soustavy nebude přechodný děj optimální, ale zůstává stabilní. Modul a fáze otevřené smyčky dle rovnice 3.4 jsou:

$$|F_0(j\omega)| = \frac{K_R \cdot K(t)}{T(t)} \cdot \frac{1}{\omega} \quad (3.5)$$

$$\phi = -\frac{\pi}{2} - 1.5 \cdot T_s \cdot \omega \quad (3.6)$$

Pro požadovanou fázovou bezpečnost $PM = 60^\circ = \frac{\pi}{3} \text{ rad}$ lze stanovit omega řezu ω_r :

$$\begin{aligned} PM &= \pi + \phi \\ \frac{\pi}{3} &= \pi - \frac{\pi}{2} - 1.5 \cdot T_s \cdot \omega \\ \frac{\pi}{3} - \frac{\pi}{2} &= -1.5 \cdot T_s \cdot \omega \\ -\frac{\pi}{6} &= -1.5 \cdot T_s \cdot \omega \\ \omega_r = \omega &= \frac{\pi}{9 \cdot T_s} \end{aligned} \quad (3.7)$$

Pro ω_r platí:

$$|F_0(j\omega_r)| = 1 \quad (3.8)$$

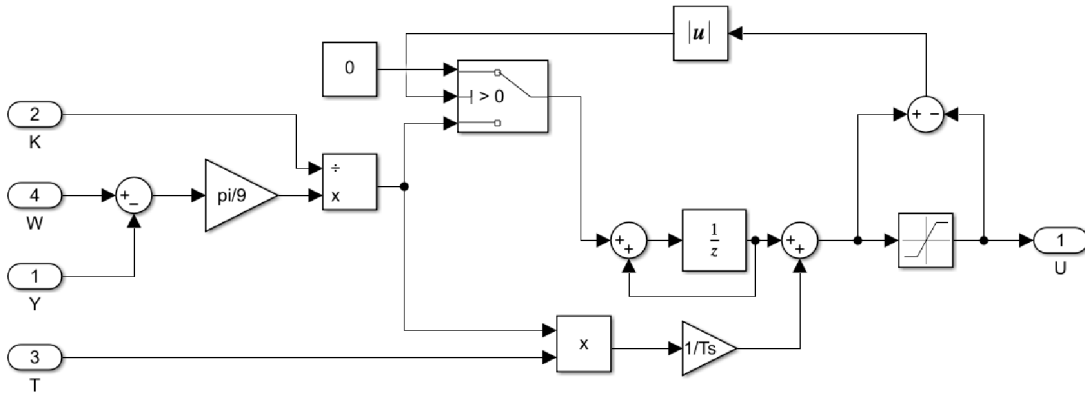
Dosazením z rovnice pro modul přenosu otevřené smyčky (3.5) do rovnosti 3.8 lze vypočíst zesílení regulátoru:

$$\begin{aligned} \frac{K_R \cdot K(t)}{T(t)} \cdot \frac{1}{\omega_r} &= 1 \\ K_R &= \frac{T(t)}{K(t)} \cdot \omega_r \\ K_R &= \frac{\pi \cdot T(t)}{9 \cdot T_s \cdot K(t)} \end{aligned} \quad (3.9)$$

Výsledný přenos diskrétního regulátoru z rovnice 3.3 lze po dosazení zvolené časové konstanty T_i a vypočteného zesílení regulátoru K_R zapsat vztahem:

$$\begin{aligned} F_R(z^{-1}) &= \frac{\pi \cdot T(t)}{9 \cdot T_s \cdot K(t)} \cdot \left(1 + \frac{T_s}{T(t)} \cdot \frac{1}{1 - z^{-1}} \right) \\ F_R(z^{-1}) &= \frac{\pi \cdot T(t)}{9 \cdot T_s \cdot K(t)} + \frac{\pi}{9 \cdot K(t)} \cdot \frac{1}{1 - z^{-1}} \end{aligned} \quad (3.10)$$

Při implementaci PI regulátoru je vhodné ošetřit přebuzení integrační složky regulátoru. Ošetření přebuzení lze programově lehce docílit pomocí podmínek. V simulacích v programu MATLAB Simulink lze zajistit omezení integrační složky funkcí "Saturation". Jedna z možných implementací regulátoru s omezením integrační složky je zobrazena na obr. 3.2.



Obr. 3.2: Schéma PI regulátoru z prostředí MATLAB Simulink.

3.3 Identifikace řízené soustavy

Pro stanovení číselných hodnot parametrů regulátoru odvozeného v kapitole 3.2 je třeba identifikovat parametry řízené soustavy. Pro identifikaci bude soustava uvažována bez dopravního zpoždění. Diskretizaci soustavy 3.1 přes tvarovač 1. řádu lze dostat následující přenos:

$$\begin{aligned}
 F_s(z) &= (1 - z^{-1}) \cdot Z_{ekviv} \left\{ \frac{K(t)}{1 + T(t) \cdot s} \right\} = \\
 &= (1 - z^{-1}) \cdot Z_{ekviv} \left\{ \frac{K(t)}{s} - \frac{K(t)}{s + 1/T(t)} \right\} = \\
 &= (1 - z^{-1}) \cdot \left(K(t) \cdot \frac{1}{1 - z^{-1}} - K(t) \cdot \frac{1}{1 - z^{-1} \cdot e^{-T_s/T(t)}} \right) = \\
 &= K(t) - K(t) \cdot \frac{1 - z^{-1}}{1 - z^{-1} \cdot e^{-T_s/T(t)}} = \\
 &= K(t) \cdot \frac{1 - z^{-1} \cdot e^{-T_s/T(t)} - 1 + z^{-1}}{1 - z^{-1} \cdot e^{-T_s/T(t)}} = \\
 &= K(t) \cdot \frac{-z^{-1} \cdot e^{-T_s/T(t)} + z^{-1}}{1 - z^{-1} \cdot e^{-T_s/T(t)}} = \\
 &= \frac{K(t) \cdot (1 - e^{-T_s/T(t)}) \cdot z^{-1}}{1 - e^{-T_s/T(t)} \cdot z^{-1}} \tag{3.11}
 \end{aligned}$$

kde:

Z_{ekviv} značí diskrétní ekvivalent pro spojitý přenos.

S využitím substitucí $a = e^{-T_s/T(t)}$ a $b = K(t) \cdot (1 - e^{-T_s/T(t)})$ lze soustavu popsat následující diferencní rovnicí:

$$y(k) = a \cdot y(k-1) + b \cdot u(k-1) \quad (3.12)$$

kde parametry a a b jsou identifikovány z naměřených dat využitím metody nejmenších čtverců. Parametry spojitě soustavy $T(t)$ a $K(t)$ jsou poté vypočteny vyjádřením z definovaných substitucí:

$$T(t) = -\frac{T_s}{\ln(a)} \quad K(t) = \frac{b}{1-a} \quad (3.13)$$

Pro rekurzivní metodu nejmenších čtverců jsou definovány vektory $\phi^T(k)$ (vektor měření) a θ (vektor identifikovaných parametrů):

$$\phi^T(k) = [u(k-1) - y(k-1)] \quad (3.14)$$

$$\theta = \begin{bmatrix} b \\ -a \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

Algoritmus rekurzivní metody nejmenších čtverců lze shrnout do následujících maticových rovnic:

$$K(k) = P(k-1) \cdot \phi(k) \cdot (\lambda \cdot I + \phi^T(k) \cdot P(k-1) \cdot \phi(k))^{-1} \quad (3.16)$$

$$P(k) = \frac{P(k-1) - K(k) \cdot \phi^T(k) \cdot P(k-1)}{\lambda} \quad (3.17)$$

$$\theta(k) = \theta(k-1) + K(k) \cdot (y(k) - \phi^T(k) \cdot \theta(k-1)) \quad (3.18)$$

kde:

$K(k)$ je pomocná matice rozměru 2×2 , lze ji interpretovat jako váhu pro změny identifikovaných parametrů θ ,

$P(k)$ je kovarianční matice, také rozměru 2×2 ,

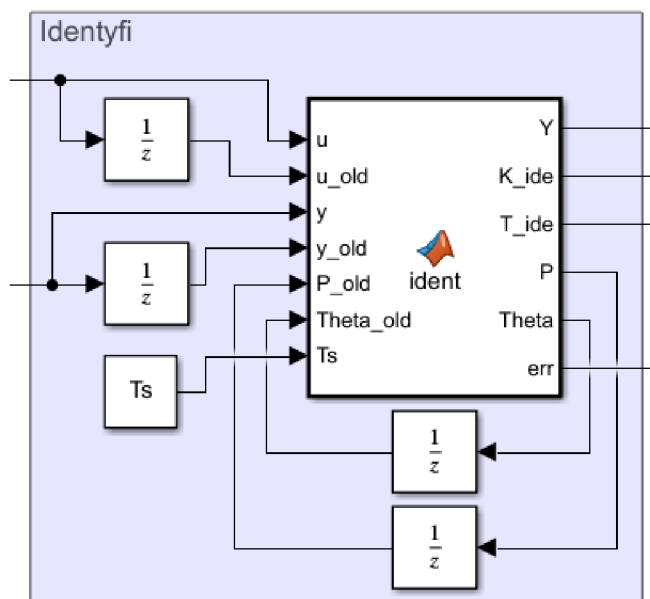
λ je koeficient zapomínání, typicky $\lambda = 0.95$.

3.4 Výsledky simulací

Funkčnost celého konceptu regulátoru s on-line identifikací je třeba testovat a ladit pomocí simulací. Klíčové je především zvolení správné vzorkovací frekvence. Z hlediska regulace je vhodné co nejrychlejší vzorkování, zejména pro omezení vlivu dopravního zpoždění, které by mohlo vést ke kmitavému přechodnému ději. Identifikace systému má opačné požadavky. Příliš vysoký vzorkovací kmitočet vede k identifikaci šumových složek, což zkresluje odhad parametrů identifikované soustavy. Je tedy nutné volit určité kompromisy. Dále je třeba zohlednit výpočetní náročnost regulace, identifikace a ostatních částí obslužného programu průtokoměru, například komunikace s nadřazeným systémem, zpracování dat z můstku a dobu převodu AD převodníku. Všechny tyto operace jsou časově náročné a snižují maximální možnou rychlost vzorkování.

Jak bude ukázáno v kapitole 4.3, časová konstanta se pohybuje v rozmezí od 30 ms do 230 ms. Je vhodné, aby perioda vzorkování při identifikaci byla přibližně desetkrát větší než doba náběhu. Při pomalejším vzorkování nemá algoritmus dost dat na identifikaci, při výrazně rychlejším vzorkování může docházet k identifikaci šumu. Dodržet dané nastavení není při zjištěném rozptylu hodnot časové konstanty možné. Pro účely simulace bude experimentováno s různými periodami vzorkování od zhruba 1 ms do 10 ms.

Pro ladění algoritmu byl zvolen program MATLAB Simulink. Simulační schéma vychází z bloků 3.1 a 3.2. Pomocí MATLAB skriptu (příloha B.2) byl vytvořen blok pro identifikaci soustavy (obr. 3.3). Kompletní simulační schéma je v příloze A.1.



Obr. 3.3: Blok zajišťující identifikaci v prostředí MATLAB Simulink.

Pro všechny simulace budou nastaveny následující parametry:

Napájecí napětí můstku:	$U_{cc} = 15 \text{ V}$
Nastavená rozdílová teplota:	$\Delta T = 50 \text{ K}$
Frekvence časovače PWM:	$f_{clk} = 16 \text{ MHz}$
Počáteční zesílení soustavy:	$K_1 = 6.4$
Konečné zesílení soustavy:	$K_2 = 3.8$
Počáteční časová konstanta soustavy:	$T_1 = 0.23 \text{ s}$
Konečná časová konstanta soustavy:	$T_2 = 0.032 \text{ s}$

V průběhu simulací dojde po 1 s simulování k okamžitému přepnutí z počátečních na koncové parametry soustavy. Přepnutí simuluje skokovou změnu průtoku z 0 kg/h na 180 kg/h. Skok je možné jednoduše realizovat i v laboratoři, takže výsledky simulací bude možné porovnat s naměřenými daty.

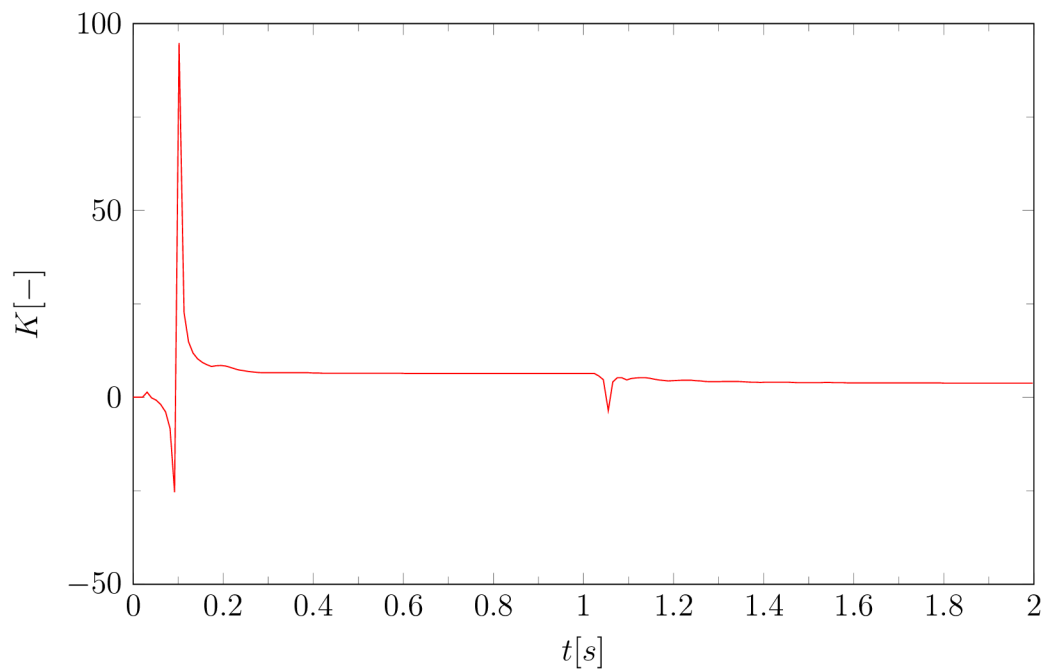
3.4.1 Regulace s identifikací, perioda vzorkování 10.2 ms

Byla provedena simulace s následujícími parametry:

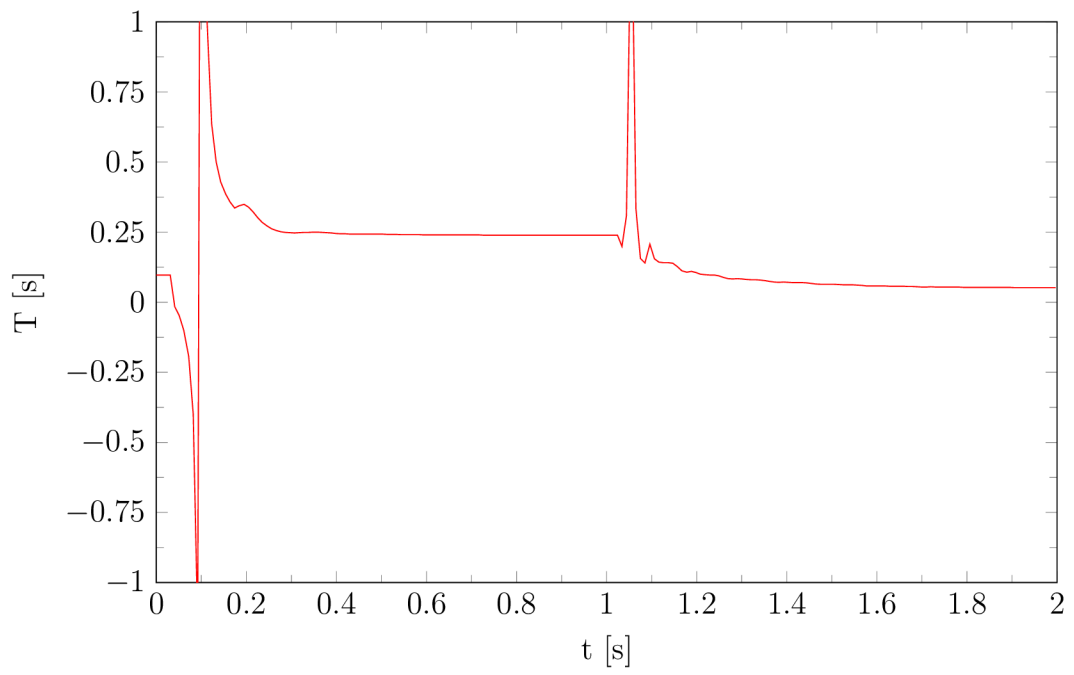
Vzorkovací frekvence:	$T_s = 10.2 \text{ ms}$
Počet bitů PWM:	$N = 11 [-]$
Šum:	bez šumu

Simulací byly získány průběhy zobrazené na obr. 3.4 až 3.6. Z průběhu výstupu soustavy (obr. 3.6) je patrné, že přechodný děj je výrazně kmitavý. Kmitání je obzvláště patrné při zkrácení časové konstanty na 32 ms. Z toho vyplývá, že perioda vzorkování okolo 10 ms je příliš dlouhá.

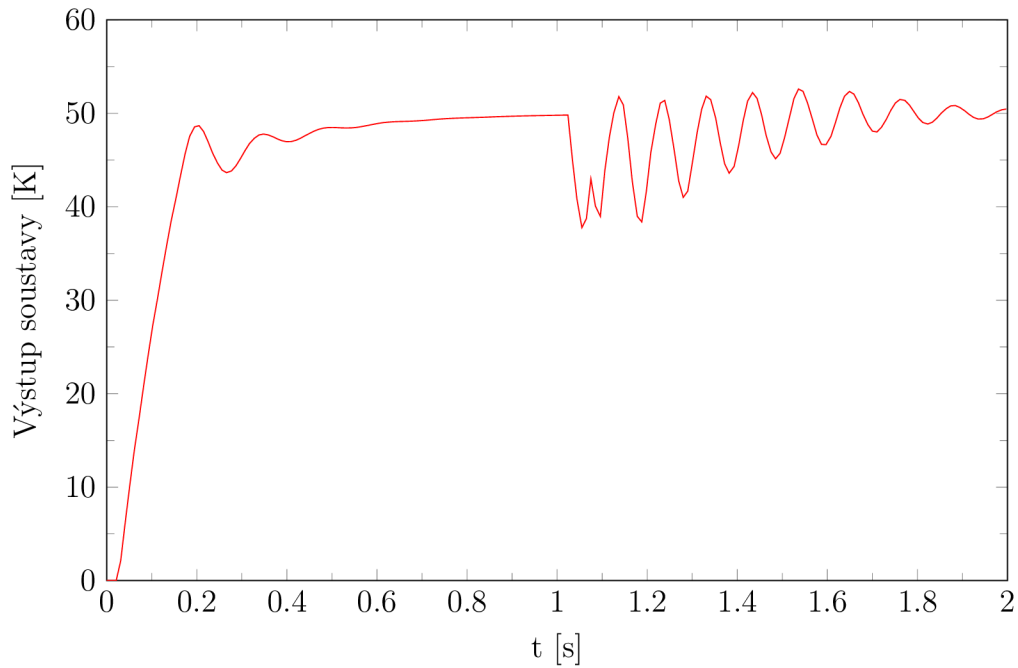
Co se týče identifikace soustavy, zesílení soustavy je identifikováno správně a hodnoty identifikovaných zesílení přesně odpovídají hodnotám simulovaným. Oproti tomu časová konstanta je identifikována s určitou chybou. Na začátku simulace se hodnota identifikované časové konstanty ustálí na 239 ms, tedy s chybou 4 %. Po změně časové konstanty na 32 ms je odhad identifikátoru 52 ms, tedy chyba 62 %, což vysvětluje kmitání regulátoru, který nedostává správnou informaci o soustavě, kterou má řídit. Jak je vidět z obr. 3.4 a 3.5, identifikátor ke správným hodnotám určitou dobu konverguje, což také nepřispívá správnosti regulace.



Obr. 3.4: Identifikované K , regulace s identifikací, $T_s = 10.2$ ms.



Obr. 3.5: Identifikované T , regulace s identifikací, $T_s = 10.2$ ms.



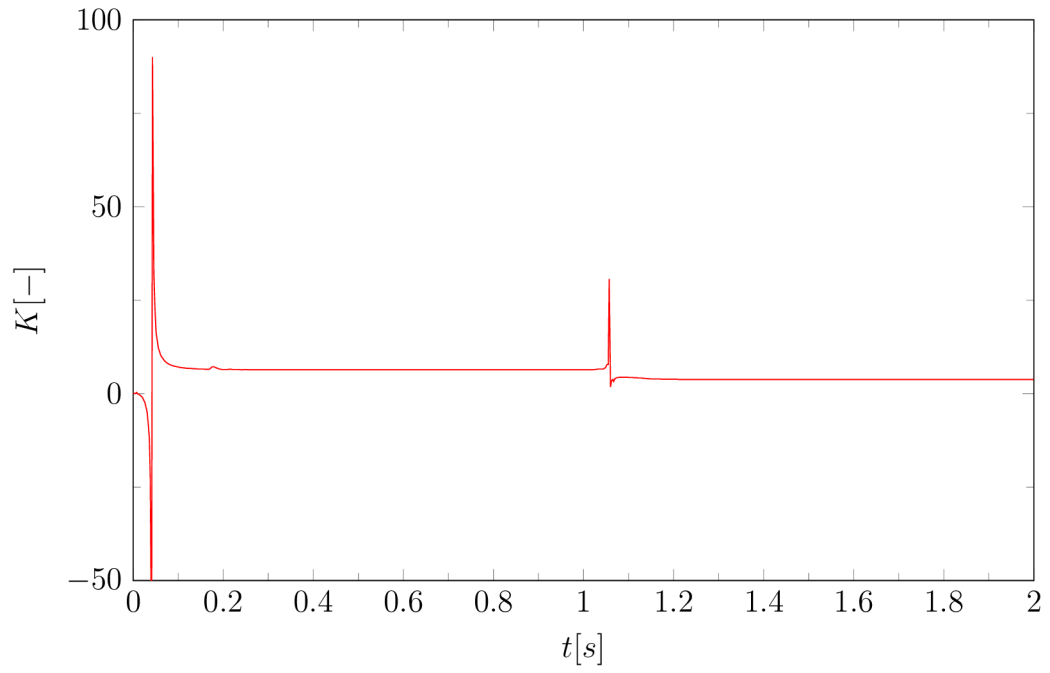
Obr. 3.6: Výstup regulátoru, regulace s identifikací, $T_s = 10.2$ ms.

3.4.2 Regulace s identifikací, perioda vzorkování 2.6 ms

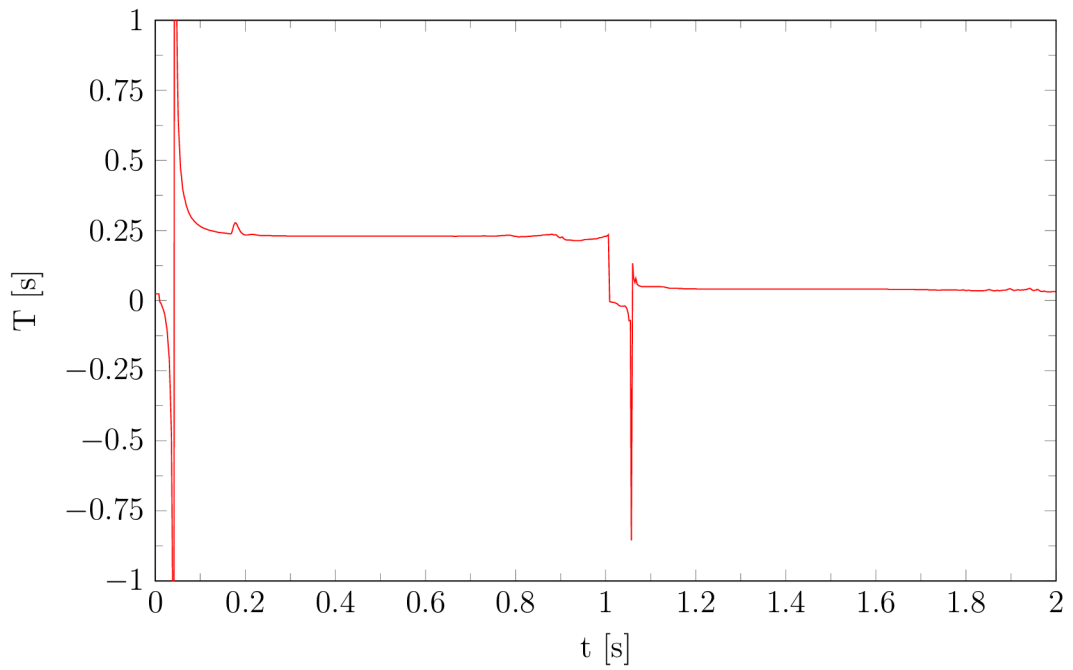
Byla provedena simulace s následujícími parametry:

Vzorkovací frekvence: $T_s = 2.6$ ms
 Počet bitů PWM: $N = 11$ [-]
 Šum: bez šumu

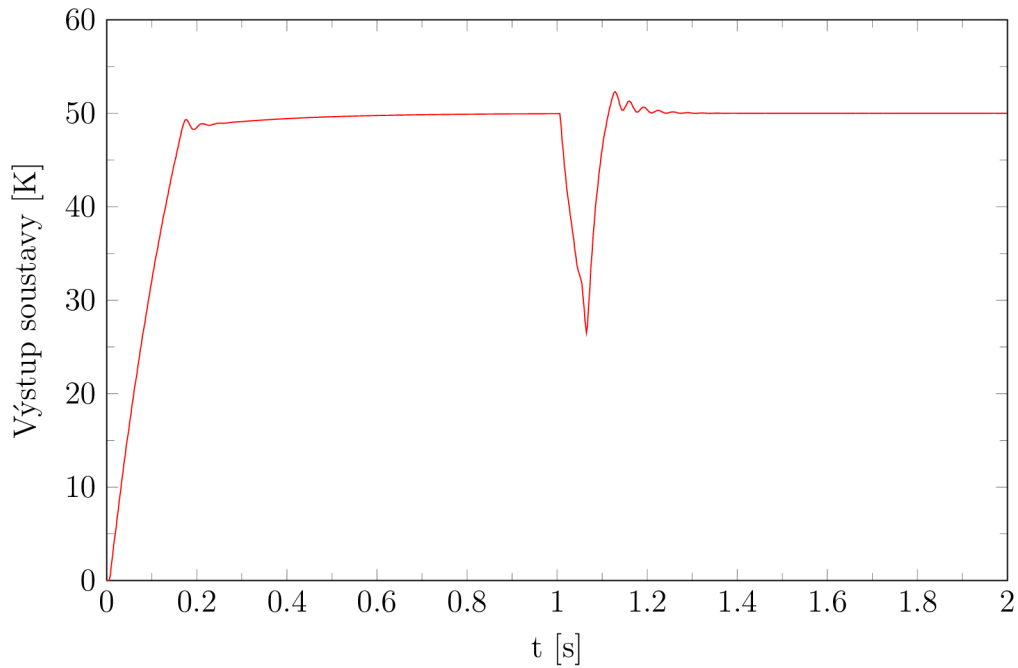
Simulací byly získány průběhy zobrazené na obr. 3.7 až 3.9. Při periodě vzorkování 2.6 ms je již patrné značné zlepšení přechodného děje, i když kmitání úplně nepřestalo. Identifikace zesílení proběhla opět bez problému. Identifikátor správně stanovil i hodnotu delší časové konstanty. Při kratší časové konstantě se odhadovaná hodnota za dobu simulace neustálila a pohybuje se mezi 31 ms a 43 ms. Nepřesnost v identifikaci kratší časové konstanty vede na kmitavý přechodný děj.



Obr. 3.7: Identifikované K , regulace s identifikací, $T_s = 2.6$ ms.



Obr. 3.8: Identifikované T , regulace s identifikací, $T_s = 2.6$ ms.



Obr. 3.9: Výstup regulátoru, regulace s identifikací, $T_s = 2.6$ ms.

3.4.3 Regulace bez identifikace, perioda vzorkování 2.6 ms

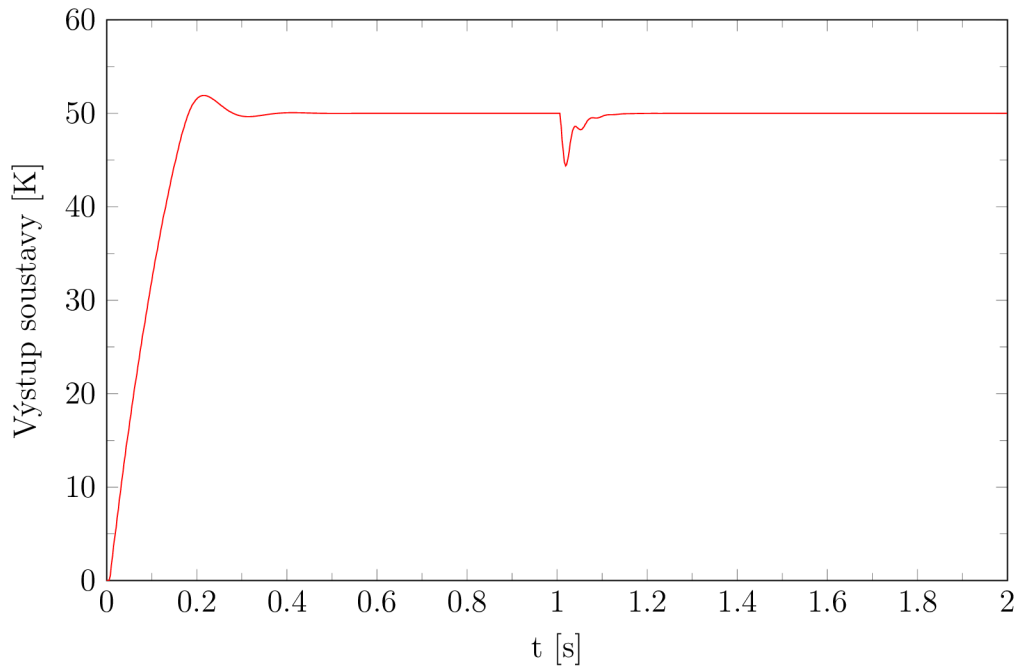
Byla provedena simulace s následujícími parametry:

Vzorkovací frekvence: $T_s = 2.6$ ms
 Počet bitů PWM: $N = 11$ [-]
 Šum: bez šumu

Do regulátoru byly místo výstupu identifikace zavedeny parametry nejrychlejší známé soustavy, tedy $K = 3.8$ a $T = 32$ ms. Jak je patrné z obr. 3.10, při regulaci bez identifikace není přechodný děj výrazně horší než při regulaci s identifikací. Identifikace navíc výpočetně zatěžuje procesor, což omezuje minimální možnou periodu vzorkování. Prozatím se tedy jeví vhodnější identifikaci vynechat a regulovat raději jednodušším, ale zato rychlejším regulátorem.

3.4.4 Regulace s šumem

Pro lepší výpovědní hodnotu simulací byl na výstup soustavy přidán šum s normálním rozdělením o nulové střední hodnotě a se směrodatnou odchylkou $\sigma = 0.1$ K, což přibližně odpovídá maximálním odchylkám při dosavadním měření. Regulátor



Obr. 3.10: Výstup soustavy, pouze regulace, $T_s = 2.6$ ms.

pracoval s napevno nastavenými parametry, stejně jako tomu bylo v kapitole 3.4.3. Zároveň byly zaznamenávány výsledky identifikace.

Simulováno bylo s následujícími parametry:

Vzorkovací frekvence: $T_s = 2.6$ ms

Počet bitů PWM: $N = 11$ [-]

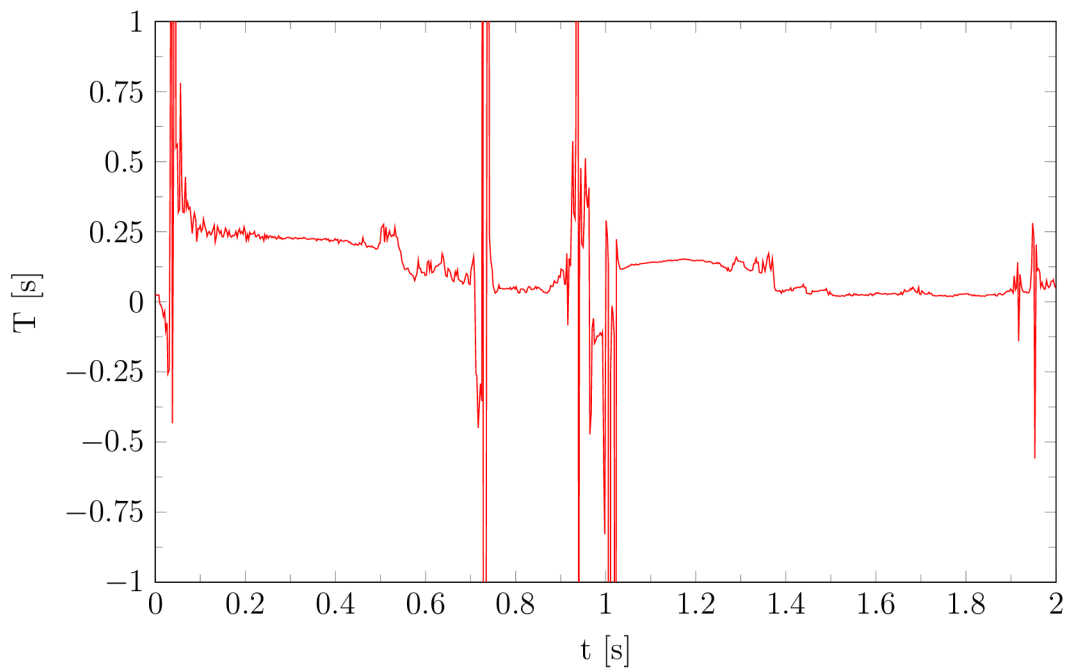
Šum: $\sigma = 0.1$ K

Při simulaci se šumem se projeví nevýhody identifikace. Jak je vidět na obr. 3.11, šum výrazně zhoršuje odhad časových konstant, zejména při odhadu kratší časové konstanty. Odhad parametrů konverguje pomaleji, místy dojde k mylnému vyhodnocení a přepsání dříve správně identifikovaného parametru. Identifikace zesílení sice nebyla šumem tolik dotčena, ale bez současné znalosti časové konstanty není zesílení využitelné.

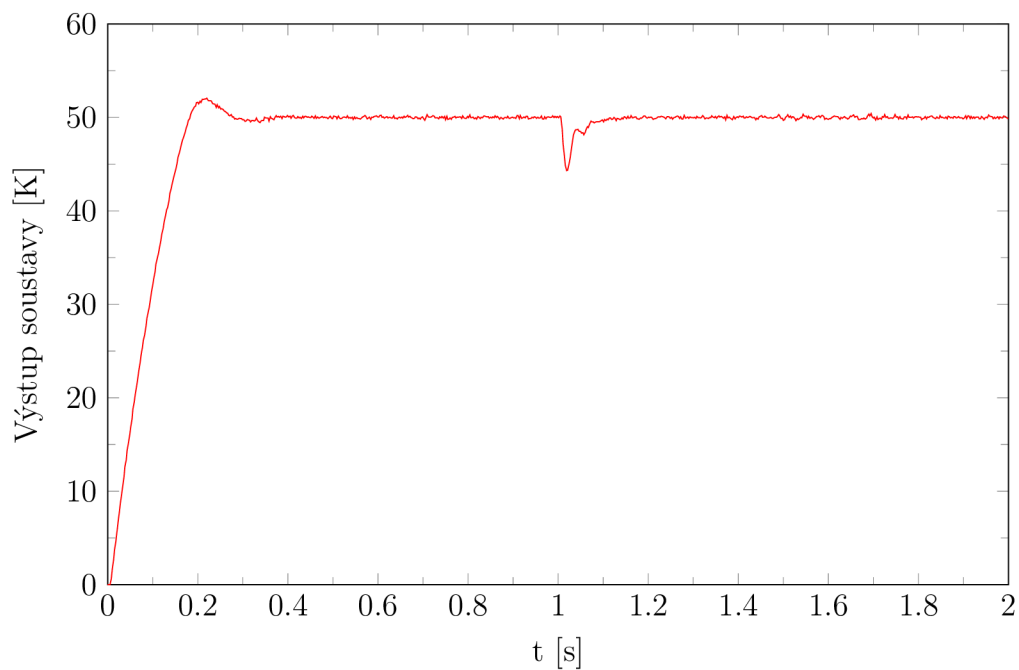
Jak je vidět z obr. 3.12, regulace není šumem znatelně ovlivněna.

3.4.5 Závěry ze simulací

Po odsimulování regulace a identifikace pro různé doby vzorkování bylo zjištěno, že identifikace nemá významný vliv na rychlost ustálení přechodného děje. V případě působení šumu na výstupu soustavy je dokonce nevhodné řídit se identifikovanými



Obr. 3.11: Identifikované T při simulaci se šumem, $T_s = 2.6$ ms.



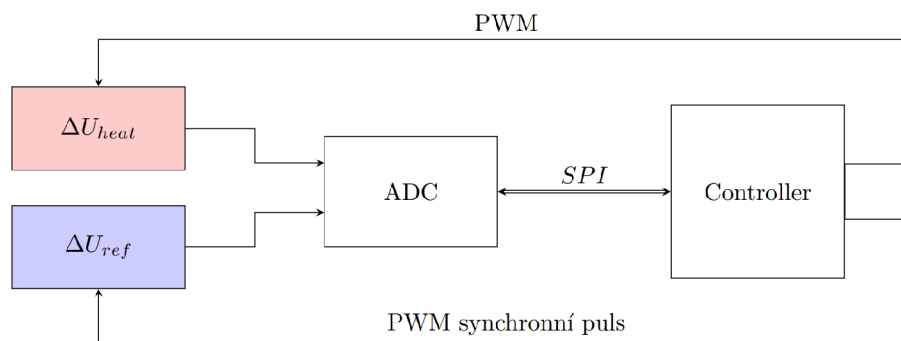
Obr. 3.12: Výstup soustavy, regulace s šumem, $T_s = 2.6$ ms.

parametry. Jako vhodnější řešení se jeví regulovat s menší periodou vzorkování, než využít výpočetně náročné identifikace soustavy.

Pomocí simulací byla provedena i volba frekvence časovače PWM. Řízená soustava se vzhledem k PWM signálu chová jako filtr typu dolní propust s frekvencí lomu odpovídající časové konstantě soustavy. Pro co nejmenší zkreslení výstupního signálu je tedy dobré nastavit frekvenci časovače PWM na co nejvyšší možnou hodnotu, tedy 16 MHz. Frekvence PWM také klesá úměrně jejímu počtu bitů, je tedy nutné volit kompromis mezi přesností PWM a její frekvencí. Jako vhodný kompromis se ukázala PWM o 11 bitech. PWM má frekvenci $f_{PWM} = \frac{f_{clk}}{2^N} = \frac{16 \cdot 10^6}{2^{11}} = 7812.5 \text{ Hz}$, což je dostačující.

4 Provedená měření

Na základě bakalářské práce a pozdějšího výzkumu byl navrhnout a zhotoven zkušební přípravek pro automatické měření průtoku. Verze 0.1 obsahovala drobné chyby, např. stabilizátor napětí pro elektroniku nebyl k dostání v pouzdru použitém na plošném spoji, některé výkonové rezistory potřebovaly otvory s větším průměrem a kvůli jejich ztrátovému výkonu bylo vhodné je přesunout na okraj desky plošného spoje. Plošný spoj byl tedy upraven na verzi 0.2, viz schéma v příloze A.2 a deska v příloze A.3. Zjednodušené blokové schéma měření je na obr. 4.1. Hodnoty obou můstkových napětí jsou měřeny AD převodníkem synchronně s PWM. I referenční můstek je nutné vyčítat synchronně s PWM, aby nedocházelo k ovlivnění měření např. měnícím se napětím na společném zemnění můstků. Vlivem spínání vyhřívaného můstku také dochází k výkyvům napájecího napětí, a tedy i napětí na referenčním můstku. Komunikace AD převodníku a kontroléru zajišťuje SPI sběrnice. Kontrolér zpracovává naměřená napětí, převádí je na teploty, rozdíl teplot a průtok. Na základě těchto veličin řídí střidu PWM signálu pro vyhřívaný můstek (regulátor z přílohy B.5) a posílá krátké měřicí pulsy na referenční můstek.



Obr. 4.1: Blokové schéma měření.

Na přípravku verze 0.2 (A.2) byla provedena série experimentů s cílem ověřit funkčnost snímače. Při zkoušení přípravku byly zjištěny četné problémy se softwarem, především synchronizace řídicí PWM s odečtem z AD převodníku. Ukázky řešení PWM jsou v přílohách B.3 a B.4. Díky automatizovanému sběru dat přes sériovou linku je možné změřit časové konstanty průtokoměru přímo při provozu a měřit všechna můstková i napájecí napětí a analyzovat jejich šumy.

AD převodník MCP3304 je 13bitový převodník se čtyřmi plně diferenčními kanály, které lze použít i samostatně v módu single channel, kdy je měřeno napětí kanálu vůči zemnímu pinu převodníku. Napájení převodníku je 5 V. Díky externí napěťové referenci LM385, která poskytuje referenční napětí 1.23 V, má AD pře-

vodník dostatečnou citlivost pro realizaci můstkových měření. Rozlišení převodníku v této konfiguraci je $LSB = 0.3 \text{ mV}$.

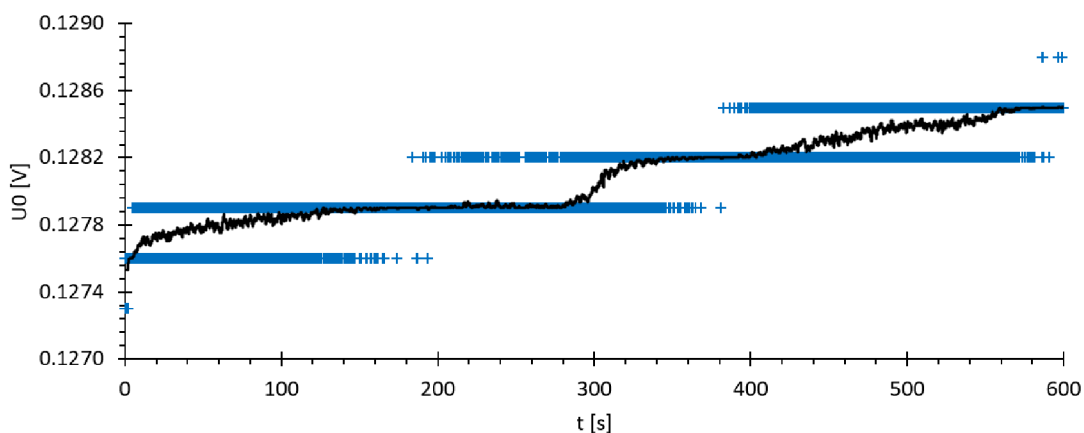
Jako referenční průtokoměr je používán MASS2100 na rozsahu 1000 kg/h, stejně jako v bakalářské práci. Průtokoměr s rozsahem 250 kg/h není používán, protože způsobuje velké tlakové ztráty, čímž omezuje maximální možný průtok.

4.1 Měření teploty okolí

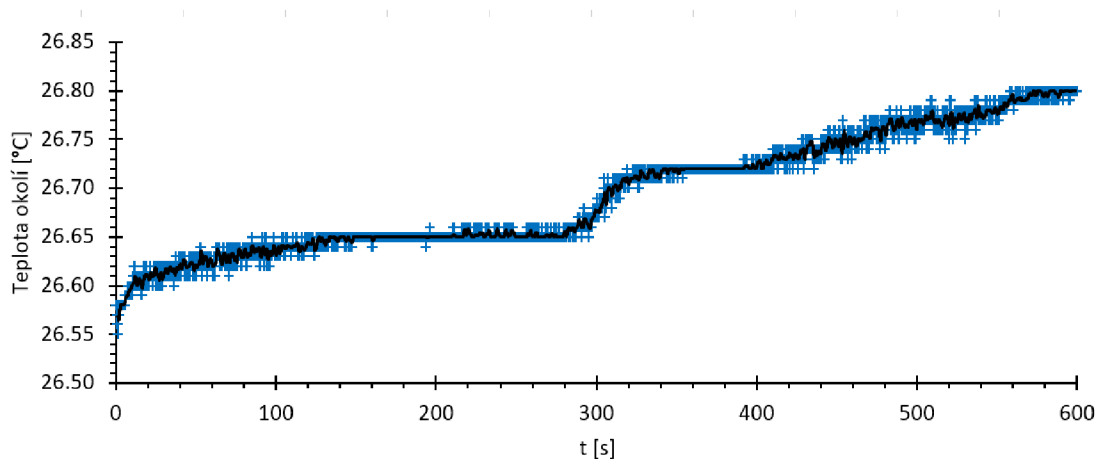
Pomocí referenčního můstku byla měřena teplota okolí. Jak je vidět na obr. 4.2, šumy nejsou na měřeném nefiltrovaném napětí vidět, protože jsou pod úrovní rozlišení AD převodníku. Pro získání přesnější hodnoty napětí je možné hodnoty napětí průběžně průměrovat. Z následujícího grafu obr. 4.3 je vidět, že vypočtená teplota okolí v průběhu měření postupně stoupala, přibližně o 0.25 K za 10 min měření. Kvůli rozlišení AD převodníku je nárůst teploty zaznamenán jako několik skoků teploty. Teplota je počítána z průměrovaného napětí. Je možno ji dále průměrovat, a tím omezit šum.

Díky pomalým změnám okolní teploty je možné průměrování velkého počtu vzorků. Vzniklá dynamika filtru může být zanedbána. Předpoklad neplatí pro teplotu vyhřívaného teploměru, kde průměrování příliš velkého počtu vzorků destabilizuje regulaci kvůli fázovému zpoždění filtrovaného signálu. Na druhou stranu nefiltrovaný signál zanáší do regulátoru značné množství šumu. U vyhřívaného teploměru je tedy třeba volit jistý kompromis, např. filtrovat méně vzorků pro výpočet teploty, která je nutná pro regulaci a delším filtrem filtrovat vypočítaný průtok.

Pro provedená měření v 8bit módu PWM (kapitola 4.5) bylo užito průměrování 32 posledních vzorků napětí u obou můstků. Výsledný průtok je pak průměrován filtrem se 128 vzorky.



Obr. 4.2: Napětí na referenčním můstku, vzorkovací frekvence 52 Hz, průtok 80 kg/h. Modré body jsou měřené napětí, černá čára představuje průběžné průměrování pro 64 vzorků.

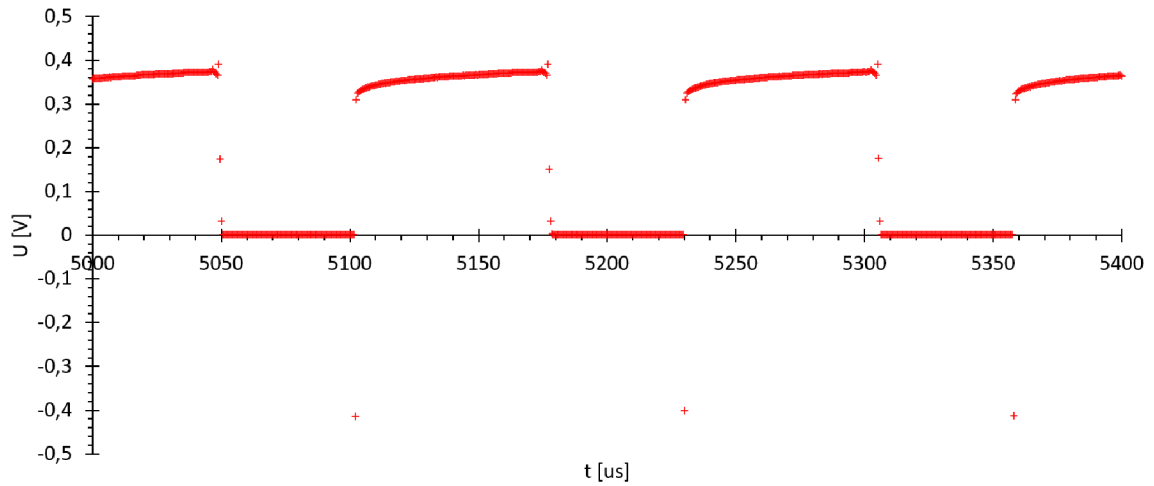


Obr. 4.3: Spočtená teplota referenčního můstku, vzorkovací frekvence 52 Hz, průtok 80 kg/h. Modré body jsou spočtená teplota, černá čára představuje průběžné průměrování pro 64 vzorků.

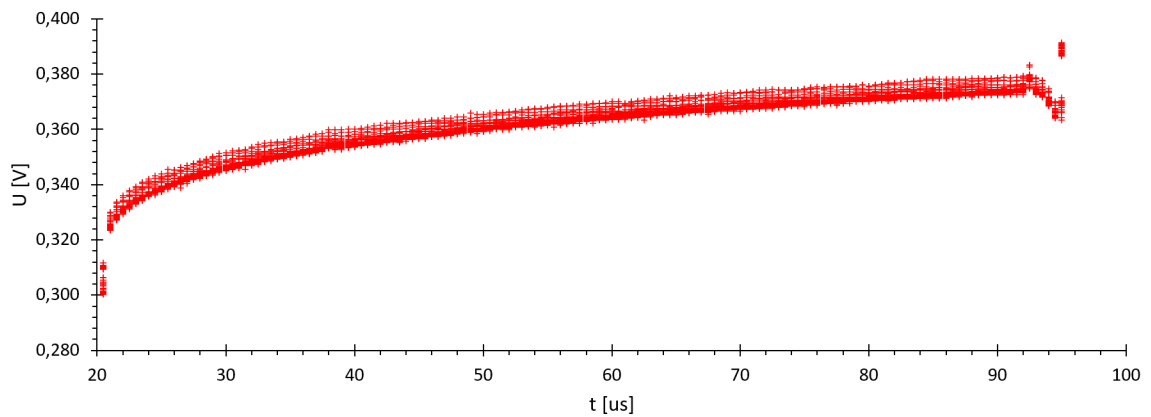
4.2 Průběh PWM

Pro přesné měření můstkového napětí je třeba stanovit, za jak dlouho se ustálí přechodné děje na můstku. Není možné využít externí měření osciloskopem, protože odběr sondy příliš zkresluje měření. Vhodnější je měřit přímo AD převodníkem na desce snímače. Aby jím mohla být měřena celá perioda PWM. Doba přerušování je pro měření postupně posouvána po $0,5 \mu s$ po každém měření. V každé periodě PWM je tedy měřen jen jeden bod. Tímto způsobem posouvání měřicího bodu bylo

změřeno několik tisíc bodů, ty byly poskládány do několika desítek celých period PWM. Ukázka výřezu z takového měření je zobrazena na obr. 4.4. Poté byly průběhy jednotlivých period PWM překryty přes sebe, aby byly zřetelné rozdíly mezi jednotlivými průběhy, jak je vidět na obr. 4.5. Z průběhů je patrná časová konstanta odporového teploměru, která není z hlediska měření zanedbatelná.



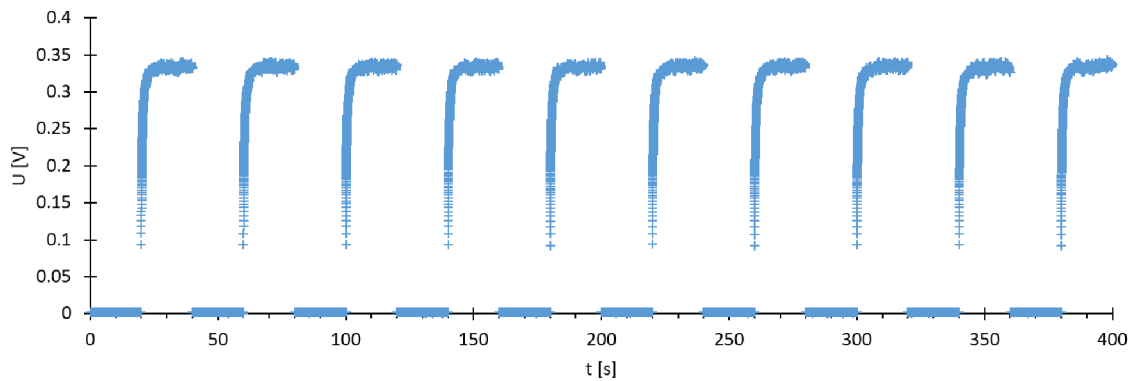
Obr. 4.4: Napětí na vyhříváném můstku.



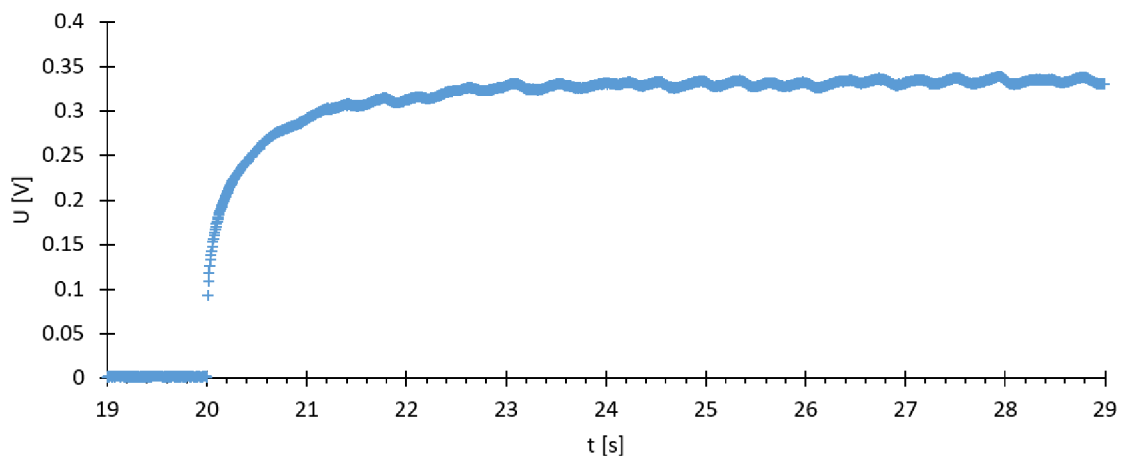
Obr. 4.5: Napětí na vyhříváném můstku, složený průběh.

4.3 Časové konstanty

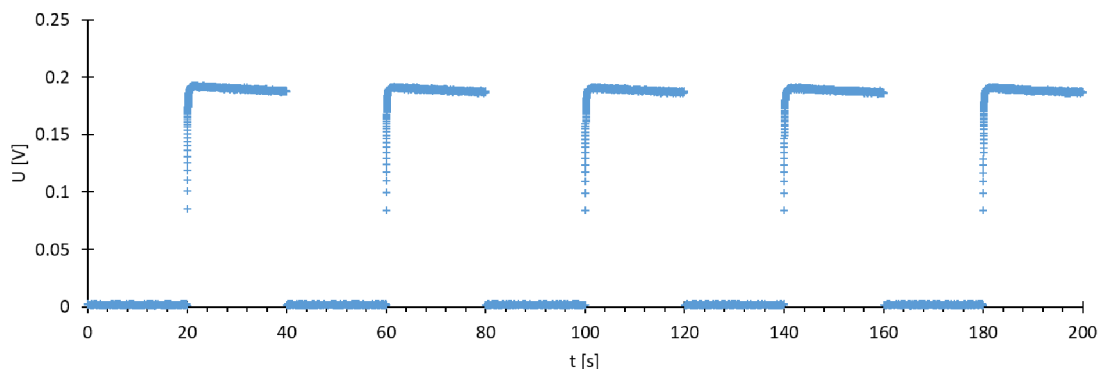
Pro lepší představu o časové konstantě bylo provedeno samostatné měření časových konstant na upravené PWM. Perioda PWM byla prodloužena na několik desítek sekund, aby vždy došlo k dostatečnému ustálení teploty na můstku. Měření proběhlo pro konstantní průtoky $Q = 0; 8; 27; 75$ a 180 kg/h, při perioda vzorkování $T_{vz} = 6$ ms a napájecím napětí $U_{cc} = 10$ V. Při měření se objevily standardní problémy stávajícího zapojení, tedy samoohřev rezistoru R_{1H} a šum na můstku. Měření časových konstant nebylo těmito vlivy významně ovlivněno. V měření je patrná i konstanta napájecího zdroje tvořeného zdrojem Geinstek GPD-33036 a spínacím tranzistorem BC327. Časová konstanta zdroje je do 6 ms. Je tedy dost krátká aby významně neovlivňovala přechodový děj na teploměru R_{heat} .



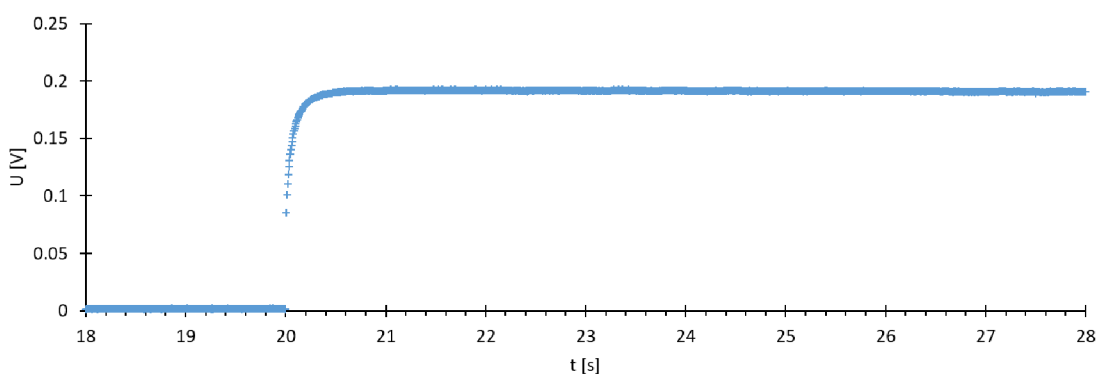
Obr. 4.6: Napětí na vyhřívaném můstku, průtok 0 kg/h.



Obr. 4.7: Napětí na vyhřívaném můstku, detail na jeden přechodný děj, průtok 0 kg/h.



Obr. 4.8: Napětí na vyhřívaném můstku, průtok 180 kg/h.



Obr. 4.9: Napětí na vyhřívaném můstku, detail na jeden přechodný děj, průtok 180 kg/h.

Z uvedených grafů pro nulový a maximální průtok je patrné, že časová konstanta teploměru se s průtokem významně mění. Časová konstanta byla stanovena pro každý měřený průtok. Příklady výpočtu jsou uvedeny v tab. 4.1 a tab. 4.2. Při návrhu regulátoru bude tedy nutné počítat s proměnnou časovou konstantou řízené soustavy.

Příklad výpočtu pro tab. 4.1, náběh číslo 1, výpočet časové konstanty:

$$\tau = t_{N\tau} - t_{N_0} = t_{3291} - t_{3257} = 20.215 - 20.002 = 0.213[s] \quad (4.1)$$

kde:

- τ je časová konstanta zkoumaného přechodného děje [s],
- N_0 je vzorek počátku přechodného děje (skok napětí) [-],
- N_τ je první vzorek splňující podmínku $U_N \geq 0.632 \cdot avrg(U)$ [-],
- t_N je čas, ve kterém byl daný vzorek naměřen [s].

Číslo náběhu:	1	2	10	3	Průměr:
avrg(U) [V]	0.3336	0.3340	0.3341	0.3342	
63.2% z avrg(U) [V]	0.2109	0.2111	0.2112	0.2112	
číslo vzorku (skok) [n]	3257	9701	60574	9700	
číslo vzorku (63.2%) [n]	3291	9736	60609	9736	
τ [s]	0.213	0.219	0.222	0.225	0.220

Tab. 4.1: Výpočet časové konstanty vyhřívání tělíska teploměru, nulový průtok, avrg(U) značí průměrnou hodnotu napětí.

Číslo náběhu:	1	2	3	4	Průměr:
avrg(U) [V]	0.1902	0.1902	0.1902	0.1899	
63.2% z avrg(U) [V]	0.1202	0.1202	0.1202	0.1200	
číslo vzorku (skok) [n]	3257	9701	16145	22523	
číslo vzorku (63.2%) [n]	3262	9706	16150	22528	
τ [s]	0.031	0.032	0.031	0.032	0.032

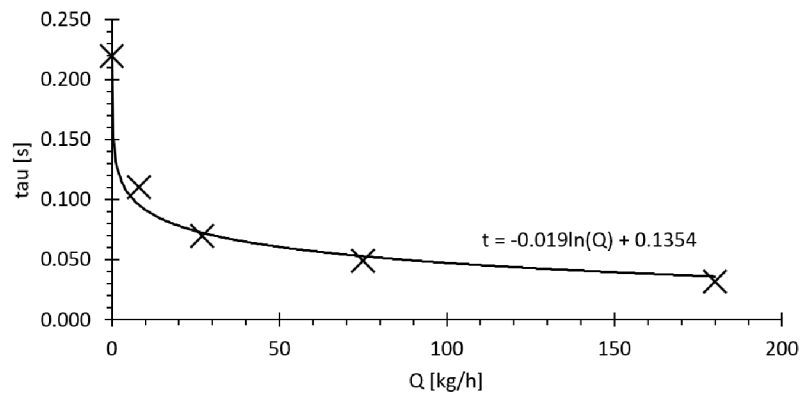
Tab. 4.2: Výpočet časové konstanty vyhřívání tělíska teploměru, maximální průtok (180 kg/h), avrg(U) značí průměrnou hodnotu napětí.

Q [kg/h]	τ [s]
0	0.220
8	0.111
27	0.070
75	0.049
180	0.032

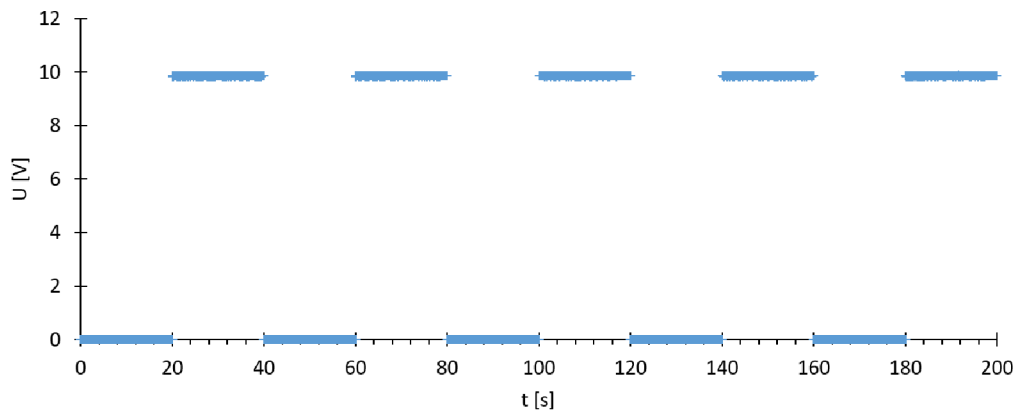
Tab. 4.3: Časové konstanty pro všechny měřené průtoky.

Výsledná časová konstanta byla stanovena jako aritmetický průměr všech spočtených konstant. Hodnota $avrg(U)$ byla taktéž spočtena aritmetickým průměrem, a to za ustáleného stavu po každém analyzovaném přechodném ději. Hodnota $avrg(U)$ byla stanovena vždy přibližně z tisíce naměřených hodnot.

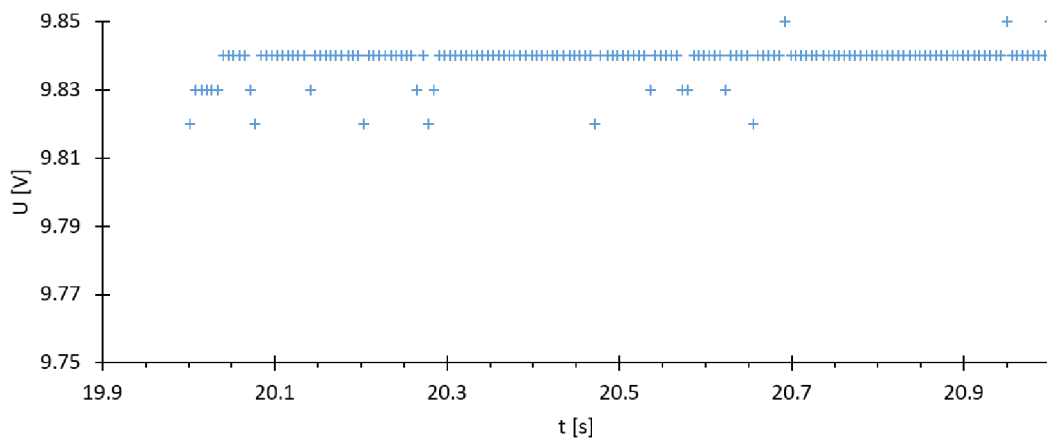
Dále byla měřena časová konstanta na napájecím napětí můstku. Napájecí napětí má v podstatě obdélníkový průběh, až při velkém přiblížení je patrný šum. Přechodný děj je jen těžko rozpoznatelný. Průběhy napájecího napětí se nemění pro žádný z měřených průtoků. Přechodný děj na napájecím napětí je tedy možné zanedbat.



Obr. 4.10: Závislost časové konstanty na velikosti průtoku. Závislost byla aproximována logaritmickou funkcí.



Obr. 4.11: Napájecí napětí můstku.



Obr. 4.12: Napájecí napětí můstku, detail náběhu.

4.4 Odhad zesílení soustavy

Na základě měření časových konstant lze přibližně identifikovat i zesílení soustavy, což je nutné zejména pro modelování soustavy a návrh regulátoru. Zesílení soustavy je pro účely analýzy a modelování rozděleno na dvě dílčí zesílení, která odpovídají veličinám v obvodu. Výstupem soustavy je rozdílové napětí můstku, respektive teplota spočtená z tohoto napětí, je tedy zavedeno zesílení můstku K_m . Vstupem soustavy je při měření časových konstant skok napětí z 0 V na 10 V, je tedy zavedeno zesílení vstupního napětí $K_{U_{cc}} = 10$.

Zesílení bude odhadnuto z velikosti změny teploty při jednotkovém skoku napájecího napětí. Vychází se z předpokladu, že před začátkem měření byl vyhříván teploměr na teplotě okolí, která je známa z referenčního můstku. Po sepnutí napájecího napětí teplota vystoupá na určitou hodnotu, na které se ustálí. Celkové zesílení lze zapsat jako:

$$K(t) = K_{U_{cc}} \cdot K_m \quad (4.2)$$

z čehož lze vyjádřit zesílení soustavy:

$$K_m = \frac{K(t)}{K_{U_{cc}}} \quad (4.3)$$

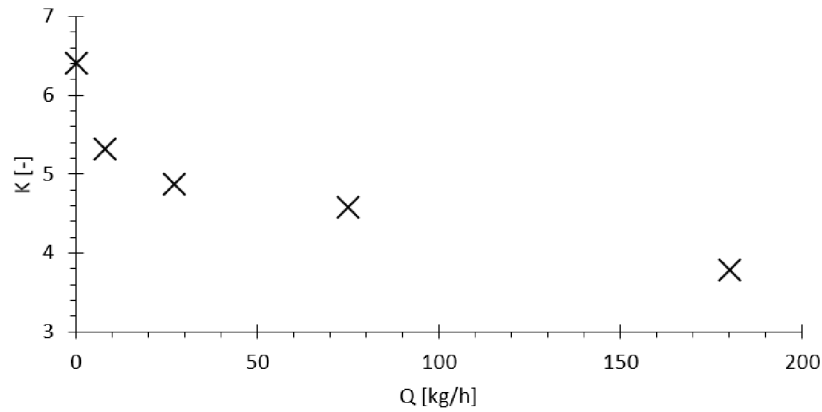
Následující tabulka shrnuje zjištěná zesílení soustavy:

Q [kg/h]	T_{heat} [°C]	ΔT [K]	K_m [-]
0	87.1	64.1	6.4
8	76.2	53.2	5.3
27	71.7	48.7	4.9
75	68.8	45.8	4.6
180	60.8	37.8	3.8

Tab. 4.4: Zesílení soustavy pro všechny měřené průtoky při teplota okolí 23 °C.

4.5 Měření pomocí 8bitové PWM

Vhodným nastavením kódu z přílohy B.3 byla realizována 8bitová PWM s frekvencí časovače 2 MHz (předdělička nastavená na 8) a výslednou frekvencí PWM 7.8 kHz. Rychlejší PWM není z důvodů doby měření možná. Regulátor byl provozován v režimu s pevně nastavenými parametry. Vzorkování měření mělo periodu 64 ms a bylo naměřeno 15625 vzorků. Akční zásah regulátoru byl diskretizován na hodnoty 0 až 255 pro použití jako vstup PWM. Z důvodu času nutného pro provedení měření



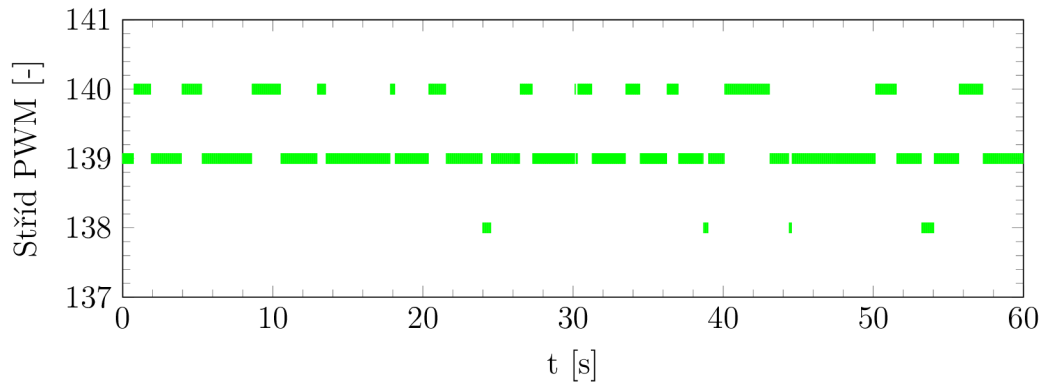
Obr. 4.13: Závislost zesílení na velikosti průtoku.

byla nastavena minimální střída PWM na 50/255, tedy zhruba na 20 %. Minimální střída PWM omezuje minimální udržitelnou rozdílovou teplotu. Pro použitý rozdíl teplot $\Delta T = 50$ K, referenční teplotu T_{ref} mezi 20 °C a 40 °C a nulový průtok se střída PWM pohybuje mezi 23 % a 26 %. Není tedy možné nastavit a udržovat o moc nižší rozdíl teplot. Napájecí napětí vyhřívaného můstku bylo $U_{cc} = 12$ V.

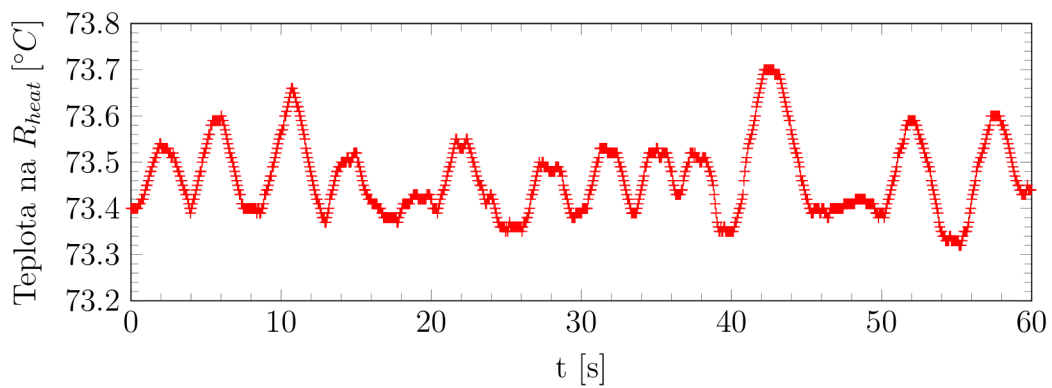
Na obr. 4.14 je zobrazena měnící se střída PWM při ustáleném stavu regulace. Vlivem šumů se střída PWM mění i v ustáleném stavu. Dalším důvodem pro změnu střídy je, že konkrétní diskretizovaný akční zásah přesně neodpovídá potřebnému akčnímu zásahu, a proto se teplota úplně neustálí. Jinými slovy, 8bitová PWM je příliš hrubá. Přepínání střídy PWM působí kmitání teploty (tedy i rozdílového napětí) na vyhřívaném můstku, což vede ke značným chybám při měření průtoku. Teplota se mění zhruba v rozmezí ± 0.2 K, viz obr. 4.15. Vlivem velmi nelineární převodní funkce výkonu (výstup PWM) a rozdílu teplot na průtok (viz 2.1) dochází ke změně průtoku i o 10 %, jak je vidět na obr. 4.16.

Z obrázků 4.14 až 4.16 si lze všimnout následujících událostí: V čase 40 s dojde ke zvýšení hodnoty střídy PWM způsobné regulátorem, který naintegroval chybu rozdílu teplot. Rozdílová teplota se předchozích 10 s držela okolo hodnoty $\Delta T \approx 49.8$ K místo nastavených 50 K. Následkem zvýšení střídy, a tedy i příkonu můstku, dojde ke skokovému zvýšení vypočteného průtoku, protože příkon můstku zatím neodpovídá jeho teplotě. Neplatí tedy podmínka ustáleného stavu, nutný předpoklad matematického modelu snímače. Až následkem zvýšení střídy dochází k postupnému, asi 2 sekundy trvajícím, nárůstu teploty na můstku.

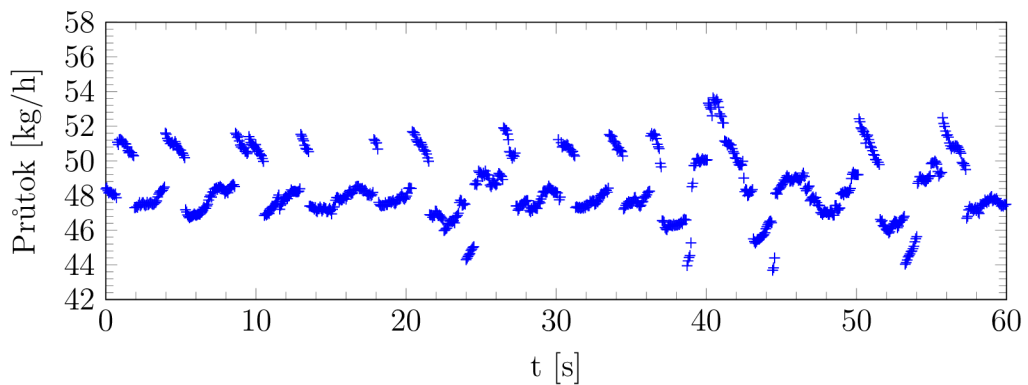
Odporovaná posloupnost tedy vylučuje, že by za změny teplot na můstku mohl primárně šum nebo změny proudění v trubičce snímače. Pro lepší pochopení chování šumu a stanovení nejistot měření byla vynesena četnost jednotlivých hodnot rozdílového napětí na obou můstcích (obr. 4.17 a 4.18). Napětí zde chápeme jako



Obr. 4.14: Výstup regulátoru jako střída PWM, ustálený stav teploty, 8bitová PWM.



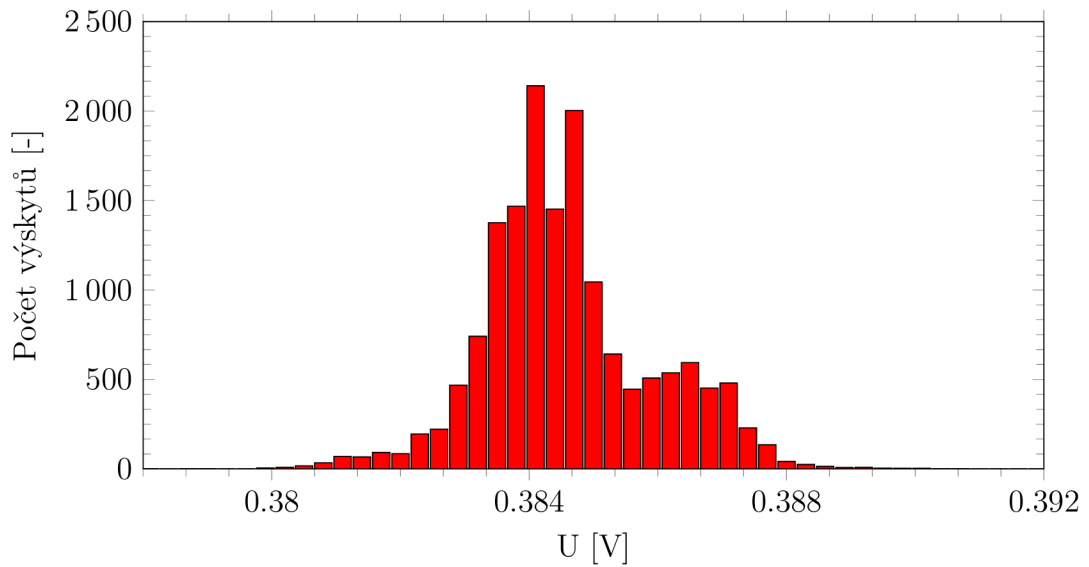
Obr. 4.15: Změny teploty vlivem změn stříd PWM, 8bitová PWM.



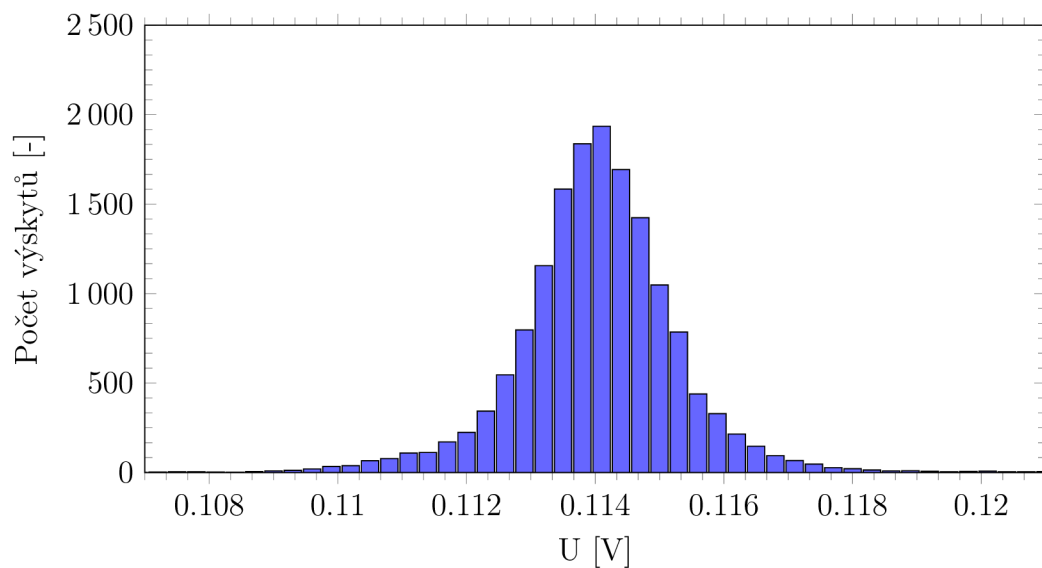
Obr. 4.16: Změny vypočteného průtoku vlivem změn stříd PWM, 8bitová PWM.

diskrétní veličinu, vzhledem ke konečnému rozlišení AD převodníku. Z vynesných četností lze zjistit, že napětí na referenčním můstku může být aproximováno jedi-

nou funkcí s normálním rozložením, jedná se tedy pravděpodobně jen o náhodný šum. U vyhřívaného můstku mají četnosti jednotlivých napětí více vrcholů, což zřejmě odpovídá různým stádiám PWM.



Obr. 4.17: Rozdílové napětí na vyhřívaném můstku, četnost výskytu při 8bitové PWM.



Obr. 4.18: Rozdílové napětí na referenčním můstku, četnost výskytu při 8bitové PWM.

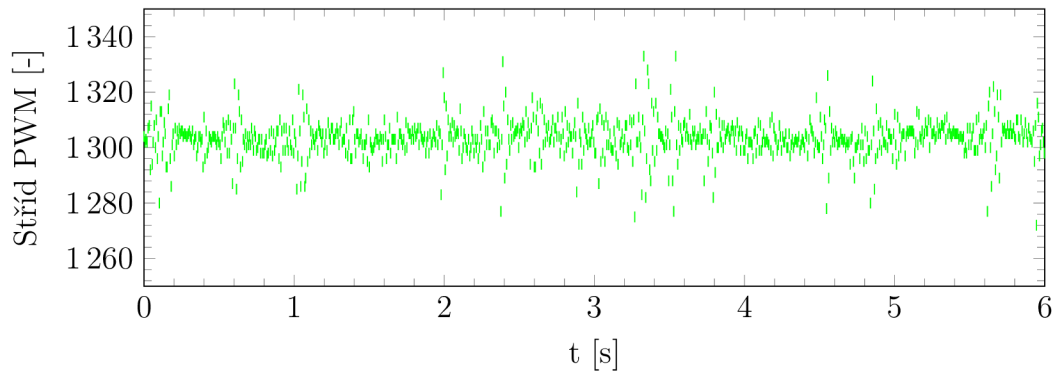
Problém lze vyřešit několika způsoby. Jedním z možných řešení, asi tím nejjednodušším, je zavést do regulátoru pásmo necitlivosti, které nedovolí měnit akční zásah v těsném okolí žádané hodnoty. Tím se odstraní časté změny akčního zásahu. Použití metody nicméně vede k pomalým periodickým změnám řízené veličiny mezi hranicemi necitlivosti, což snižuje přesnost měření. Lepší variantou řešení je zvýšení přesnosti PWM, tedy zvětšení počtu bitů.

4.6 Měření pomocí 16bitové PWM

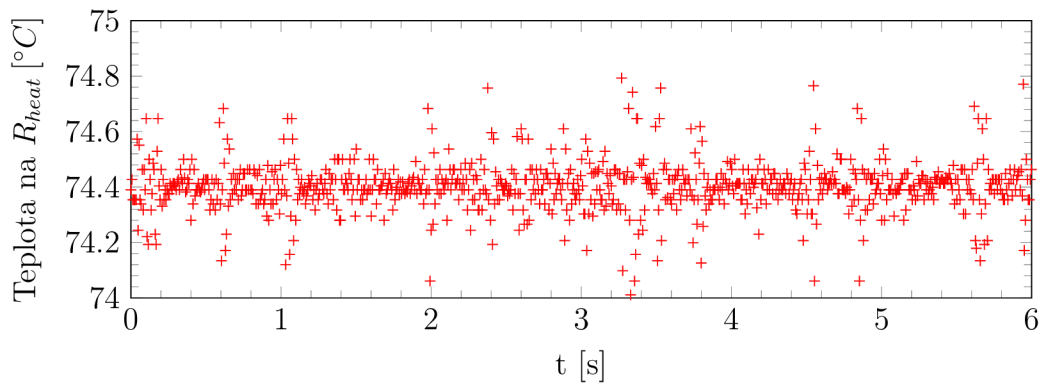
Úpravou funkce B.3 lze měnit přesnost PWM nastavením počtu bitů čítače/časovače. Při nastavení je třeba respektovat časové konstanty řízeného systému. Maximální frekvence časovače je $f_{clk} = 16$ MHz, při nastavení plné 16bitové PWM by výsledná frekvence byla $f_{PWM} = \frac{f_{clk}}{2^N} = \frac{16 \cdot 10^6}{2^{16}} \approx 244$ Hz, perioda pak 4.1 ms. Vzhledem k tomu, že časová konstanta systému může být i 32 ms (kapitola 4.3), dochází při příliš pomalé PWM k velkým výkyvům teploty na můstku, jejich velikost je navíc závislá na aktuálním průtoku, takže kompenzace výkyvů teploty by vedla na iterativní výpočet průtoku. Ze simulací v kapitole 3.4 vyšel jako optimální počet bitů 11. Taková PWM má osminásobnou přesnost v nastavení výkonu, oproti dosavadní 8bitové PWM, její frekvence je $f_{PWM} = \frac{f_{clk}}{2^N} = \frac{16 \cdot 10^6}{2^{11}} = 7812.5$ Hz, tedy stejná jako u osmibitové verze.

Vzhledem ke zjištěním z kapitoly 3.4 o nutnosti zvýšit frekvenci vzorkování, byla regulační smyčka zkrácena na co nejkratší. Na použitém hardwaru s procesorem ATmega328p je možné dosáhnout periody vzorkování 6.4 ms. Pro minimalizaci dopravního zpoždění byl odstraněn číslicový filtr měřených můstkových napětí, filtrován nadále bude jen výsledný průtok. Na obr. 4.19 lze vidět výstup regulátoru pro 11bitovou PWM. Hodnoty PWM jsou limitovány na rozsah 511 až 2048. Regulátor je provozován v módu bez pásma necitlivosti.

Jak je vidět na obr. 4.19, akční zásah regulátoru se plně neustálí. Šumy na můstku působí chyby ve vypočtené teplotě, což rozkmitává regulátor. Jev je dobře vidět např. v časech 0.6 s, 1 s, 2 s a dalších. Stejně jako v případě osmibitové PWM, i zde regulace působí problém s výpočtem průtoku. Jak je vidět na obr. 4.21, ve zmíněných časech je průtok spočten se značnou chybou, tyto hodnoty lze však poměrně snadno programově odfiltrovat. Proto byl regulátor vybaven vyhodnocením stavu regulace, kdy je vyhodnocováno, zda právě probíhá přechodný děj, nebo je systém v ustáleném stavu a měření je tedy validní. Jak je vidět v kódu z přílohy B.5, měření je označeno za validní pouze, pokud je rozdílová teplota v určitém rozsahu teplot, např. ± 0.1 K, a regulátor neprovedl v posledních krocích žádnou významnou změnu akčního zásahu, velikost bufferu je nastavena na 16 hodnot.



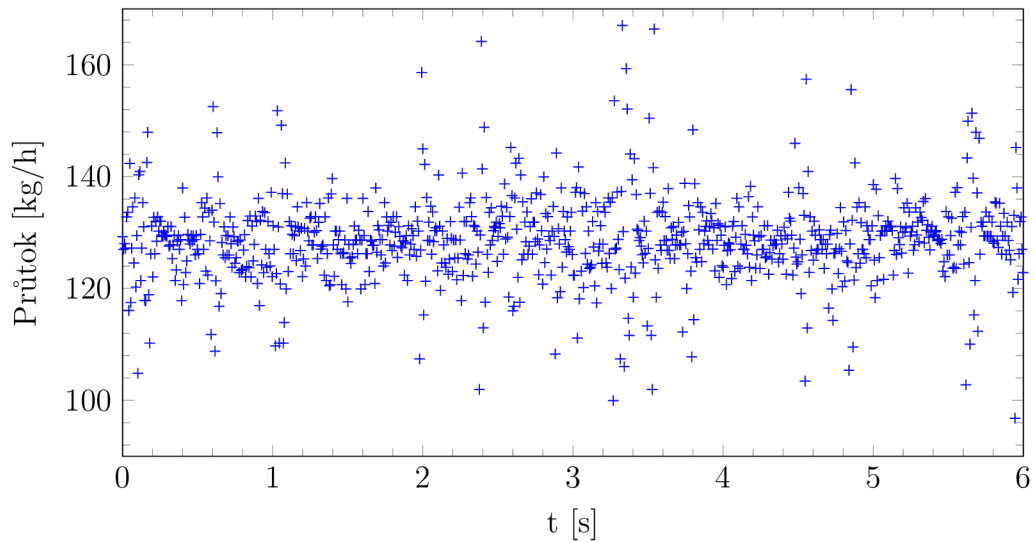
Obr. 4.19: Výstup regulátoru jako střída PWM, ustálený stav teploty, 11bitová PWM.



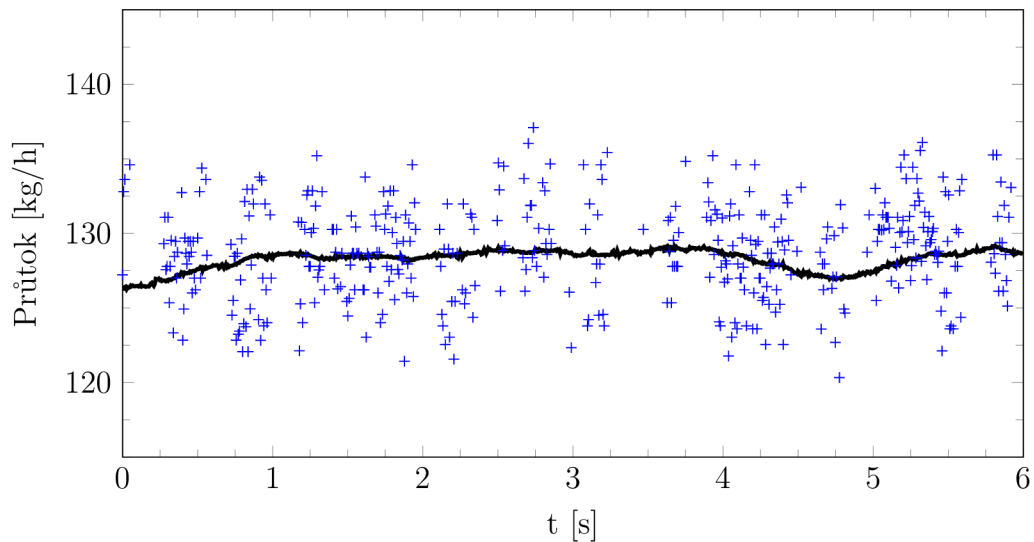
Obr. 4.20: Naměřené teploty na vyhřívaném můstku bez filtrace, 11bitová PWM.

Měření, která byla algoritmem vyhodnocena jako validní, jsou zobrazena na obr. 4.22. I tyto hodnoty jsou zatíženy velkou chybou a je nutné je filtrovat. Pro výsledný průtok byl tedy implementován filtr, který zajišťuje průběžné průměrování hodnot průtoku, na obr. 4.22 je výstup filtru zobrazen černou křivkou. Filtr počítá střední hodnotu bufferu naměřených průtoků pomocí aritmetického průměru. Byl vyzkoušen i regulátor s pásmem necitlivosti, kdy byla vypnuta regulace v případě udržení rozdílu teplot ve stejných mezích, které jsou určeny pro měření. Vzhledem k nefiltrovanému napětí můstku, tedy i nefiltrované hodnotě vypočtené teploty, nemělo zavedení pásma necitlivosti významný vliv na průběh měření, protože ke splnění podmínek necitlivosti v podstatě nedocházelo.

Větší přesnosti měření není možné dosáhnout z důvodů limitace užitého hardwaru, zejména pak přehřívání odporů ve vyhřívaném můstku. V kapitole 7 bude probrán návrh nového měřicího hardwaru, který by mohl dosahovat větší přesnosti.



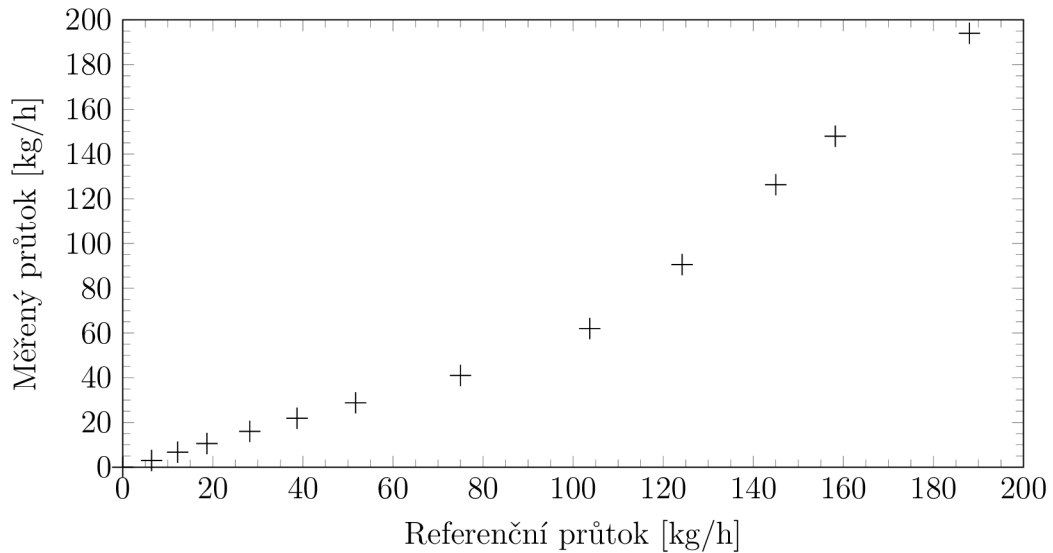
Obr. 4.21: Naměřený průtok bez filtrace, 11bitová PWM.



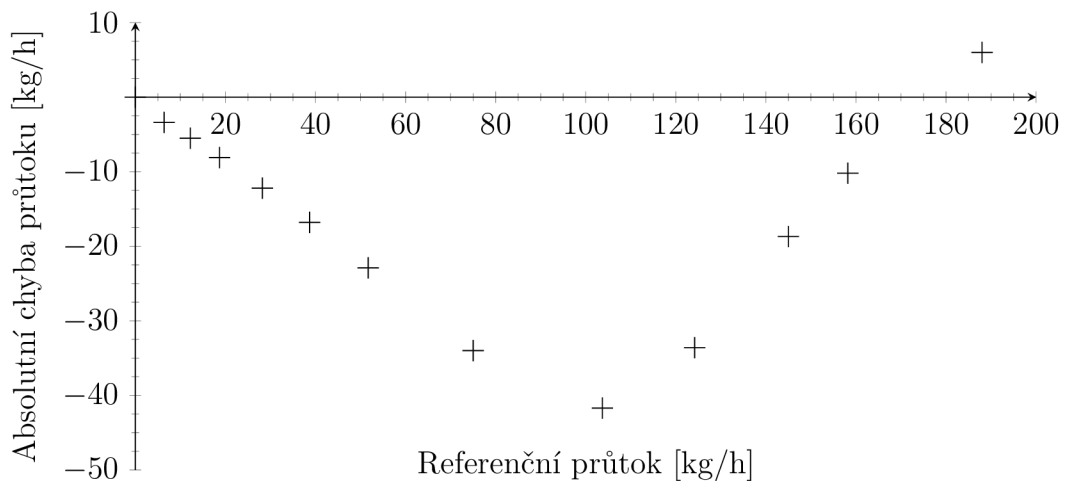
Obr. 4.22: Naměřený průtok s detekcí ustáleného stavu a po filtraci průběžným průměrováním 128 vzorků, 11bitová PWM.

4.7 Charakteristika snímače s můstkovým zapojením

Pro ověření funkčnosti měřícího HW byla změřena charakteristika měření průtoku vůči referenčnímu průtokoměru (obr. 4.23). Měřeno je ještě s 8bitovou PWM a regulátorem s napevno nastavenými parametry a s pásmem necitlivosti, jak je popsáno v kapitole 4.5. Jak je vidět z obr. 4.24, chyba měření postupně narůstá a poté opět klesá. Vývoj chyby modelu bude dále řešen v kapitole 6.2.

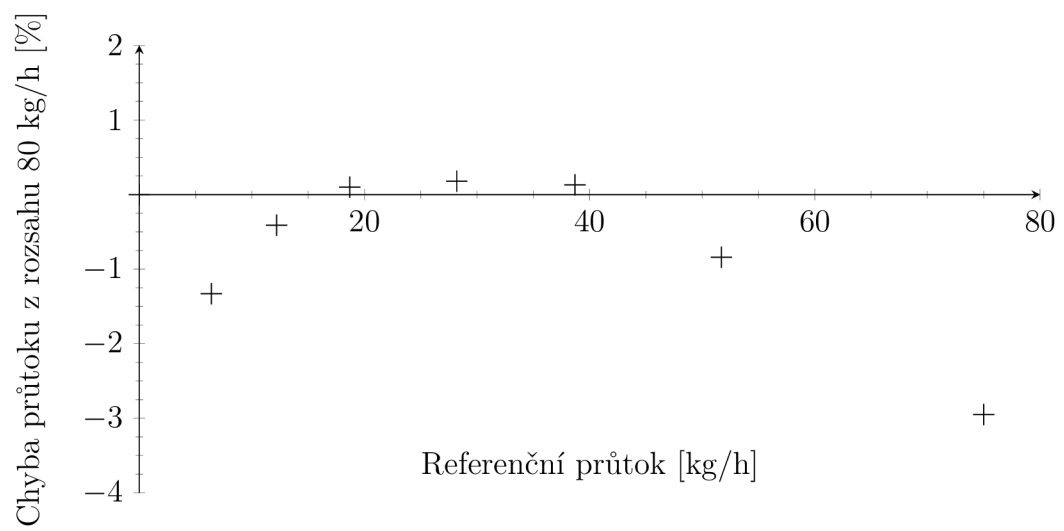


Obr. 4.23: Charakteristika průtoku vůči referenčnímu průtokoměru.



Obr. 4.24: Chyba charakteristiky průtoku vůči referenčnímu průtokoměru.

Při omezení rozsahu snímače zhruba na polovinu, okolo 80 kg/h, lze nalézt takové parametry modelu, aby byla chyba měření do 5 % z měřené hodnoty a opakovatelnost okolo 2 % (obr. 4.25). Je nutné podotknout, že pro praktická měření se snímačem bude nutné realizovat částečně automatickou kalibraci parametrů modelu, tedy automatický výpočet parametrů modelu snímače z např. 2 známých průtoků.



Obr. 4.25: Chyba měřeného průtoku z rozsahu vůči referenčnímu průtokoměru, uvažovaný rozsah 80 kg/h.

5 Nejistoty provedených měření

Každé provedené měření se potýká s různými typy nejistot. Obecně dělíme nejistoty na nejistoty typu A a typu B. Nejistoty typu A lze vypočítat z opakovaných měření, jedná se o náhodné chyby, které nelze kvantifikovat jiným způsobem, např. teplotní šumy na rezistorech. Nejistotu typu A veličiny x značíme $u_A(x)$, vypočítat ji lze vztahem 5.1.

$$u_A(x) = \sqrt{\frac{1}{n \cdot (n - 1)} \cdot \sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2} \quad (5.1)$$

kde:

x je měřená veličina,

n je počet vzorků [-],

\bar{x} je průměrná hodnota veličiny x dle vztahu $\bar{x} = \frac{1}{n} \cdot \sum_{i=1}^n x_i$.

Mezi nejistoty typu B lze zahrnout nejistoty, které kvantifikovat lze, např. chyby vzniklé rozlišením AD převodníku. Nejistotu typu B veličiny x značíme $u_B(x)$. Většinou lze najít více nejistot typu B, celková nejistota typu B je vyčíslena geometrickým součtem jednotlivých nejistot.

Z obou nejistot lze jejich geometrickým součtem získat kombinovanou nejistotu, která se obvykle značí $u_C(x)$, viz rovnice 5.2. Pravděpodobnost, že veličina leží v intervalu stanoveném standardní kombinovanou nejistotou, je 68 %. Pro získání intervalu s větší jistotou výskytu měřené veličiny je nutné interval rozšířit, mluví se o takzvané rozšířené standardní nejistotě měření $U(x)$. Pro pravděpodobnost 95 % je třeba rozšířit standardní nejistotu koeficientem rozšíření $k_r = 2$.

$$u_C(x) = \sqrt{(u_A^2 + u_B^2)} \quad (5.2)$$

5.1 Nejistoty typu A

Nejistoty typu A lze díky strojovému zpracování počítat průběžně při měření nebo je rovnou minimalizovat skrze filtraci měřených hodnot. Pro ukázkou minimalizace nejistot bude spočtena nejistota typu A pro tři sady naměřených dat průtoku. První sada jsou nefiltrovaná data (netřízená data), z druhé sady byly odstraněny vzorky, při nichž regulátor vyhodnotil, že není v ustáleném stavu (třízená data), třetí sada dat je vytvořena z druhé sady průměrováním průběžným filtrem o 128 vzorcích (filtrovaná data). Data jsou dostupná v elektronické příloze, složka měření, podsložka „2022.04.07_mereni_PWM11bit“.

Tabulka 5.1 ukazuje vypočtené hodnoty nejistoty typu A pro všechny 3 sady dat.

Datová sada:	n [-]	Průměrný průtok Q_{avg} [kg/h]	$u_A(Q)$ [kg/h]
netřízená	400	128.64	0.355
třízená	400	128.62	0.161
filtrovaná	400	128.14	0.035

Tab. 5.1: Spočtené hodnoty nejistoty typu A.

5.2 Nejistoty typu B

Jak plyne z výpočtu citlivosti v kapitole 2.1, model je extrémně citlivý na měřenou diferenční teplotu ΔT . Hlavními zdroji nejistot jsou samoohřev rezistorů můstku a změna okolní teploty. U nejistot způsobených samoohřevem je nutné vycházet z parametrů rezistorů, které výrobce udává v dokumentaci. Dokumentace většinou neobsahuje celou charakteristiku odporu rezistoru v závislosti na teplotě, ale pouze koeficient závislosti odporu na teplotě, maximální ztrátový výkon rezistoru a maximální provozní teplotu rezistoru. Z těchto parametrů lze odhadnout ohřev rezistoru pro určitý výkon dle vztahu 5.3:

$$T_R = T_{max} \cdot \frac{P_R}{P_0} \quad (5.3)$$

kde:

- T_R je odhadovaný ohřev rezistoru nad teplotu okolí [$^{\circ}C$],
- T_{max} je maximální pracovní teplota rezistoru [$^{\circ}C$],
- P_R je aktuální ztrátový výkon na rezistoru [W],
- P_0 je jmenovitý ztrátový výkon rezistoru [W].

Pro malé ohřevy v řádu jednotek $^{\circ}C$ je lineární aproximace dostatečná. Změna odporu je vyčíslena pomocí teplotního koeficientu rezistoru:

$$R_T = T_R \cdot k \cdot R_0 \quad (5.4)$$

kde:

- R_T je odhadovaná změna odporu rezistoru při ohřevu o T_R [Ω],
- k je teplotní koeficient rezistoru [K^{-1}],
- R_0 je jmenovitý odpor rezistoru [Ω].

Drátové rezistory mívají teplotní koeficient obvykle $k = 300 \text{ ppm}/^{\circ}C$, tedy $k = 3 \cdot 10^{-4} \text{ }^{\circ}C$. Metalizované rezistory pak od $50 \text{ ppm}/^{\circ}C$ do $100 \text{ ppm}/^{\circ}C$. Při návrhu použitého měřicího přípravku nebyl na efekt samoohřevu a ani vliv okolní teploty brán zřetel. Větev měřicího můstku, která slouží jako reference napětí, je navržena tak, aby měla zanedbatelný ztrátový výkon, navíc je složena ze stejných rezistorů, a proto zůstává její dělicí poměr zachován i při změně okolní teploty. Vliv

na rozdílové napětí můstku, a tedy i spočtenou teplotu, má proto jen rezistor R_1 ve větvi s platinovým teploměrem. Pro rezistor R_1 budou u obou můstků spočteny jím způsobené maximální chyby odečtu teploty z můstku.

5.2.1 Chyba teploty referenčního můstku

Při operační teplotě průtokoměru v rozmezí $0\text{ }^\circ\text{C}$ až $50\text{ }^\circ\text{C}$ dojde dle vztahu 5.4 ke změně odporu R_1 :

$$R_1(T) = T(R_1) \cdot k \cdot R_1 = 50 \cdot 50 \cdot 10^{-6} \cdot 1000 = 2.5\text{ }[\Omega].$$

Pokud proběhne kalibrace v půlce rozsahu teplot, tedy na $25\text{ }^\circ\text{C}$, sníží se tím změna odporu rezistoru R_1 na polovinu, tedy přibližně na $1.25\text{ }[\Omega]$.

Změna odporu způsobí na referenčním můstku změnu vypočteného odporu teploměru a následně změnu vypočtené teploty dle vztahu 2.12 (příklad pro $T = 0\text{ }^\circ\text{C}$, tedy pro největší možnou chybu):

$$U_0 = \frac{U_{cc}}{R_1 + R_{ref}} \cdot R_1 - \frac{U_{cc}}{R_2 + R_3} \cdot R_2 = \frac{5}{998.75 + 1000} \cdot 1000 - \frac{5}{1000 + 1000} \cdot 1000 \doteq -0.0016\text{ }[V].$$

Z vypočteného rozdílového napětí lze dopočítat předpokládanou hodnotu odporu teploměru R_{ref} zatíženou chybou způsobenou změnou odporu R_1 :

$$R_{ref} = R_1 \cdot \left(\frac{U_{cc} \cdot R_3 - U_0 \cdot (R_2 + R_3)}{U_{cc} \cdot R_2 + U_0 \cdot (R_2 + R_3)} \right) = 1000 \cdot \left(\frac{5 \cdot 1000 - (-0.0016) \cdot (1000 + 1000)}{5 \cdot 1000 + (-0.0016) \cdot (1000 + 1000)} \right) \doteq 1001.25\text{ }[\Omega],$$

což vede k chybě referenční teploty dle rovnice 1.3 a hodnot teplotních koeficientů z normy [9]:

$$T_{ref\ err} = \frac{-A + \sqrt{A^2 - 4 \cdot B \cdot (R_{ref0} - R_{ref})} / R_{ref0}}{2 \cdot B} \doteq 0.32\text{ }[^\circ\text{C}].$$

Tato teplota je chybou odečtu teploty referenčního můstku.

5.2.2 Chyba teploty vyhřívání můstku

Rezistor R_1 na vyhřívání můstku je zatížen větší chybou než rezistor R_1 na můstku referenčním. Na vyhřívání můstku jsou řádově větší ztrátové výkony, proto je nezanedbatelný vliv samoohřevu rezistorů můstku. Na rezistoru R_1 referenčního můstku je střední hodnota ztrátového výkonu jen $10\text{ }\mu\text{W}$ a špičková hodnota výkonu v době měření $2\text{ }m\text{W}$. Doba měření je velmi krátká, okolo $100\text{ }\mu\text{s}$. Oproti tomu R_1 na vyhřívání můstku má střední hodnotu ztrátového výkonu okolo $0.5\text{ }W$, v závislosti na střídě PWM, která se pohybuje od 0.2 do 1 , viz rovnice 2.8.

Postup výpočtu chyby teploty na vyhřívání můstku bude obdobný jako v případě referenčního můstku. Bude počítáno s kalibrací při teplotě $25\text{ }^\circ\text{C}$. Protože je počítáno s nejhorším možným případem, teplota okolí bude $T_a = 50\text{ }^\circ\text{C}$. Ostatní

parametry budou stejné jako při měření průtoku v kapitole 4.5, tedy rozdílová teplota $\Delta T = 50 \text{ }^\circ\text{C}$ a napájecí napětí $U_{cc} = 12 \text{ V}$. Teploměr R_{heat} má teplotu $T_{heat} = T_a + \Delta T = 100 \text{ }^\circ\text{C}$ a dle rovnice 1.2 odpor:

$$\begin{aligned} R_{heat} &= R_{heat0} \cdot (1 + A \cdot T_{heat} + B \cdot T_{heat}^2) = \\ &= 50 \cdot (1 + 3.9083 \cdot 10^{-3} \cdot 100 - 5.775 \cdot 10^{-7} \cdot 100^2) \doteq 69.25 \text{ }[\Omega]. \end{aligned}$$

Výkon na rezistoru lze spočítat ze vztahu 2.8. Největší ohřev nastane při $D = 1$:

$$P_{R1} = \frac{1}{R_1} \cdot \left(U_{cc} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_{heat}(75^\circ\text{C})} \right)^2 \cdot D = \frac{1}{22} \cdot \left(12 \cdot \frac{22}{22+69.25} \right)^2 \cdot 1 \doteq 0.378 \text{ W}.$$

Samoohřev lze spočítat podle vzorce 5.3 s využitím informací z technického listu rezistoru [15]:

$$T_{R1} = T_{max} \cdot \frac{P_R}{P_0} = 200 \cdot \frac{0.378}{2} \doteq 38 \text{ }^\circ\text{C}$$

Celková změna teploty $\Delta T(R_1)$ oproti kalibrační teplotě je pro teplotní rozsah snímače $0 \text{ }^\circ\text{C}$ až $50 \text{ }^\circ\text{C}$:

$$\Delta T(R_1) = (T_{range} - T_{kalibrace}) + T_{R1} = (50 - 25) + 38 = 63 \text{ }^\circ\text{C}.$$

Změna teploty rezistoru R_1 způsobí při teplotním koeficientu $k = 100 \text{ ppm/K}$ změnu odporu:

$$\Delta R_1(\Delta T) = \Delta T(R_1) \cdot k \cdot R_1 = 63 \cdot 100 \cdot 10^{-6} \cdot 22 = 0.14 \text{ }[\Omega].$$

Rozdílové napětí můstku je:

$$U_0 = \frac{U_{cc}}{R_1 + R_{heat}} \cdot R_1 - \frac{U_{cc}}{R_2 + R_3} \cdot R_2 = \frac{12}{22.14 + 69.25} \cdot 22.14 - \frac{12}{2200 + 5100} \cdot 2200 \doteq -0.740 \text{ [V]},$$

Z vypočteného rozdílového napětí lze dopočítat předpokládanou hodnotu odporu teploměru R_{heat} zatíženou chybou způsobenou změnou odporu R_1 :

$$R_{heat} = R_1 \cdot \left(\frac{U_{cc} \cdot R_3 - U_0 \cdot (R_2 + R_3)}{U_{cc} \cdot R_2 + U_0 \cdot (R_2 + R_3)} \right) = 22 \cdot \left(\frac{12 \cdot 5100 - (-0.740) \cdot (2200 + 5100)}{12 \cdot 2200 + (-0.740) \cdot (2200 + 5100)} \right) \doteq 68.82 \text{ }[\Omega].$$

Z vypočteného odporu spočteme teplotu vyhřívajícího teploměru dosazením do rovnice 1.3:

$$\begin{aligned} T &= \frac{-A + \sqrt{A^2 - 4 \cdot B \cdot (R_{heat0} - R_{heat}) / R_{heat0}}}{2 \cdot B} = \\ &= \frac{-3.9083 \cdot 10^{-3} + \sqrt{(3.9083 \cdot 10^{-3})^2 + 4 \cdot 5.775 \cdot 10^{-7} \cdot (50 - 68.82) / 50}}{-2 \cdot 5.775 \cdot 10^{-7}} \doteq 97.72 \text{ }[^\circ\text{C}]. \end{aligned}$$

V úvodu kapitoly byla stanovena teplota vyhřívajícího teploměru $T_{heat} = 100 \text{ }^\circ\text{C}$. Chyba měření teploty na vyhřívajícím můstku je tedy $T_{heat\ err} = 2.28 \text{ }^\circ\text{C}$.

5.2.3 Celková chyba teploty ohřevem rezistorů

Teplotní koeficienty rezistorů v obou můstcích mají stejná znaménka, proto je celková maximální chyba rozdílové teploty způsobené ohřevem rezistorů $\Delta T_{T_{err}}$ rozdílem chyb teplot na obou můstcích:

$$\Delta T_{T_{err}} = T_{heat\ err} + T_{ref\ err} = 2.28 - 0.32 = 1.94 [^{\circ}C]$$

5.2.4 Chyba AD převodníku

Diferenční AD převodník MPC3304 [16] má rozlišení 13 bitů. S napětovou referencí 1.23 V pracuje na rozsahu ± 1.23 V. Rozlišení převodníku je definováno jako nejmenší měřitelná změna měřeného napětí:

$$LSB = 2 \cdot U_{ref} \cdot \frac{1}{2^n} \quad (5.5)$$

kde:

LSB je hodnota nejméně významného bitu, tedy rozlišení AD převodníku (least significant bit) [V],

U_{ref} je referenční napětí převodníku [V],

n je počet bitů převodníku [-].

LSB 13bitového převodníku s referenčním napětím 1.23 V je tedy:

$$LSB = 2 \cdot 1.23 \cdot \frac{1}{2^{13}} \doteq 0.3\ mV.$$

V dokumentaci převodníku [16] jsou uvedeny maximální chyby v jednotkách LSB. Tabulka 5.2 ukazuje údaje, z kterých bude spočtena nejistota AD převodníku.

Parametr	Typická chyba [LSB]	Maximální chyba [LSB]
Integrální nelinearita	± 0.5	± 1
Diferenciální nelinearita	± 0.5	± 1
Chyba zesílení	-0.75	+2
Offset	+3	+6

Tab. 5.2: Chyby převodníku MPC3304.

Na rozdíl od chyby způsobené teplotou rezistorů, chyby AD převodníku nemusí nastat současně. Proto bude celková nejistota převodníku vyčíslena jako geometrický součet maximálních chyb:

$$u_{AD} = \sqrt{1^2 + 1^2 + 2^2 + 6^2} = 6.48 [LSB] \approx 1.94 [mV].$$

Za podmínek teploty okolí $T_a = 50 \text{ }^\circ\text{C}$, rozdílové teploty $\Delta T = 50 \text{ }^\circ\text{C}$ a napájecího napětí $U_{cc} = 12 \text{ V}$ jsou odpor R_{heat} a rozdílové napětí můstku U_0 dle rovnic 1.2 a 2.9 rovny:

$$\begin{aligned} R_{heat}(T = 100) &= R_{heat0} \cdot (1 + A \cdot T + B \cdot T^2) = \\ &= 50 \cdot (1 + 3.9083 \cdot 10^{-3} \cdot 100 - 5.775 \cdot 10^{-7} \cdot 100^2) = 69.25 \text{ }[\Omega], \end{aligned}$$

$$U_0 = \frac{U_{cc}}{R_1 + R_{heat}} \cdot R_1 - \frac{U_{cc}}{R_2 + R_3} \cdot R_2 = \frac{12}{21.7 + 69.25} \cdot 21.7 - \frac{12}{2200 + 5100} \cdot 2200 = -0.7534 \text{ }[V].$$

Rozdílové napětí s maximální chybou je rovno:

$$U_{0\text{ err}} = U_0 - u_{AD} = -0.7534 - 1.94 \cdot 10^{-3} = -0.7553 \text{ }[V].$$

Chyba odečtu rozdílového napětí způsobí chybu vypočtené hodnoty odporu teploměru $R_{heat\text{ err}}$ a chybně vypočtenou teplotu T_{err} dle rovnic 2.12 a 1.3:

$$R_{heat\text{ err}} = R_1 \cdot \left(\frac{U_{cc} \cdot R_3 - U_{0\text{ err}} \cdot (R_2 + R_3)}{U_{cc} \cdot R_2 + U_{0\text{ err}} \cdot (R_2 + R_3)} \right) = 21.7 \cdot \left(\frac{12 \cdot 5100 + 0.7553 \cdot (2200 + 5100)}{12 \cdot 2200 - 0.7553 \cdot (2200 + 5100)} \right) = 69.31 \text{ }[\Omega],$$

$$T_{heat\text{ err}} = \frac{-A + \sqrt{A^2 - 4 \cdot B \cdot (R_{ref0} - R_{ref}) / R_{ref0}}}{2 \cdot B} \doteq 100.325 \text{ }[^\circ\text{C}].$$

Chyba napětí způsobená převodníkem na vyhříváném teploměru je:

$$T_{AD\text{ heat err}} = T_a + \Delta T - T_{heat\text{ err}} = 50 + 50 - 100.325 = -0.325 \text{ }[^\circ\text{C}].$$

Identickým postupem lze získat chybu teploty způsobenou AD převodníkem na referenčním teploměru $T_{AD\text{ ref err}} = -0.202 \text{ }[^\circ\text{C}]$. Oba můstky jsou měřeny stejným AD převodníkem na stejném rozsahu. Celková chyba rozdílové teploty způsobená AD převodníkem $\Delta T_{AD\text{ err}}$ je rozdílem chyb $T_{AD\text{ heat err}}$ a $T_{AD\text{ ref err}}$:

$$\Delta T_{AD\text{ err}} = T_{AD\text{ heat err}} - T_{AD\text{ ref err}} = -0.325 + 0.202 = -0.123 \text{ }[^\circ\text{C}]$$

5.2.5 Tolerance rezistorů můstku

Rezistory R_2 a R_3 tvoří referenci napětí, vůči které je odečítána malá změna napětí na rezistoru R_3 . Protože jsou rezistory R_2 a R_3 ze stejného materiálu, mají i stejný teplotní koeficient. Vliv teploty na dělicí poměr bude zanedbatelný.

Nezanedbatelný vliv má výrobcem udaná tolerance rezistorů 1 % z nominální hodnoty. Chyba při výrobě je pro každý jednotlivý rezistor různá, chyby se tedy vzájemně nekompensují. Postup výpočtu je analogický s kapitolou 5.2.4. Napětí se započtenou chybou $U_{0\text{ err}}$ je spočteno dle rovnice 2.9 jako:

$$U_0 = \frac{U_{cc}}{R_1 + R_x} \cdot R_1 - \frac{U_{cc}}{R_2 \cdot 1.01 + R_3 \cdot 0.99} \cdot R_2 \cdot 1.01.$$

Pro vyhříváný teploměr je vypočtená chyba teploty $T_{R1,R2\text{ heat err}} = -8.7 \text{ }^\circ\text{C}$ a pro referenční teploměr $T_{R1,R2\text{ ref err}} = 6.2 \text{ }^\circ\text{C}$. Celková chyba je:

$$\Delta T_{R1,R2\ err} = T_{R1,R2\ heat\ err} - T_{R1,R2\ ref\ err} = -8.7 - 6.2 = -14.9\ [^{\circ}C].$$

Rezistory ze stejné výrobní série mají obvykle obdobnou chybu hodnoty odporu, takže takto velké výsledné chyby teploty nenastanou. Přesto je nutné rezistory před zapojením do můstku změřit a v modelu snímače počítat s naměřenými hodnotami všech rezistorů. Pokud je chyba rezistorů snížena např. na 0.1 %, výsledná maximální chyba se zmenší na $\Delta T_{R1,R2\ err} = -1.47\ ^{\circ}C$.

5.2.6 Celková chyba

Při výpočtu celkové chyby průtoku jsou sečteny všechny zjištěné chyby rozdílové teploty geometrickým součtem:

$$\begin{aligned} \Delta T_{max\ err} &= \sqrt{\Delta T_{T\ err}^2 + \Delta T_{AD\ err}^2 + \Delta T_{R1,R2\ err}^2} = \\ &= \sqrt{1.94^2 + 0.123^2 + 14.9^2} = 15.03\ [^{\circ}C] \end{aligned}$$

S chybou rozdílové teploty $15\ ^{\circ}C$ není možné provádět měření průtoku. Většina chyb je statických a lze je odstranit kalibrací. Skutečný offset AD převodníku lze změřit a odečítat od měřené hodnoty. Odpor rezistorů můstku lze změřit s přesností pod 0.02 % (např. multimetr Keysight $\pm(0.01\ %\ z\ hodnoty + 0.001\ %\ z\ rozsahu)$ [17]). Korekci hodnoty rezistorů na teplotu okolí a odhad samoohřevu lze zařadit do výpočetního algoritmu průtoku. Celková chyba v měřené teplotě po kalibraci všech

Zdroj chyby	Maximální chyba $\Delta T\ [^{\circ}C]$	Chyba ΔT s kalibrací $[^{\circ}C]$
Teplota rezistorů	1.94	0.908
Chyba AD převodníku	0.123	0.0761
Tolerance rezistorů	14.9	0.295

Tab. 5.3: Chyby převodníku MPC3304.

dílčích chyb je:

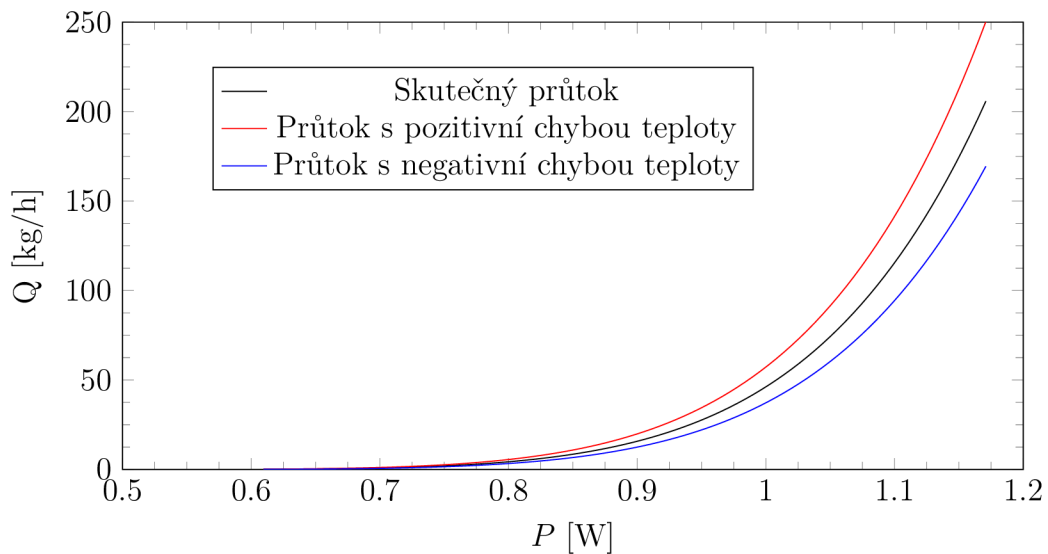
$$\begin{aligned} \Delta T_{k\ err} &= \sqrt{\Delta T_{T\ err}^2 + \Delta T_{AD\ err}^2 + \Delta T_{R1,R2\ err}^2} = \\ &= \sqrt{0.908^2 + 0.0761^2 + 0.295^2} = 0.96\ [^{\circ}C] \end{aligned}$$

Chyba teploty způsobí chybu vypočteného průtoku. Pro vyčíslení chyby je třeba určit ztrátový výkon na teploměru R_{heat} z rovnice 2.8 a z něj vypočítat průtok dle upravené Kingovy rovnice 2.7. Je třeba počítat s teplotou s korekcí chyby ΔT_k :

$$\Delta T_k = \Delta T - \Delta T_{err} = 50 - 0.96 = 49.04\ [^{\circ}C].$$

Tím je stanoven stav průtokoměru bez chyby rozdílové teploty s veličinami ΔT_k (skutečná rozdílová teplota můstků), P_{heat} (skutečný ztrátový výkon na R_{heat}) a Q (skutečný hmotnostní průtok). Vztah 2.7 je nelineární. Konstantní chyba teploty způsobí různé chyby vypočteného průtoku v závislosti na zvoleném pracovním bodě. Proto bude chyba vypočtena pro různé výkony pomocí změny střídavy PWM v intervalu $D = 0.5$ až 1 při napájecím napětí $U_{cc} = 12$ V.

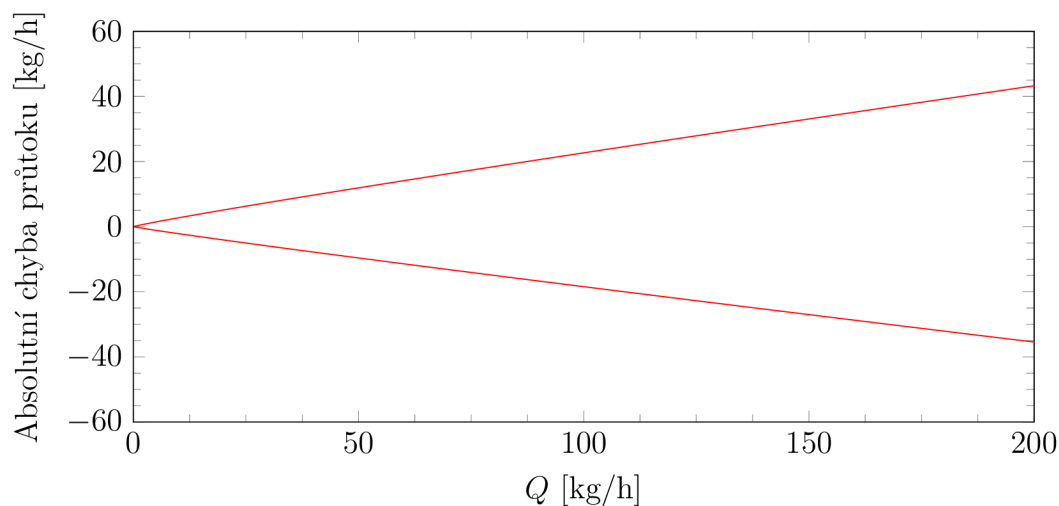
Dosazením do rovnice 2.6 jsou vypočteny hodnoty výkonu $P_{heat\ err}$ bez korekce teploty. Dosazením $P_{heat\ err}$ a $\Delta T = 50$ °C do Kingovy rovnice je vypočten průtok Q_{err} . Průtoky Q a Q_{err} jsou porovnány na obr. 5.1. Absolutní a procentuální chyby z měřené hodnoty jsou na obr. 5.2 a obr. 5.3.



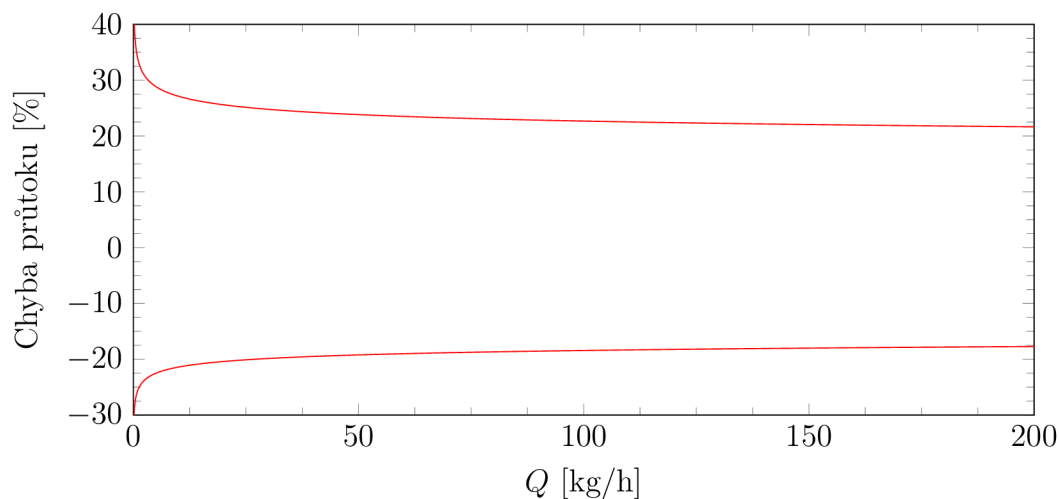
Obr. 5.1: Maximální a minimální chyby průtoku.

5.3 Závěr k nejistotám měření

Díky softwarové selekci měřených hodnot a průměrování je nejistota typu A poměrně malá. Ve srovnání s nejistotami typu B ji lze zanedbat. Oproti tomu charakteristiky průtoku z obr. 5.1 a chyby vynesené na obr. 5.2 a obr. 5.3 ukazují, že i přes kalibrace měřicí aparatury vzniká značná chyba měřeného průtoku. Tuto chybu můžeme považovat za nejistotu typu B. Hlavní složkou nejistoty typu B je změna odporu rezistorů s okolní teplotou. Tato nejistota se neprojevila při laboratorních měřeních v kapitole 4, protože teplota v laboratoři byla v průběhu měření ustálená a pohybovala se mezi 22 °C a 24 °C.



Obr. 5.2: Maximální spočtené absolutní chyby průtoku.



Obr. 5.3: Maximální spočtené chyby průtoku v procentech.

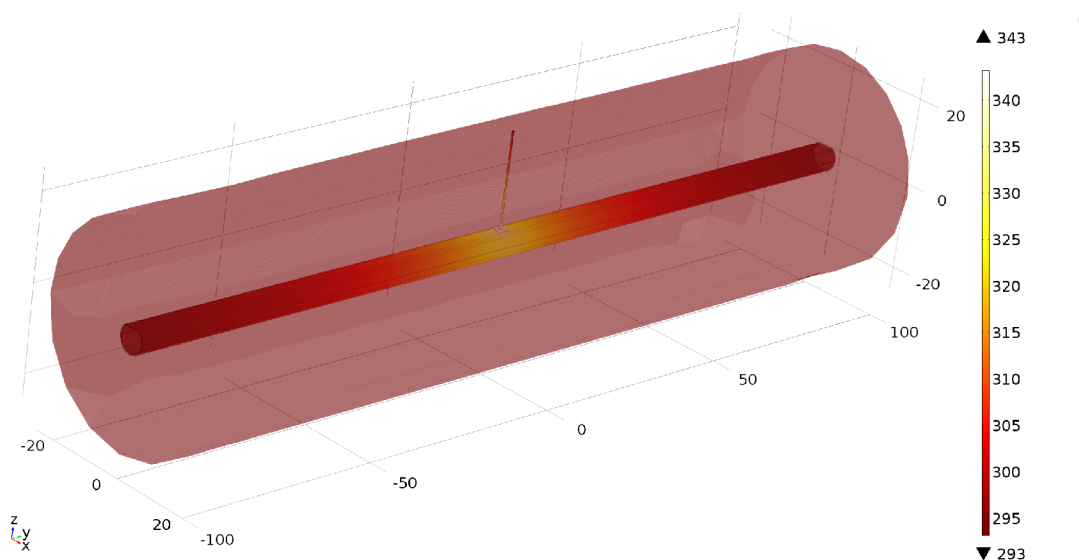
Pro provoz snímače v uvažovaném teplotním rozsahu $0\text{ }^{\circ}\text{C}$ až $50\text{ }^{\circ}\text{C}$ je nutné kompenzovat chyby vzniklé okolní teplotou. Okolní teplota nemusí být měřena s velkou přesností, např. pro měření s chybou $5\text{ }^{\circ}\text{C}$ klesne chyba odečtu rozdílové teploty z $0.908\text{ }^{\circ}\text{C}$ na $0.182\text{ }^{\circ}\text{C}$. Velikost chyby je téměř lineární s přesností odečtu teploty okolí.

Celková ani rozšířená nejistota nebudou dále počítány, jejich výpočet by byl bezúčelný. Při dalším návrhu průtokoměru bude nejprve nutné vyřešit vzniklé problémy s kompenzací okolní teploty a přesnostmi rezistorů.

6 Simulace v programu COMSOL

Simulace provedené v rámci diplomové práce navazovaly na simulace z bakalářské práce [1]. V rámci bakalářské práce byly simulovány zejména rychlostní profily pro různé druhy proudění, různé rychlosti a různé tvary vlisu trubky. Účelem simulací bylo ověřit hypotézu, podle které za odchylky modelu od reálných měření mohly turbulence v trubce způsobené jejím zúžením. Z těchto simulací se nepodařilo prokázat existenci těchto turbulencí.

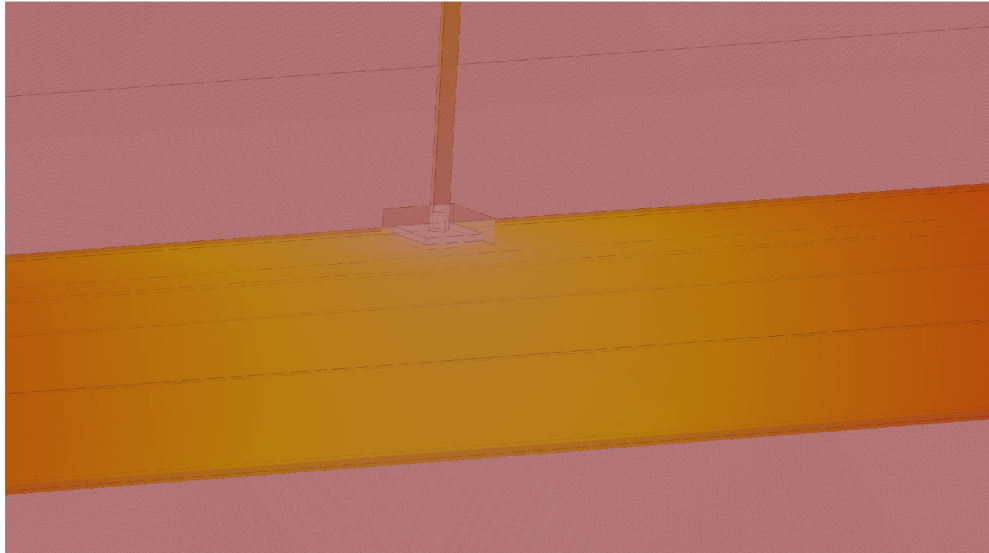
Simulace v diplomové práci se zaměřily na tepelné toky v idealizovaném modelu trubky bez bodu zúžení (trubka je zploštělá po celé délce, viz obr. 6.1 a 6.2). Na tomto modelu bylo zkoumáno rozložení teploty a citlivost měření jak pro anemometrický, tak pro kalorimetrický princip snímače. Simulace probíhaly pro různé průřezy a tloušťky stěn trubek, aby bylo možné vybrat vhodnou trubku pro nový měřicí přípravek. Dále byla provedena validace modelu snímače, jejímž cílem bylo upravit parametry simulace tak, aby závislost odebíraného výkonu na průtoku byla stejná jako reálné měření na přípravku.



Obr. 6.1: Model trubky snímače z programu COMSOL

6.1 Volba trubky snímače

Původní trubička snímače, použitá v rámci bakalářské práce, byla vyhodnocena jako nevhodná pro další výzkum. Důvodem byl zejména malý průřez trubky, který vedl jak k tlakovým ztrátám, tak k vysokým rychlostem média. Pro vysoké rychlosti média ztrácí snímač citlivost. Pro co největší přestup tepla do kapaliny je také



Obr. 6.2: Model trubky snímače z programu COMSOL, detail topného elementu

potřeba uvažovat tloušťku stěny. Předpokladem je, že lepší přestup tepla bude mít trubka s tenčí stěnou. K výběru byly následující trubky:

č.	průměr [mm]	tloušťka stěny [mm]
1	6,0	0,25
2	6,5	0,50
3	8,0	0,25
4	10	0,30
5	12	0,30

Tab. 6.1: Navrhované trubky pro nový snímač

6.1.1 Umístění snímačů pro anemometrický princip

Pro měření anemometrickým principem je nutné spolehlivě měřit teplotu média, je tedy nutné stanovit minimální vzdálenost, pro kterou bude ovlivňování teploměru vyhřívaným tělískem už zanedbatelné. Danou vzdálenost je třeba stanovit pro minimální průtok, který má průtokoměr měřit, aby ani při tomto průtoku nedocházelo k ovlivnění. Při nulovém průtoku dochází k významnému ovlivnění referenčního teploměru v podstatě vždy, jak v simulaci, tak na reálném přípravku. Jako minimální byl zvolen vždy první průtok pod hodnotu 10 kg/h u každé trubky, tolerovaná chyba teploty byla 50 mK.

č.	min. vzdálenost [mm]	rychlost [m/s]
1	5,8	0,033
2	13,4	0,022
3	7,5	0,053
4	9,0	0,1
5	10.2	0,1

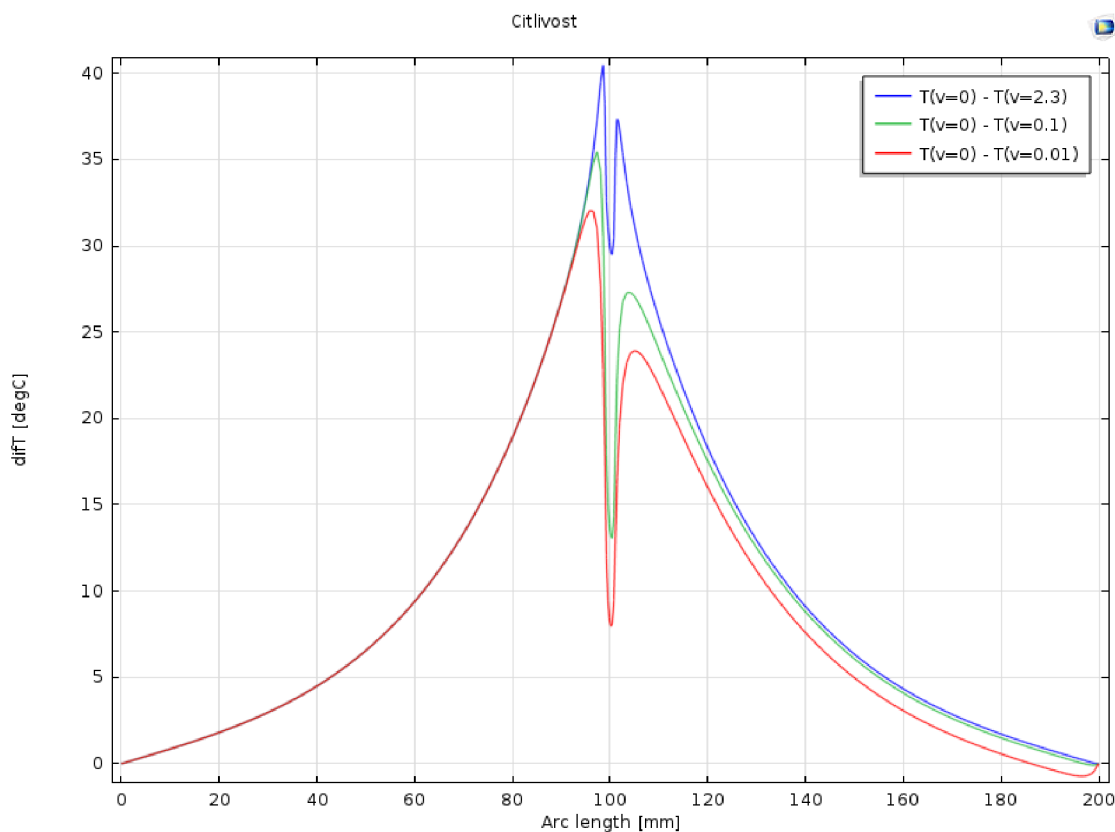
Tab. 6.2: Spočtené vzdálenosti pro jednotlivé trubky

6.1.2 Umístění snímačů pro kalorimetrický princip

Pro měření i velmi malých průtoků by bylo vhodné, aby výsledný snímač byl schopen měřit i v kalorimetrickém módu. Bylo proto simulováno rozložení teploty na povrchu jednotlivých trubek. Nejlepší umístění pro kalorimetrické snímače je v místě největší změny teplot. Jedná se vlastně o inflexní bod v rozložení teploty neboli bod s největší změnou teploty v závislosti na průtoku. Jak ukazuje obr. 6.3, hledaný bod maximální citlivosti leží v podstatě v místě okraje topného elementu. Pro kalorimetrický princip tedy ze simulace vyplývá, že snímače by měly ležet co nejbližší sebe. To s sebou nese problém přímého vzájemného ovlivňování snímačů s vyhřívaným tělískem, což je nežádoucí, snižuje to citlivost kalorimetrického principu a úplně znemožňuje měřit anemometricky. Pokud by tedy snímač měl využívat oba principy najednou, musel by mít 4 platinové teploměry: jeden vyhřívaný, dva okolo něj pro realizaci kalorimetrického principu a jeden referenční teploměr pro anemometrický princip, který by byl umístěn v dostatečné vzdálenosti od vyhřívaného teploměru, aby jím nebyl ovlivňován.

6.2 Ověření modelu

Cílem ověřování modelu bylo simulovat takovou charakteristiku snímače, která by se blížila reálně měřené charakteristice. Za tím účelem byl model nastaven na stejné geometrické rozměry jako přípravek v bakalářské práci a byl zvolen stejný rozsah průtoku. Měnitelnými parametry byly uložení topného elementu ve snímači, tepelná vodivost obalu snímače a průřez měděné tyčinky, která simulovala ztráty přírodním vedením (napájení snímače). Po simulacích pro původní trubičku přípravku byly stejné simulace provedeny i pro nově vybranou trubku snímače. Do simulačního modelu byl k vyhřívanému elementu přidán model referenčního snímače teploty, aby mohl být pozorován jeho vliv na tepelné toky. Mohlo tak být ověřeno, že referenční snímač není ovlivňován vyhřívaným elementem, vyjma situace s nulovým průtokem.



Obr. 6.3: Změna teploty v závislosti na průtoku pro trubku č. 1

6.2.1 Klidový odvod tepla, parametr A

V simulacích bylo postupováno stejně jako při měření v laboratoři, nejprve byl tedy nasimulován odvod tepla z trubičky za nulového průtoku. Parametr závislosti tepelných ztrát na rozdílu teplot zahrneme standardně pod parametr A . Simulovaná charakteristika byla porovnána s reálnými daty z měření:

	A_0	A_α
Model bez simulace přívodů	$3,90 \cdot 10^{-3}$	$7,98 \cdot 10^{-4}$
Model se simulací přívodů	$7,19 \cdot 10^{-3}$	$4,42 \cdot 10^{-4}$
Model s poloviční vodivostí keramiky	$6,94 \cdot 10^{-3}$	$3,76 \cdot 10^{-4}$
Reálná měření	$5,23 \cdot 10^{-3}$	$8,80 \cdot 10^{-3}$

Tab. 6.3: Srovnání parametrů A pro různé simulace s reálným měřením

Jak je z tabulky 6.3 vidět, parametr A_0 (reprezentující lineární odvod tepla) není problém ovlivňovat změnami v modelu. Parametr A_α se ovšem nepodařilo spolehlivě

nasimulovat a jeho simulovaná hodnota zůstala zhruba o řád nižší, než je hodnota měřená.

Zajímavým jevem, který se podařilo odhalit srovnáním simulace a reálného měření, je rozdílný přestup tepla mezi vyhřívaným a referenčním snímačem (obr. 6.4). Jak je z charakteristiky vidět, simulace se s reálným měřením shoduje pouze pro nižší rozdíly teplot. Simulace v COMSOLu zobrazuje lineární závislost ovlivňování referenčního snímače na teplotě vyhřívaného snímače, zatímco reálná závislost je složitější. V simulaci program COMSOL počítá tepelné vodivosti vody i vzduchu dle aktuální teploty, odchylku tedy nelze vysvětlit změnou tepelné vodivosti vody, nebo vzduchu. Možným vysvětlením je změna tepelné vodivosti pouzdra snímače, která je v COMSOLu konstantní a nedokonalost okrajových podmínek modelu. Model má na svých hranicích konstantní teplotu a jedná se tak o teplotní zkrat, který se projeví významněji u vyšších rozdílů teplot.

Z hlediska dalších simulací jsou výsledky dostatečně přesné, protože snímač pracuje jak v simulaci, tak i v realitě na jednom konkrétním rozdílu teplot, případná odchylka tedy způsobuje pouze statickou chybu a lze ji jednoduše odstranit kalibrací. Pro vyšetření tvaru charakteristiky snímače nemá odchylka také žádný význam.

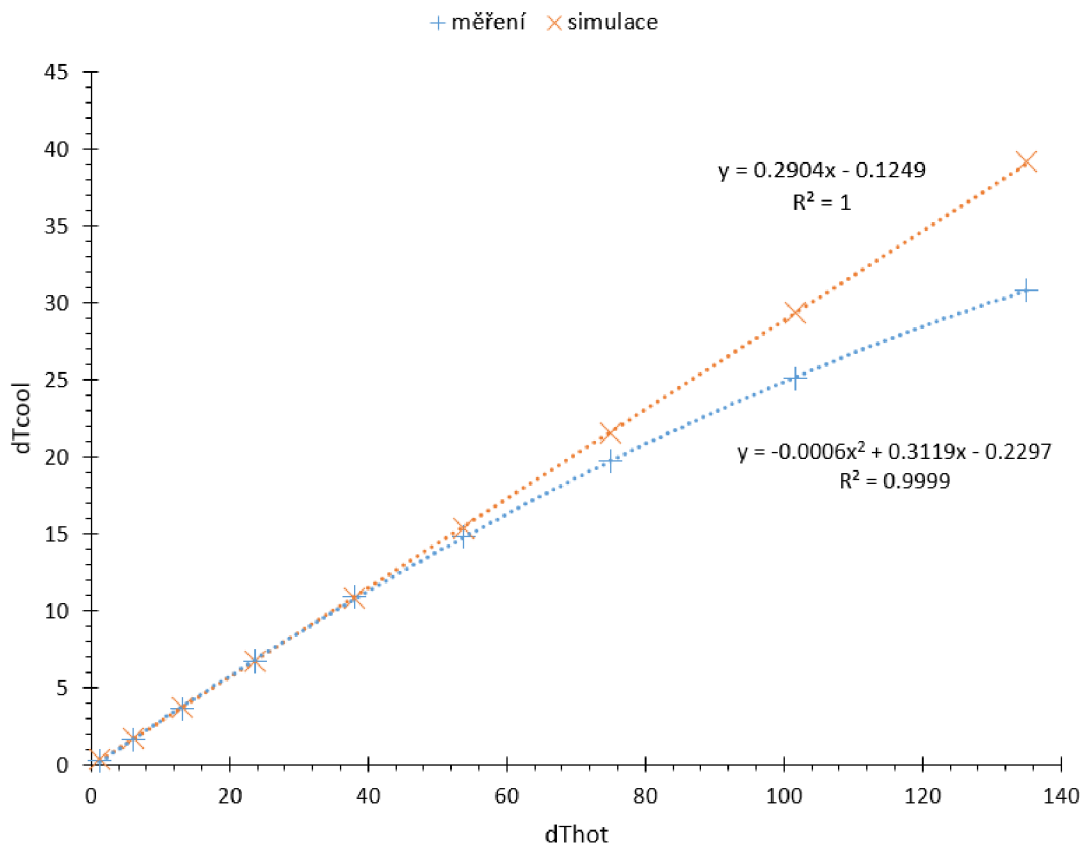
6.2.2 Odvod tepla průtokem, parametr B

Při simulacích s nenulovým průtokem byla změřena charakteristika snímače. Při výpočtu parametru B jsou viditelné odchylky modelu od simulace. Obr. 6.5 zobrazuje tyto odchylky vůči konstantnímu parametru B , která se poté propaguje do výsledné charakteristiky modelu, jak je vidět na obr. 6.6. Povedlo se tedy nasimulovat stejný jev, který byl změřen v rámci bakalářské práce. Tím je vyvráceno, že by šlo o turbulence za hranou zúžení trubky snímače. Zkoumaný jev se projevuje jak na simulaci staré trubičky tak na nové trubce. Přesnost modelu se tedy nezlepšila. Kingova rovnice je bez dalších modifikací použitelná jen zhruba pro první čtvrtinu rozsahu průtoku, jak je vidět z obr. 6.7.

Jedno z možných řešení ukazuje obr. 6.5. Nahrazením konstantního parametru B pomocí polynomu je jednou z možností, jak zpřesnit matematický model, ztrácí se tím ovšem fyzikální interpretace modelu. Dalším problémem je těžká separovatelnost Kingovi rovnice po takovéto úpravě. Řešení Kingovy rovnice ve tvaru

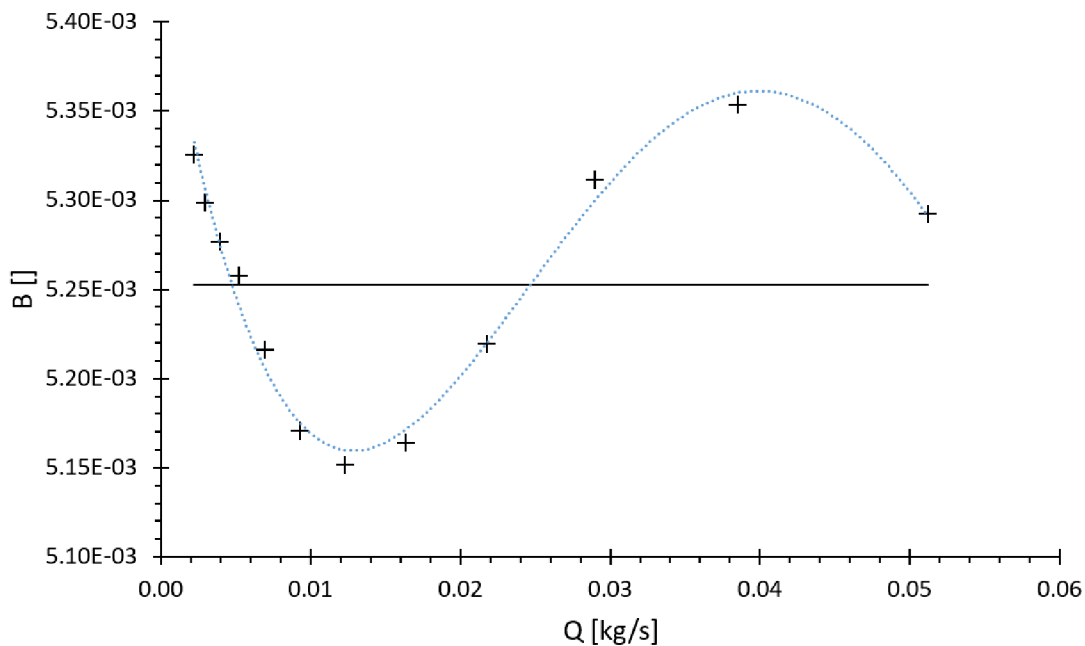
$$P = \left[A + (B_3 \cdot Q^3 + B_2 \cdot Q^2 + B_1 \cdot Q + B_0) \cdot \frac{Q^{1/2+b}}{\sqrt{S \cdot \rho}} \right] \cdot \Delta T$$

vede na řešení kubické rovnice nebo na iterativní řešení, např. Newtonovou metodou. Oba postupy by byly problematické jak z hlediska kalibrace takového modelu, tak i z hlediska výpočetní náročnosti pro mikrokontrolér snímače. Dalším cílem diplomové

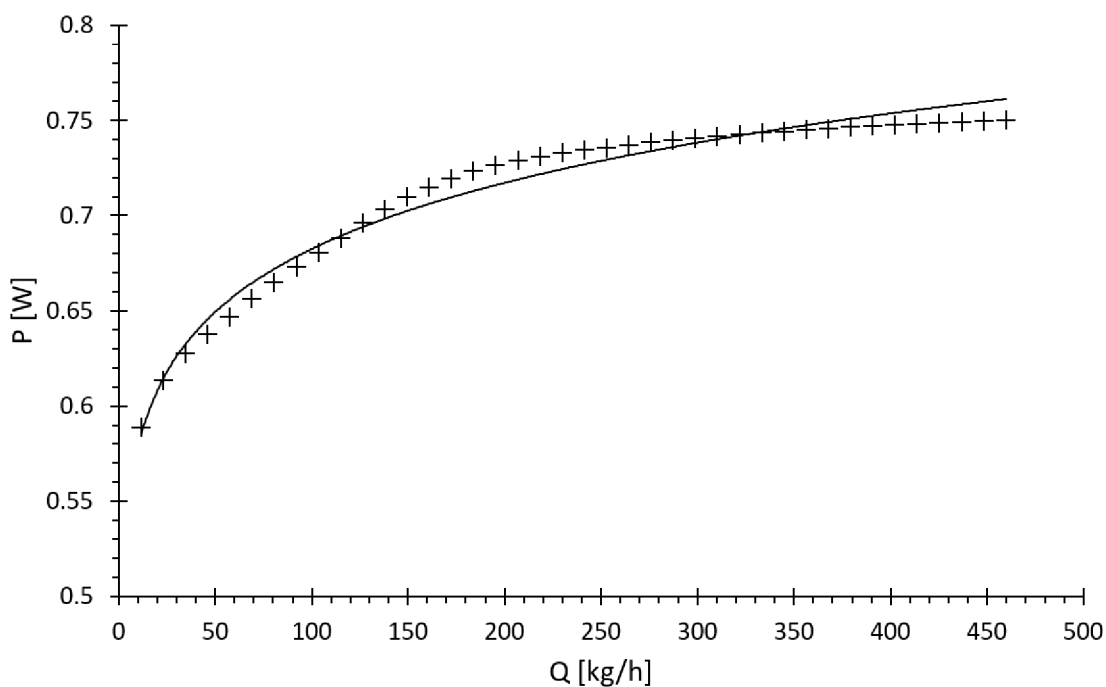


Obr. 6.4: Rozdíly v přestupu tepla v modelu a v simulaci

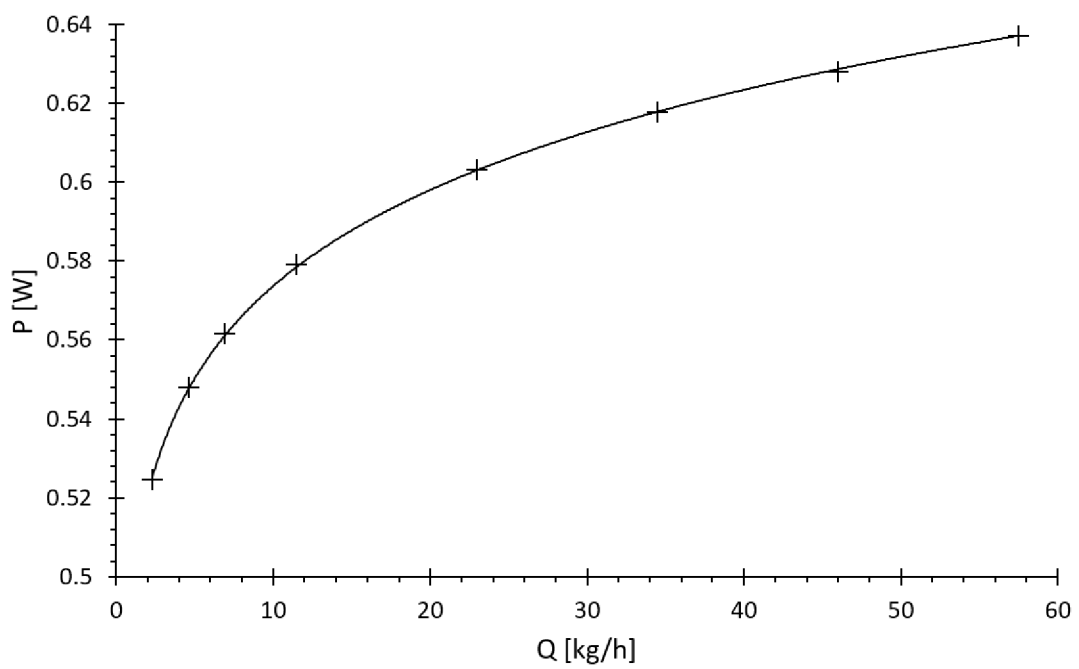
práce by tedy mělo být nalezení věrohodnějšího modelu pro parametr B, aby nebylo nutné použít aproximaci polynomem.



Obr. 6.5: Odchylyky parametru B, černá přímka je ideální hodnota parametru B, vynesené body jsou vypočtené hodnoty B ze simulace, modrá křivka je aproximace B polynomem 3. řádu



Obr. 6.6: Charakteristika snímače, nová trubka. Porovnání simulovaných bodů z idealizovaným průběhem.



Obr. 6.7: Charakteristika snímače, nová trubka, rozsah 60 kg/h. Porovnání simulovaných bodů z idealizovaným průběhem.

7 Návrh nové elektroniky snímače

V diplomové práci byly zjištěny nedostatky současného elektroniky a trubky snímače. Na základě zjištěných problémů je navržena nová verze snímače průtoku. Nový návrh bere v potaz zejména zjištěné problémy s přesností rezistorů a změnu jejich odporu z teplotou. Také je cílem vybrat procesor s větším výpočetním výkonem, který by byl schopen zkrátit periodu vzorkování pod 5 ms.

7.1 Diferenční AD převodník s procesorem

Na základě požadavku na navýšení výpočetního výkonu byl vybrán AD převodník s procesorem v jednom pouzdře ADuCM410. [19] ADuCM410 je diferenční převodník s postupnou aproximací s rozlišením 16 bitů a šestnácti kanály. Interní napěťová reference dává referenční napětí $V_{REF} = 2.5$ V. Převodník má rozlišení $LSB = 2.5/2^{16} = 38.14 \mu V$, v režimu diferenčního měření je rozlišení $LSB = 2 \cdot 2.5/2^{16} = 76.28 \mu V$. Převodník je schopen v kontinuálním modu vzorkovat rychlostí až 2 MSPS. Rychlého vzorkování může být využito např. pro kontrolu průběhů PWM.

Procesor je založen na 32bitovém jádře Cortex-M33. Integrovaná SRAM má velikost 128 kB, což umožňuje ukládání a následný výpis velkého množství měřených hodnot.

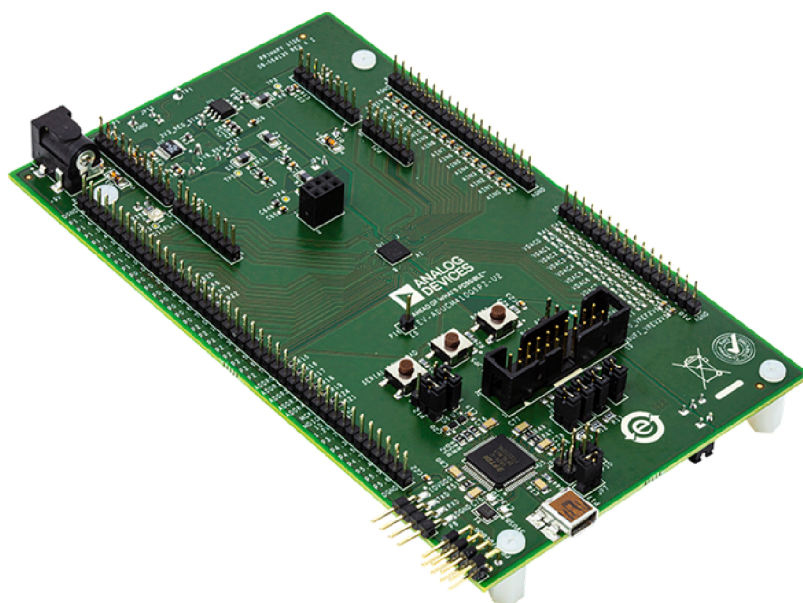
AD převodník má integrovaný teploměr, kterým lze měřit teplotu okolí. Toho může být využito ke korekci hodnot odporů v můstku. Interní teploměr měří teplotu okolí s přesností ± 2 °C.



Obr. 7.1: Diferenční AD převodník s procesorem ADuCM410.[19]

7.2 Vývojová deska EVAL-ADuCM410

Osazení vlastní vývojové desky by bylo náročné, protože ADuCM410 je vyráběn v pouzdře 81-ball CSP BGA, na jehož osazení je nutné speciální vybavení. Proto je pro usnadnění vývoje využito vývojové desky EVAL-ADuCM410, viz obr. 7.2. Výhodou vývojové desky je především snadné programování pomocí programátoru mIDAS-Link a jednoduché ladění programu pomocí výpisů přes UART.



Obr. 7.2: Vývojová deska EVAL-ADuCM410.[20]

7.3 Odporové můstky

Odporové můstky byly navrženy tak, aby jejich ztrátový výkon způsobil co nejmenší ohřev. Hodnoty odporu na referenčním můstku zůstaly nezměněny, všechny odpory mají hodnotu $1\text{ k}\Omega$ a ztrátový výkon 0.6 W .

Návrh vyhřívaného můstku je nutné přepracovat. Vyhřívaný platinový teploměr Pt50 s jmenovitým odporem $50\ \Omega$ je nahrazen teploměrem Pt100 s jmenovitým odporem $100\ \Omega$. Díky většímu odporu teploměru je možné odebírat menší proud. Menší odebíraný proud přispívá ke stabilitě zdroje a zmenšuje ztrátový výkon na R_1 . Odpor rezistoru R_1 je zmenšen na $R_1 = 10\ \Omega$, ztrátový výkon je 5 W . Spočtený předpokládaný ohřev rezistoru R_1 je do $5\text{ }^\circ\text{C}$. Malý ohřev oproti okolí by měl potlačit šum na můstku způsobený změnami teploty rezistoru R_1 , což přispěje ke snížení nejistot měření. Rezistory R_2 a R_3 jsou přizpůsobeny dělicímu poměru R_{heat} a R_1 . Nové hodnoty rezistorů jsou $R_2 = 10\text{ k}\Omega$ a $R_3 = 680\ \Omega$. Místo rezistorů R_2 a R_3 lze

použít digitálně-analogový převodník (DA převodník) integrovaný v ADuCM410.
Vhodnost využití DA převodníku bude předmětem dalšího výzkumu.

Závěr

V diplomové práci byl navržen tepelný průtokoměr na anemometrickém principu. Průtokoměr pracuje v módu konstantního rozdílu teplot. Byl vyvinut SW pro obsluhu a řízení průtokoměru. Poté byly zjištěny parametry měřicí elektroniky a nedostatky HW. Na základě identifikace časových konstant a zesílení průtokoměru byl navržen diskrétní PI regulátor (viz 3.10), který reguluje na konstantní rozdíl teploty vyhřívaného teploměru vůči referenčnímu teploměru. Bylo zjištěno, že časové konstanty jsou závislé na velikosti průtoku, viz tabulka 4.3. Hlavním problémem měřicí elektroniky je zahřívání odporů v můstku vyhřívacího teploměru, které způsobovalo chybné měření teploty vyhřívaného teploměru. Návrh řešení spočívá v náhradě problémového rezistoru rezistorem s menším odporem a větším dovoleným ztrátovým výkonem, což sice zhorší citlivost můstku, ale minimalizuje problém samozahřívání. Nižší citlivost můstku je kompenzována AD převodníkem s rozlišením 16bitů.

Práce se zabývala zpřesněním matematického modelu použitého v bakalářské práci. Za tímto účelem byla provedena literární rešerše na používané modely a byly využity simulace z programu COMSOL (kapitola 6). Literární rešerše ukázala, že snímače na anemometrickém principu jsou běžně používány jen pro nižší rychlosti proudění, než průtokoměr navrhovaný v této práci. Ze simulací vyšla nutnost buďto omezit měřicí rozsah na 80 kg/h, nebo rozšířit matematický model snímače, jak lze vidět na obr. 6.6 a obr. 6.7. Po snížení rozsahu bude model dosahovat přesnosti okolo 2 % z měřené hodnoty, jak lze vidět na měřené charakteristice v kapitole 4.7. Za nepřesnosti v modelu při vyšších průtocích můžou pravděpodobně turbulence v průtokovém kanále. Pro rozšíření rozsahu snímače by bylo třeba zabránit vzniku turbulentního proudění zvětšením průřezu potrubí.

Byla provedena citlivostní analýza matematického modelu snímače. Na základě citlivostní analýzy byly stanoveny hlavní nejistoty měřicí aparatury, viz kapitola 5. Největší nejistota měření vzniká vlivem změny teploty okolí. Změna teploty okolí mění hodnoty rezistorů v můstcích. Tuto změnu odporu je třeba zohlednit při můstkovém měření teploty. Bez zohlednění vlivu okolní teploty je pro rozsah teplot okolí 0 °C až 50 °C chyba měřené hodnoty okolo 25 %, viz obr. 5.3. Hodnoty odporu rezistorů v měřicích můstcích je třeba znát s přesností alespoň 0.1 %.

Při výrobě průtokoměru je třeba kalibrací určit čtyři parametry upravené Kingovy rovnice (viz rovnice 2.7). Přesnost modelu je velmi náchylná na přesně změřenou rozdílovou teplotu vyhřívaného teploměru (viz obr. 2.4), proto je třeba provést kalibraci měřicích můstků. Je třeba kalibrovat parametry modelu i rezistory můstků s přesností na desetiny procenta. Další rozšíření modelu pro pokrytí většího rozsahu průtoku by komplikovalo kalibraci a dále zvyšovalo nejistoty měření. Z těchto důvodů není vhodné provozovat snímač na větším průtoku než zmíněných 80 kg/h.

Literatura

- [1] *MLČOCH, Albert. Tepelný průtokoměr* [online]. Brno, 2020 [cit. 2020-05-30]. Dostupné z: <https://www.vutbr.cz/studenti/zav-prace/detail/127083>. Bakalářská práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav automatizace a měřicí techniky. Vedoucí práce Petr Beneš.
- [2] *OLIN, PH.D, John G. "A standard for manufacturers of thermal dispersion mass flow meters"*. Sierra Instruments, Inc.: CEO, Founder. October 15, 2008.
- [3] *I. Korobiichuk, O. Bezvesilna, A. Ilchenko, V. Shadura, M. Nowicki, a R. Szewczyk, „A Mathematical Model of the Thermo-Anemometric Flowmeter"*, Sensors, roč. 15, č. 9, s. 22899–22913, 2015, doi: 10.3390/s150922899.
- [4] *S. C. Bera a J. K. Ray, „An Approach to the Design and Fabrication of a Micro-processor based Flow Meter using Resistance and Semiconductor Probe"*, null, roč. 18, č. 5, s. 355–360, zář. 2001, doi: 10.1080/02564602.2001.11416983.
- [5] *G. Rajita, A. Lata, a N. Mandal, „Anemometric type flow transmitter using LM335 – A temperature sensing IC"*, Measurement, roč. 108, s. 134–142, říj. 2017, doi: 10.1016/j.measurement.2017.05.021.
- [6] *A. Avram a L. Y. Cheong, „Burried hot wire anemometer for fluid velocity measurements"*, 2009 International Semiconductor Conference, říj. 2009, roč. 1, s. 271–274. doi: 10.1109/SMICND.2009.5336548.
- [7] *S. Viana Leal, S. Y. C. Catunda, L. A. S. Ribeiro, a R. C. S. Freire, „Automatic dynamic range adjustment of a controlled-temperature thermoresistive-based anemometer"*, 2010 IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference Proceedings, kvě. 2010, s. 268–272. doi: 10.1109/IMTC.2010.5488004.
- [8] *V. S. G. Martins, R. C. S. Freire, a S. Y. C. Catunda, „Sensitivity analysis and automatic adjustment of a controlled-temperature thermoresistive-based anemometer"*, in 2012 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference Proceedings, kvě. 2012, s. 1876–1880. doi: 10.1109/I2MTC.2012.6229378.
- [9] *ČSN EN 60751: Průmyslové platinové odporové teploměry a platinové teplotní senzory. Praha: Úřad pro technickou normalizaci, metrologii a státní zkušebnictví, 2014.*

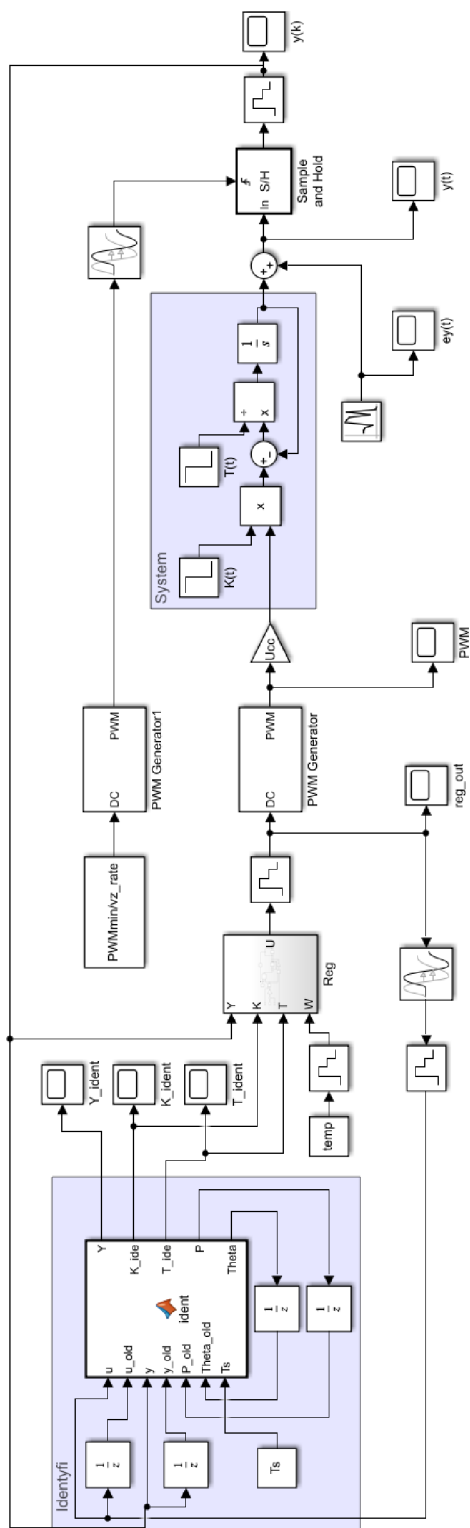
- [10] *Caorimetric type flow meter - flow switch model DTH08* [online]. Hudson (Massachusetts, USA): PKP Process Instruments, 2017 [cit. 2021-11-30]. Dostupné z: https://www.pkp.de/images/produkte/pdf_bed/dth08-bed-e.pdf
- [11] *Thermal Mass flow sensor for liquids* [online]. Freemansburg (Pennsylvánie, USA): Bronkhorst [cit. 2021-12-29]. Dostupné z: <https://www.bronkhorst.com/en-us/service-support/knowledge-base/thermal-mass-flow-sensor-for-liquids/>
- [12] *Low Flow Liquid Meters* [online]. Columbus (Ohio, USA): INTEC, 2005 [cit. 2021-11-30]. Dostupné z: <https://intekflow.com/flow-measurement-instruments/low-flow-meters-liquid/>
- [13] *EVAKIT OOL MODULE V1.2.1. Innovative Sensor Technology* [online]. Ebnat-Kappel, Switzerland: iST [cit. 2022-01-31]. Dostupné z: <https://www.ist-ag.com/en/products/evakit-ool-module-v121>
- [14] *PIVOŇKA, Petr. Číslicová řídicí technika* [online]. 1. Brno: Skriptum VUT, 2012 [cit. 2022-03-13].
- [15] *Metal oxide film resistors, technický list*[online]. GM electronic, slop. s.r.o., Praha, [cit. 2022-05-09]. Dostupné z: <https://www.gme.cz/data/attachments/dsh.114-044.1.pdf>
- [16] *MCP3302/04, Microchip Technology*[online]. USA, Duben 2011 [cit. 2022-05-11]. Dostupné z: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/21697F.pdf>
- [17] *Keysight Technologies 34410A and 34411A*[online]. USA, Prosinec 2016 [cit. 2022-05-13]. Dostupné z: <https://www.keysight.com/us/en/assets/7018-01326/data-sheets/5989-3738.pdf>
- [18] *ADUCM410, Analog Devices*[online]. Massachusetts, USA, Leden 2021 [cit. 2022-05-13]. Dostupné z: <https://www.analog.com/en/products/aducm410.html>
- [19] *Analog Devices Inc. ADuCM410 Precision Analog Microcontroller, MOUSER Electronics*[online]. Texas, USA, Únor 2021 [cit. 2022-05-14]. Dostupné z: <https://cz.mouser.com/new/analog-devices/adi-aducm410-microcontroller/>

- [20] *EVAL-ADUCM410, Analog Devices*[online]. Massachusetts, USA, Leden 2021 [cit. 2022-05-14]. Dostupné z: <https://www.analog.com/en/design-center/evaluation-hardware-and-software/evaluation-boards-kits/eval-aducm410.html>

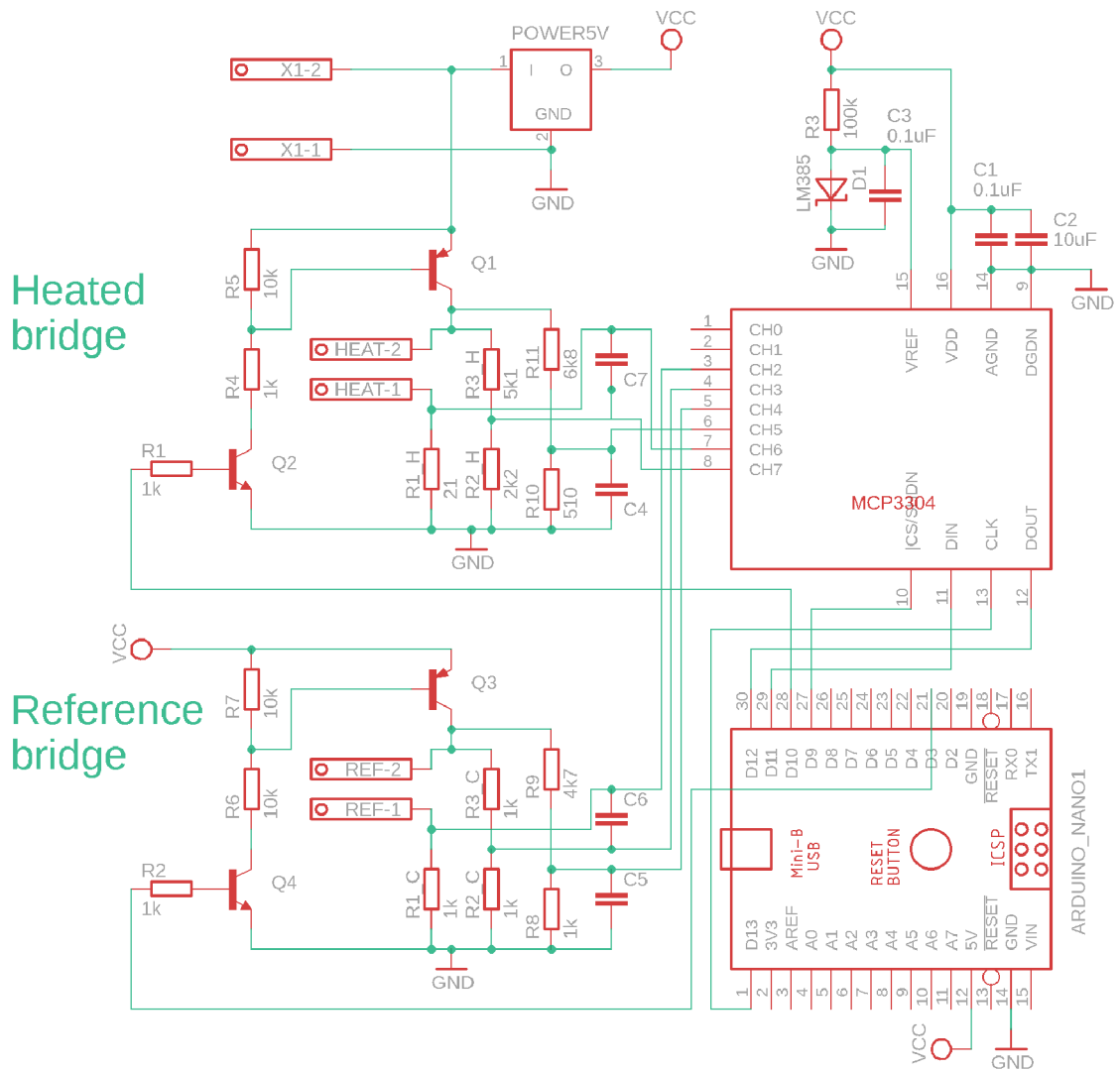
Seznam příloh

A Grafická příloha	89
B Ukázky zdrojových kódů	92

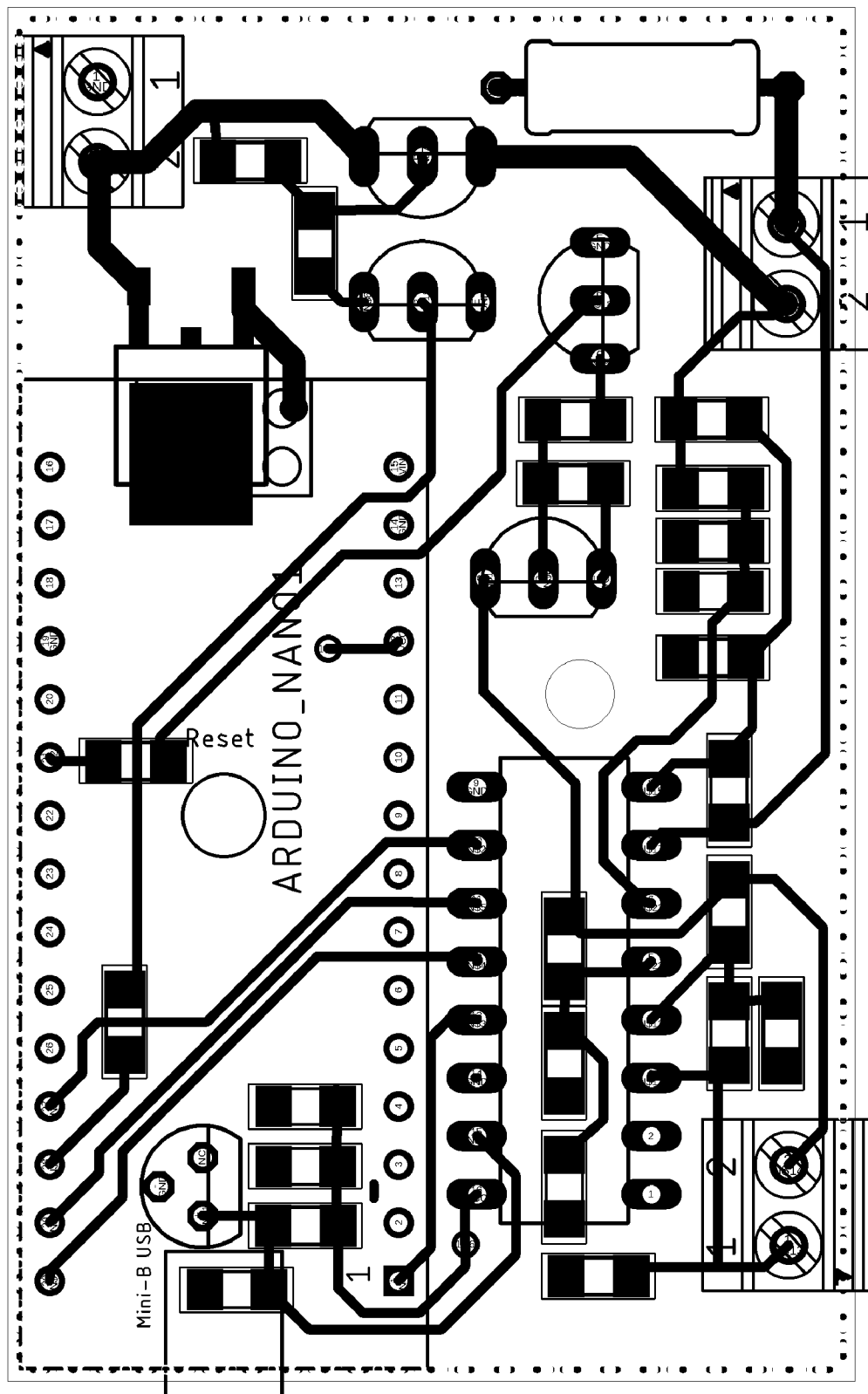
A Grafická příloha



Obr. A.1: Simulační schéma celého systému soustavy, regulace a identifikace.



Obr. A.2: Schéma plošného spoje snímače, verze 0.2.



Obr. A.3: Deska plošného spoje, verze 0.2.

B Ukázky zdrojových kódů

Výpis B.1: Identifikace soustavy v prostředí Matlab.

```
1 function [Y, K_ide, T_ide, P, Theta] ...
2 = ident(u, u_old, y, y_old, P_old, Theta_old, Ts)
3
4 % vstupni promene
5 FI = [u_old; -y_old];
6 lambda = 0.95;
7
8 % identifikace
9 K = P_old*FI*(lambda + FI'*P_old*FI)^(-1);
10 P = (P_old - K*FI'*P_old)/lambda;
11 Theta = Theta_old + K*(y - FI'*Theta_old);
12
13 % jednoduchá kontrola výsledku
14 if -Theta(2) < 0
15     Theta = Theta_old;
16 end
17
18 % spocteni parametru spojite soustavy
19 b = Theta(1);
20 a = -Theta(2);
21
22 K_ide = b/(1-a);
23 T_ide = -Ts/log(a);
24 Y = a*y + b*u;
25 end
```


Výpis B.2: Skript pro nastavení simulace v prostředí MATLAB.

```

1 FClock = 16*10^6 / 1;           % frekvence hodin PWM [Hz]
2 PWM_bits = 11;                 % počet bitu PWM [-]
3 Tpwm = 2^PWM_bits / FClock;    % doba periody PWM [s]
4 vz_rate = 20;                  % periody PWM mezi vzorky
5 Ts = Tpwm*vz_rate;             % perioda vzorkovani [s]
6 Tsim = 1/FClock;               % krok simulace
7 PWMmin = 0.20;                 % minimalni strida PWM [-]
8 Step_time = 1;                 % doba zmeny parametru
9 Stop_time = 2;                 % celkovy cas simulace [s]
10
11 ey = 0.1;                      % sum v mereni (odchylka) [K]
12 Ucc = 15;                      % napajeci napeti [V]
13
14 temp = 50;                     % rozdilova teplota [K]
15 Soustava.K = {6.4, 3.8};       % zesileni soustavy [-]
16 Soustava.T = {0.230, 0.032};  % casove konst. soustavy [s]

```

Výpis B.3: Nastavení hardwarové PWM na procesoru ATmega328p

```

1 void PWM_start()
2 {
3     pinMode(PWM_pin, OUTPUT);
4     digitalWrite(PWM_pin, LOW);
5     cli();//stop interrupts
6     /* clear all settings */
7     TCCR1A = 0; // clear Timer/Counter1 Control Register A
8     TCCR1B = 0; // same for Timer/Counter1 Control Register B
9     TCNT1 = 0; // initialize counter value to 0
10
11     // minimal PWM duty
12     OCR1B = PWM_X_min_duty;
13     // measure interrupt (time of measure)
14     OCR1A = PWM_X_measure_time;
15     // PWM clock frekvence
16     TCCR1B |= (1 << CS10); // 16 MHz
17
18     /* mode settings */
19     // clear OC1B (output) on compare match
20     TCCR1A |= (1 << COM1B1);

```

```

21 // set "Fast PWM 16-bit" mode
22 TCCR1A |= (1 << WGM11);
23 TCCR1B |= (1 << WGM12);
24 TCCR1B |= (1 << WGM13);
25 // 16bit PWM (0x03FF - 10bit, 0x07FF - 11bit, ...)
26 ICR1 = PWM_Xbit;
27 // enable timer interrupts
28 TIMSK1 |= (1 << OCIE1A); // measure start int.
29 TIMSK1 |= (1 << OCIE1B); // PWM LOW int.
30 TIMSK1 |= (1 << ICIE1); // input capture reg. match int.
31
32 sei(); // allow interrupts
33 }

```

Výpis B.4: Obsluha hardwarové PWM na procesoru ATmega328p

```

1 //PWM interrupts
2 ISR(TIMER1_CAPT_vect) {} // PWM_Xbit turn ON interrupt
3
4 ISR(TIMER1_COMPB_vect) {} // timer_1 PWM turn OFF interrupt
5
6 ISR(TIMER1_COMPA_vect) { // timer_1 measure interrupt
7     M.PWM_Rheat_measure_interrupr();
8     M.PWM_Rref_measure_interrupr();
9     M.PWM_interrupt_counter++;
10 }
11
12 void FlowMeasure::PWM_Rheat_measure_interrupr()
13 {
14     if (PWM_interrupt_counter ==
15         measure_period - 3 * measure_distance)
16     {
17         bRheat_U0 = U0_value(Hot);
18     }
19     else if (PWM_interrupt_counter ==
20         measure_period - 2 * measure_distance)
21     {
22         bRheat_Ucc = Ucc_value(Hot);
23     }
24 }
25
26 void FlowMeasure::PWM_Rref_measure_interrupr()

```

```

27 {
28   if (PWM_interrupt_counter ==
29       measure_period - 1 * measure_distance)
30   {
31     digitalWrite(PWM_Rref, HIGH);
32     delayMicroseconds(edge_time_Rref);
33     bRref_U0 = U0_value(Cool);
34     digitalWrite(PWM_Rref, LOW);
35   }
36   else if (PWM_interrupt_counter == measure_period)
37   {
38     digitalWrite(PWM_Rref, HIGH);
39     delayMicroseconds(edge_time_Rref);
40     bRref_Ucc = Ucc_value(Cool);
41     digitalWrite(PWM_Rref, LOW);
42     PWM_interrupt_counter = 0;
43     PWM_interrupt_measure = 1;
44   }
45 }

```

Výpis B.5: Diskrétní PI regulátor s pásmem necitlivosti a ochranou proti přebuzení

```

1 uint16_t FlowMeasure::PWM_reg(float dTemp)
2 {
3   // If stable -> stay at the previous value
4   int32_t PWM_out = Reg_out_buffer[Reg_buffer_pointer];
5
6   // insensitivity zone (regulate only if it is unstable)
7   if(state == UNSTABLE)
8   {
9     // antiwindup
10    if (!PWM_overflow)
11      Suma_reg += dT - dTemp;
12
13    // Regulator  $u(k) = K_p * (err + T_s/T_i * sum(err))$ 
14    PWM_out = int32_t(PWM_X_max_duty * K_reg *
15                    ((dT - dTemp) + K_i * Suma_reg));
16
17    // Output limitation
18    if (PWM_out > PWM_max)
19      {
20        PWM_out = PWM_max;

```

```

21         PWM_overflow = 1;    // overflow flag
22         Suma_reg *= 0.95;    // sumation bug protection
23     }
24     else if (PWM_out < PWM_min)
25     {
26         PWM_out = PWM_min;
27         PWM_overflow = 1;    // overflow flag
28         Suma_reg *= 0.95;    // sumation bug protection
29     }
30     else
31         PWM_overflow = 0;
32 }
33
34 // stabilization of reg. output (measure state)
35 state = UNSTABLE;
36 if ( (dTemp < dT + max_dT_err) &&
37      (dTemp > dT - max_dT_err))
38 {
39     // if stable temp. -> measure
40     state = MEASURE;
41     for (uint8_t i = 1; i < Reg_buffer_size; i++)
42     {
43         if (abs(int32_t(Reg_out_buffer[Reg_buffer_pointer])
44             - int32_t(Reg_out_buffer[i])) > reg_max_change)
45         {
46             // if unstable output -> non-valid measurements
47             state = UNSTABLE;
48             break;
49         }
50     }
51 }
52
53 //Regulator_out_buffer rotation
54 Reg_buffer_pointer++;
55 if (Reg_buffer_pointer >= Reg_buffer_size)
56     Reg_buffer_pointer = 0;
57 Reg_out_buffer[Reg_buffer_pointer] = uint16_t(PWM_out);
58
59 return uint16_t(PWM_out);
60 }

```