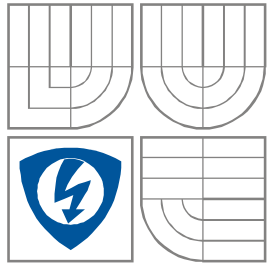


VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ
ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

ENERGETICKY NEZÁVISLÝ PRŮTOKOMĚR S DÁLKOVÝM ODEČTEM

THE ENERGY INDEPENDENT FLOW METER WITH REMOTE READING

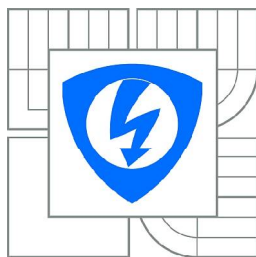
DIPLOMOVÁ PRÁCE
MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE
AUTHOR

Bc. Jindřich Šindelář

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR

Ing. Jiří Dřínovský, Ph.D.



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav radioelektroniky

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor
Elektronika a sdělovací technika

Student: Bc. Jindřich Šindelář

ID: 136589

Ročník: 2

Akademický rok: 2014/2015

NÁZEV TÉMATU:

Energeticky nezávislý průtokoměr s dálkovým odečtem

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Seznamte se s možnostmi bezdrátového dálkového odečtu měřidel na vodovodním a teplovodním potrubí. Vytipujte vhodné způsoby přenosu dat s ohledem na energetickou náročnost a dosah bezdrátové komunikace. Vyberte vhodné způsoby měření teploty a průtoku vody s ohledem na požadovanou přesnost měření (průtok +/- 15 %, teplota +/- 5%), energetickou náročnost a možnost energy harvesting. Prostudujte možnosti získávání elektrické energie z vodovodního a teplovodního potrubí. Sestavte prototyp harvestoru a ověřte možnosti jeho využití i jako senzoru v různých provozních podmínkách. Navrhněte algoritmus zpracování signálu pro odhad průtoku, vyhodnoťte množství dostupné energie.

Navrhněte, sestavte a ověřte funkci obvodů pro nakládání s elektrickou energií. Navrhněte, sestavte a ověřte funkci zařízení pro dálkový odečet. Pro realizaci můžete využít dostupné vývojové kity nebo komerční moduly. Vytvořte jednoduchou aplikaci pro PC nebo mobilní telefon, která umožní zobrazovat a uchovávat odečtená data. Dosažené výsledky vyhodnoťte a prezentujte.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] KAINKA, B. Měření, řízení a regulace pomocí PC. Praha: BEN - technická literatura, 2003. 272 s. ISBN 80-7300-089-X.

[2] JAN, Jiří. Číslíková filtrace, analýza a restaurace signálů. 2. upravené a rozšířené vydání. Brno: Vysoké učení technické v Brně, nakladatelství VUTIUM, 2002, 430 s. ISBN 80-214-1558-4.

Termín zadání: 9.2.2015

Termín odevzdání: 21.5.2015

Vedoucí práce: Ing. Jiří Dřínovský, Ph.D.

Konzultanti diplomové práce:

doc. Ing. Tomáš Kratochvíl, Ph.D.

Předseda oborové rady

Výzkum popsáný v této diplomové práci byl realizován v laboratořích podpořených projektem Centrum senzorických, informačních a komunikačních systémů (SIX); registrační číslo CZ.1.05/2.1.00/03.0072, operačního programu Výzkum a vývoj pro inovace.

ABSTRAKT

Práce se zabývá návrhem energeticky samostatného měřiče objemového průtoku a teploty vody ve vodovodním potrubí. Klíčovou částí práce je vytvoření generátoru elektrické energie využívajícího kinetické energie proudící vody. Záměrem je využít generované napětí pro napájení senzoru a také pro měření objemového průtoku.

V průběhu práce byly postupně sestaveny tři prototypy generátoru využívající vibrací vyvolaných turbulentním prouděním vody. Tyto turbulence nebyly záměrně vyvolávány umělou překážkou, snahou bylo využít turbulence přítomné v prvcích vodovodního potrubí vlivem jejich vnitřní geometrie. Maximální generovaný výkon byl 10,66 uW při objemovém průtoku 8 m³/h. Dále byl sestaven prototyp senzoru průtoku a teploty vody.

Pomocí zvoleného postupu nebylo dosaženo dostatečných hodnot generovaných výkonů zaručujících energetickou samostatnost zařízení při běžných hodnotách průtoku. Navrženou měřicí metodou je možné přibližně určit hodnotu objemového průtoku.

KLÍČOVÁ SLOVA

Energy harvesting, průtok, senzor, teplota

ABSTRACT

The thesis is focused on the design of a self-powered sensor for measurement of water flow rate and temperature in water pipelines. The key block of this thesis is the construction of an electric generator powered by excitation with turbulent flow. The generated voltage should power the sensor's circuits and allow water flow rate measurements.

Throughout the development, three prototypes of generators powered by turbulent flow were created. Turbulences were not created by an insertion of a bluff body but by inner geometry of the pipeline elements. Maximum power of 10,66 uW was generated at flow rate of 8 m³/h. Afterwards, a prototype of water flow rate and temperature sensor was assembled.

Energy self-sufficiency of the device at common flow rates was not achieved using the chosen procedure. The designed flow rate measurement method is suitable for an approximate flow rate estimation.

KEYWORDS

Energy harvesting, flow rate, sensor, temperature

ŠINDELÁŘ, J. *Energeticky nezávislý průtokoměr s dálkovým odečtem*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav radioelektroniky, 2015. 113 s., 9 s. příloh. Diplomová práce. Vedoucí práce: Ing. Jiří Dřínovský, Ph.D.

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma Energeticky nezávislý průtokoměr s dálkovým odečtem jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové 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 diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové 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 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.

V Brně dne 21.5.2015

.....

(podpis autora)

PODĚKOVÁNÍ

Tímto bych chtěl srdečně poděkovat konzultantovi mé práce Ing. Václavu Prajznerovi za jeho odborné vedení, mnoho přínosných rad, neutuchající nadšení pro věc, podporu při vypracování této práce a v neposlední řadě také velmi přátelský přístup.

OBSAH

Seznam obrázků	xii
Seznam tabulek	xvi
Úvod	1
Teoretická část	2
1 Bezdrátový senzor	2
2 Senzory průtoku	5
2.1 Základní pojmy měření průtoků.....	5
2.2 Základní pojmy mechaniky tekutin.....	6
2.2.1 Proudnice	6
2.2.2 Laminární proudění	6
2.2.3 Turbulentní proudění.....	6
2.2.4 Viskozita	6
2.2.5 Reynoldsovo číslo Re	7
2.2.6 Strouhalovo číslo Sr	7
2.3 Typy průtokoměrů.....	7
2.3.1 Plováčkové senzory průtoku – rotametry	7
2.3.2 Turbínkové a lopátkové senzory průtoku	8
2.3.3 Vírové senzory průtoku	8
2.3.4 Ultrazvukové senzory průtoku	9
2.3.5 Značkovací senzory průtoku	10
2.3.6 Indukční senzory průtoku	10
2.3.7 Senzory průtoku se škrticími orgány	11
2.3.8 Senzory průtoku s převodem na deformaci	11
2.3.9 Dávkovací senzory průtoku	11
2.3.10 Tepelné senzory hmotnostního průtoku	11
3 Měření teplot	13
3.1 Kovové odporové senzory teploty	13
3.2 Termistory.....	14

3.2.1	Termistory NTC – negasty	14
3.2.2	Termistory PTC – pozistory	15
3.3	Monokrystalické polovodičové senzory teploty	15
3.4	Monokrystalické PN senzory teploty	16
3.5	Termoelektrické senzory teploty	16
4	Energy harvesting	17
4.1	Elektromagnetické záření	17
4.1.1	Viditelná část spektra	17
4.1.2	Oblast radiových vln	17
4.2	Tepelné zdroje	18
4.2.1	Peltierovy články	18
4.3	Mechanické zdroje	20
4.3.1	Elektromagnetické generátory	20
4.3.2	Piezoelektrické generátory	21
4.3.3	Elektrostatické generátory	23
5	Energy harvesting z vibrací vyvolaných průtokem vody	24
5.1	Elektromechanická analogie	24
5.2	Vibrační generátory	26
5.3	Průtokem vyvolané vibrace	26
5.3.1	Generátory využívající vibrací vybuzených průtokem vody	27
6	Bezdrátová komunikace	30
6.1	802.15.4	30
6.2	ZigBee	31
6.3	EnOcean Radio Protocol 2 (ERP2)	31
6.4	Wireless M-BUS	32
6.5	Pásmo 2,4 GHz vs. 868 MHz	33
6.6	Spotřeba bezdrátových modulů	35
	Praktická část	36
7	Návrh a měření generátoru energie	36
7.1	Popis měřicí metody	37
7.2	Piezoelektrický generátor	39
7.3	Elektromagnetický generátor – první prototyp	41

7.3.1	Teoretický rozbor	41
7.3.2	Měření.....	43
7.4	Elektromagnetický generátor – druhý prototyp	45
7.4.1	Provedené modifikace	45
7.4.2	Měření.....	46
7.5	Srovnání prototypů.....	49
8	Obvody pro nakládání s elektrickou energií	52
8.1	Aktivní napěťový zdvojovač s operačními zesilovači	53
8.2	Zvyšující AC-DC měnič.....	56
8.3	Shrnutí	58
9	Měření průtoku	59
10	Měřicí obvody	62
10.1	Obvod pro měření objemového průtoku.....	62
10.2	Měření teploty.....	66
11	Koncept senzoru	70
11.1	Snižující DC-DC měnič.....	70
11.2	Úsporné režimy mikroprocesoru.....	72
11.3	Celkový koncept	74
11.4	Návrh desky plošného spoje	75
12	Firmware mikroprocesoru	77
12.1	Stavový automat.....	77
12.2	Použité periferie	81
12.2.1	UCS – Unified Clock System	81
12.2.2	Čítač/časovač B.....	81
12.2.3	REF modul.....	82
12.2.4	A/D převodník ADC12_A.....	82
12.3	Komunikace s PC	83
13	Aplikace pro příjem dat na PC	84
13.1	Callback funkce.....	87
13.1.1	Tlačítko „Receive“	87
13.1.2	Tlačítko „Filter“	88
13.1.3	Tlačítko „Save measured data“	88

14	Ověření metody měření průtoku	89
15	Měření spotřeby senzoru	92
15.1	Energetická bilance	94
15.2	Modelová aplikace	98
16	Závěr	101
	Literatura	103
	Seznam symbolů, veličin a zkratk	109
	Seznam příloh	113

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obrázek 1.1: Blokové schéma bezdrátového senzoru průtoku a teploty	3
Obrázek 2.1: Ultrazvukový senzor průtoku: princip činnosti (a), prodloužení měřicí vzdálenosti (b).....	9
Obrázek 4.1: Peltierův článek vcelku (vlevo) a v řezu (vpravo) [14].....	19
Obrázek 4.2: Nejčastější provedení EM generátorů [18]	20
Obrázek 4.3: Podélný, příčný a stříhový piezoelektrický jev [4].....	21
Obrázek 4.4: Náhradní schéma piezoelektrického měniče pro nábojový a napěťový model [12].....	22
Obrázek 4.5: Běžné topologie kapacitních generátorů: In-Plane Overlap (a), In-plane Gap Closing (b) a Out-of-Plane Gap Closing (c) [18]	23
Obrázek 5.1: Model lineárního vibračního generátoru [18]	24
Obrázek 5.2: Sériový RLC rezonanční obvod	25
Obrázek 5.3: Princip zařízení nazvaného "Energy Harvesting Eel", pohled zhora [18].	28
Obrázek 5.4: Princip vírového generátoru s membránou [21].....	29
Obrázek 6.1 : Struktura rámce protokolu 802.15.4 [24].....	31
Obrázek 6.2: Průběh útlumu šířením volným prostorem v závislosti na vzdálenosti.....	34
Obrázek 7.1: nákres filtru pevných částic FC74S doplněný o filtrační síťku (modře) a předpokládanou trajektorii protékající vody (červeně)	37
Obrázek 7.2: Schéma zapojení měřícího obvodu.....	38
Obrázek 7.3: Modulová charakteristika FIR filtru typu dolní propust.....	38
Obrázek 7.4: Výkon dodávaný do odporové zátěže piezoelektrickým generátorem.....	40
Obrázek 7.5: Závislost efektivní hodnoty výstupního napětí naprázdno na objemovém průtoku (vlevo) a modulová spektra výstupních napětí naprázdno (vpravo)	40
Obrázek 7.6: Náhradní schéma magnetického obvodu generátoru vycházející z elektromagnetické analogie	42
Obrázek 7.7: Závislost generovaného výkonu na zátěži pro první prototyp elektromagnetického generátoru.....	44
Obrázek 7.8: Závislost efektivního hodnoty výstupního napětí naprázdno elektromagnetického generátoru (vlevo) a modulová spektra měřených signálů (vpravo)	44
Obrázek 7.9: srovnání modulových spekter výstupních signálů piezoelektrického generátoru (vlevo) a elektromagnetického generátoru (vpravo).....	46

Obrázek 7.10: Graf závislosti generovaného výkonu na odporové zátěži elektromagnetického generátoru (2. prototyp).....	47
Obrázek 7.11: Závislost tlakové ztráty na objemovém průtoku	48
Obrázek 7.12: Graf závislosti efektivní hodnoty výstupního napětí naprázdno druhého elektromagnetického generátoru (vlevo) a příslušná modulová spektra (vpravo)	48
Obrázek 7.13: Nákres umístění piezoelektrického měniče do filtru pevných částic (vlevo) a principiální nákres elektromagnetického generátoru (vpravo)	49
Obrázek 7.14: Srovnání výstupních napětí naprázdno jednotlivých generátorů (vlevo) a srovnání výkonů na přizpůsobené zátěži (vpravo).....	50
Obrázek 8.1: Obecné schéma výkonové části zařízení napájeného pomocí elektromagnetického generátoru.....	52
Obrázek 8.2: Schéma zapojení aktivního usměrňovače, převzato z [46].....	53
Obrázek 8.3: aktivní napěťový zdvojovač s operačními zesilovači.....	54
Obrázek 8.4: detail časového průběhu vstupního a výstupních napětí zdvojovače	55
Obrázek 8.5: Časový průběh vstupního a výstupního napětí aktivního zdvojovače s operačními zesilovači.....	56
Obrázek 8.6: Principiální zapojení zvyšujícího AC-DC měniče	57
Obrázek 8.7: Průběh vstupního a výstupního napětí simulovaného AC-DC měniče	58
Obrázek 8.8: Detail časového průběhu proudu indukčností AC-DC měniče.....	58
Obrázek 9.1: Časové průběhy výstupního napětí elektromagnetického generátoru naprázdno.....	59
Obrázek 9.2: Spektrogramy výstupních napětí elektromagnetického generátoru naprázdno.....	60
Obrázek 9.3: Histogramy mezišpičkových hodnot výstupních napětí elektromagnetického generátoru naprázdno	61
Obrázek 10.1: Principiální zapojení kvazišpičkového detektoru.....	62
Obrázek 10.2: Schéma zapojení neinvertujícího jednocestného precizního usměrňovače	63
Obrázek 10.3: Schéma zapojení navrženého aktivního kvazišpičkového detektoru	64
Obrázek 10.4: Časové průběhy vstupního (modrý průběh) a výstupního napětí (červený průběh) simulovaného obvodu pro měření průtoku.....	65
Obrázek 10.5: korigovaná převodní charakteristika pro měření průtoku a její aproximace.....	66
Obrázek 10.6: Provedení pouzdra použitého termistoru [53] (vlevo) a jeho umístění na filtru pevných částic (vpravo)	67
Obrázek 10.7: Graf závislosti odporu NTC termistoru B57703M na teplotě [53].....	67
Obrázek 10.8: Schéma zapojení měřícího děliče	68

Obrázek 10.9: Závislost měřeného napětí na teplotě	68
Obrázek 10.10: Schéma zapojení obvodu pro měření teploty	69
Obrázek 11.1: Typické schéma zapojení snižujícího měniče s obvodem TPS62730, převzato z [54]	71
Obrázek 11.2: závislost účinnosti měniče TPS62730 na výstupním proudu, převzato z [54]	72
Obrázek 11.3: Blokové schéma senzoru při probouzení mikroprocesoru integrovaným komparátorem	75
Obrázek 11.4: Blokové schéma senzoru při probouzení mikroprocesoru čítačem.....	75
Obrázek 12.1: Stavový automat pro realizaci měřícího algoritmu	77
Obrázek 12.2: Vývojový diagram hlavní smyčky programu realizující stavový automat	79
Obrázek 12.3: Vývojový diagram zobrazující průběh přerušení A/D převodníku	80
Obrázek 12.4: formát posílaných dat	83
Obrázek 13.1: Levá polovina grafického rozhraní realizované aplikace - prvky pro nastavení komunikace, filtru signálu objemového průtoku a grafy pro zobrazení měřených napětí	84
Obrázek 13.2: Pravá polovina okna aplikace s grafy výsledných měřených hodnot.....	86
Obrázek 13.3: Převodní charakteristiky pro výpočet průtoku a teploty.....	87
Obrázek 14.1: Blokové schéma metody měření průtoku	89
Obrázek 14.2: srovnání vlivu jednotlivých filtrů s délkou okna 10 vzorků na měření průtoku.....	90
Obrázek 14.3: Výstupy měření průtoku při filtraci FIR filtrem s obdélníkovým oknem délky 20 vzorků.....	90
Obrázek 14.4: vliv odezvy jednotlivých filtrů na změnu měřeného průtoku.....	91
Obrázek 15.1: závislost proudu na napájecím napětí v aktivním módu procesoru s a bez DC-DC měniče TPS62730	93
Obrázek 15.2: závislost proudu na napájecím napětí senzoru v režimu LPM*	93
Obrázek 15.3: Závislost proudu na napájecím napětí senzoru v režimu LPM.....	94
Obrázek 15.4: časový průběh proudu baterie v rámci jednoho měřícího cyklu	95
Obrázek 15.5: Závislost energie spotřebované senzorem na trvání měření (vlevo) a závislost generované energie na trvání buzení generátoru (vpravo).....	98
Obrázek 15.6: Měřený a interpolovaný průběh závislosti generovaného výkonu na objemovém průtoku.....	99
Obrázek 16.1: Piezoelektrický generátor – měnič zalitý v izolaci a vložený do víčka filtru (vlevo) a generátor instalovaný na filtru (vpravo).....	122
Obrázek 16.2: První elektromagnetický generátor – vnější pohled (vlevo) a vnitřní detail (vpravo)	122

SEZNAM TABULEK

Tabulka 5.1: Tabulka výsledků dalších prací autorů vírového generátoru s membránou [21], převzato z [18].....	29
Tabulka 6.1 : Tabulka režimů komunikace standardu Wireless M-BUS [32].....	33
Tabulka 6.2: Srovnání spotřeby bezdrátových modulů CC1101 [37] a MRF89XA [38]	35
Tabulka 7.1: analogie mezi elektrickými a magnetickými obvody [42].....	41
Tabulka 7.2: Elektrické vlastnosti jednotlivých zkonstruovaných prototypů	49
Tabulka 7.3: Maximální dosažené hodnoty výstupních výkonů jednotlivých prototypů	50
Tabulka 8.1: Minimální požadavky pro funkci obvodu BQ25570 [44].....	52
Tabulka 8.2: Minimální požadavky pro funkci obvodu LTC3108 [45].....	53
Tabulka 11.1: Výběr klíčových katalogových hodnot obvodu TPS62730 [54].....	71
Tabulka 11.2: srovnání aktivního režimu a úsporných režimů LPM0 až LPM4 procesoru MSP430F5529 [55].....	73
Tabulka 11.3: Srovnání odebíraného proudu procesorem při výkonu programu z paměti Flash a RAM [55].....	73
Tabulka 11.4: Tabulka vybraných úsporných režimů procesoru MSP430F5529 [55] ...	73
Tabulka 12.1: vstupní kanály A/D převodníku.....	83
Tabulka 15.1: tabulka jednotlivých energeticky různě náročných režimů senzoru.....	92
Tabulka 15.2: Hodnoty napájecího proudu pro vybrané hodnoty napájecích napětí.....	94
Tabulka 15.3: trvání jednotlivých událostí programu mikroprocesoru.....	95
Tabulka 15.4: Vypočtené hodnoty proudu baterie a příkonu senzoru ve stavech Sleep a Measure	96
Tabulka 15.5: Tabulka výkonu generátoru při vybraných hodnotách průtoku.....	97
Tabulka 15.6: výčet činností prováděných ve fiktivní domácnosti.....	99

ÚVOD

V posledních letech byly učiněny významné pokroky v oblasti energy harvesting, disciplíny, která se zabývá přeměnou malých množství energie ve formě světla, tepla, radiových vln nebo mechanického pohybu na energii elektrickou. Při vhodné volbě úsporných elektronických obvodů lze tuto energii použít pro jejich napájení a vytvořit tak energeticky nezávislé zařízení.

Tato diplomová práce se zabývá teoretickým rozбором a praktickou realizací návrhu energeticky nezávislého senzoru průtoku a teploty vody s dálkovým odečtem. Elektrická energie pro funkci tohoto zařízení má být získávána z mechanické energie vody protékající vodovodním potrubím.

Teoretická část práce se zabývá shrnutím vybraných kapitol měření průtoku a teploty vody v uzavřených kanálech. Jednotlivé principy jsou kriticky zhodnoceny z hledisek, která jsou pro toto zařízení považována za zásadní – tedy energetická náročnost měření, konstrukční jednoduchost a robustnost snímače a možnost využití daného principu pro výrobu elektrické energie, která by pokryla spotřebu navrhovaného senzoru. Dále jsou shrnuty dosud rozšířené principy energy harvesting z nejrůznějších energetických zdrojů. Z důvodu vysoké ceny a nízké konstrukční robustnosti malých turbínových generátorů v delším časovém horizontu je zvláštní pozornost věnována generování energie z vibrací vyvolaných průtokem vody. V závěru teoretické části jsou stručně shrnuty některé bezdrátové komunikační protokoly vhodné pro použití v bezdrátovém senzoru s omezenými energetickými zdroji.

Praktická část práce se zabývá návrhem, konstrukcí a ověřením funkce dílčích částí zmíněného senzoru. Klíčovým blokem tohoto zařízení je elektrický generátor, jehož úkolem je na základě buzení prostřednictvím mechanických vibrací vyvolaných protékající vodou generovat elektrickou energii. Požadavkem zadání je celková konstrukční jednoduchost tohoto generátoru a minimální ovlivňování tlakových poměrů ve vodovodním potrubí. Množství takto generované elektrické energie je důležitou hodnotou pro další práci, proto je zvláštní péče věnována snaze o dosažení co nejvyšších hodnot generovaných výkonů. Aby mohlo být pomocí tohoto generátoru zároveň prováděno měření průtoku vody, je nutné vyvinout vhodnou měřicí metodu a dbát na její energetickou náročnost.

Zbývající kapitoly praktické části jsou zaměřeny na celkový koncept senzoru, jeho energetickou bilanci a vyhodnocení měřených dat. K tomuto účelu je nutné vytvořit aplikaci pro osobní počítač, která umožní měřená data zobrazovat a ukládat.

Zadavatelem této diplomové práce je společnost Honeywell, která poskytla technické zázemí a prostředky potřebné pro realizaci této práce.

TEORETICKÁ ČÁST

První část této práce se věnuje shrnutí teoretických poznatků týkajících se bezdrátových senzorů, metod měření průtoku a teploty tekutin, energy harvestingu obecně a také energy harvestingu z vibrací vyvolaných průtokem tekutin. Poslední podkapitola této části se věnuje problematice bezdrátové komunikace těchto senzorů.

1 BEZDRÁTOVÝ SENZOR

Cílem návrhu bezdrátového měřiče využívajícího energy harvesting je realizace senzoru, který pro svou funkci nepotřebuje přítomnost napájecích ani komunikačních sběrnic a je tedy schopen fungovat samostatně. Pro instalaci takového senzoru do objektů nevybavených těmito sběrnicemi není třeba provádět konstrukční zásahy do těchto objektů. Zároveň je při instalaci ušetřeno na kabeláži, což v případě používání většího počtu senzorů nemusí být zanedbatelná položka. Takový senzor navíc šetří finanční prostředky i v dlouhodobém měřítku – není třeba mu dodávat elektrickou energii z vnějšku. V případě vyššího počtu senzorů v objektu se i tady jedná o jistou finanční úsporu. Na druhou stranu je třeba zmínit, že vývoj takového bezdrátového senzoru může být ve srovnání s drátovou alternativou delší a tedy i dražší, navíc některé převodníky používané jako generátory jsou poměrně drahé.

Nezanedbatelnou výhodou bezdrátového senzoru je fakt, že je u nich obvykle snazší hledat potencionální chyby v komunikačním kanálu [1]. U klasického kabelového senzoru, k němuž je komunikační sběrnice často vedena uvnitř zdí společně s napájecím vedením a délky těchto sběrnic mohou být poměrně velké, může dojít k poškození jedné ze sběrnic například nevhodně provedenými stavebními úpravami objektu. Hledání takových poruch pak může být obtížné a oprava nákladná. U bezdrátového senzoru je v případě problémů s komunikací třeba zvážit vliv materiálů a rozměrů překážek v cestě šíření signálu a případných zdrojů rušení. Navíc existují komunikační protokoly jako například ZigBee, které umožňují tvorbu samozotavovacích mesh sítí [2]. Sensory si pak mezi sebou posílají zprávy směrem ke koncentrátoru, někdy lze tedy snížit požadavky na dosah komunikace samostatného senzoru. Tyto sítě se vytvářejí automaticky a jejich samozotavovací mechanismus umožňuje nalezení alternativní komunikační trasy v případě, že byl některý ze senzorů nacházející se na trase směrem ke koncentrátoru ze sítě odebrán.

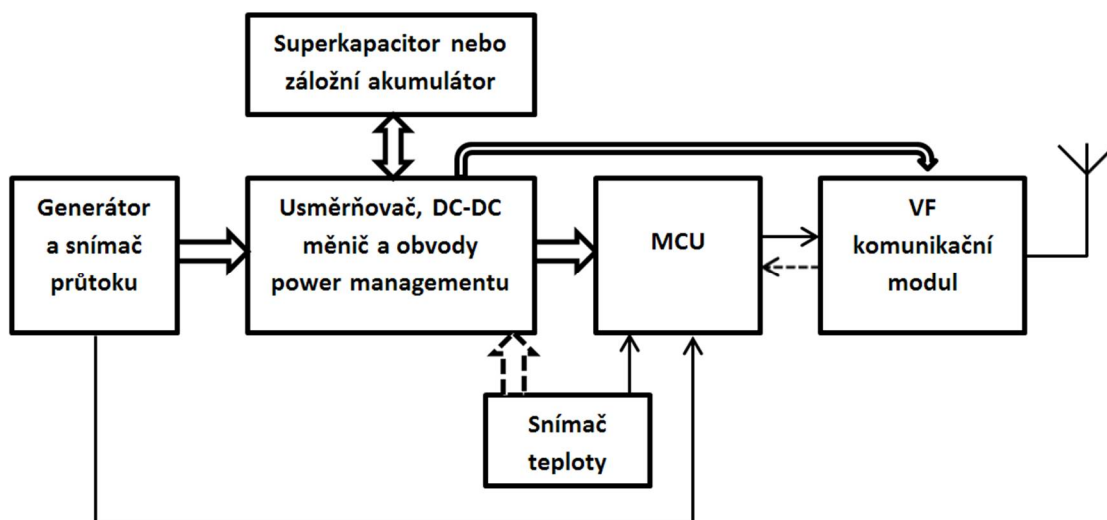
Je zřejmé, že návrh a vývoj bezdrátového senzoru je poměrně komplexní záležitostí. Spotřebu aktivních obvodů a energetické ztráty je třeba patřičně minimalizovat. Do spotřeby aktivních prvků se promítá nejen jejich příkon, ale také frekvence a střída jejich činnosti. Je tedy třeba zvolit vhodný hardware s nízkou spotřebou, ale také optimalizovat software mikroprocesoru tak, aby byl aktivní po co nejkratší dobu a jinak se nacházel ve spánku či jiném úsporném režimu. Je tedy třeba navrhnout měřicí algoritmus tak, aby doba potřebná na jedno měření byla co nejkratší, stejně tak by mělo být krátké i samotné zpracování měřených signálů. Další nutností pro snížení spotřeby mikroprocesoru je vypnutí všech jeho nepotřebných periférií.

Nezanedbatelný vliv na spotřebu takového zařízení má i jeho bezdrátová komunikace, ať už se jedná o vliv vysílacího výkonu potřebného pro komunikaci na

požadovanou vzdálenost, redundanci dat nebo třeba doby potřebné pro autentifikaci a přístup do sítě. Komunikační protokoly vyvinuté pro potřeby bezdrátových senzorů obvykle nabízejí nižší úroveň zabezpečení a o několik řádů nižší přenosové rychlosti (ve srovnání například s protokoly 802.11 WiFi nebo 802.15.4 Bluetooth), to vše ve prospěch snížení energetických nároků a zvýšení robustnosti komunikace [2]. Také je třeba zvolit vhodné metody přístupu k přenosovému médium, aby nedocházelo ke zbytečnému vysílání v době, kdy vysílá jiný senzor v okolí.

Spotřebu celého senzoru lze výrazně ovlivňovat frekvencí a střídou měření a komunikace. Tyto senzory jsou bez výjimek vždy provozovány v periodických cyklech, kdy je mikroprocesor probuzen nějakou událostí (nejčastěji uplynutím časového intervalu signalizovaného obvodem reálného času), provede měření, zpracuje naměřené signály a výsledky uloží do paměti. Poté přechází opět do spánku. Tento cyklus se opakuje, dokud systém nemá dostatek dat k sestavení zprávy a zároveň dostatek energie k uskutečnění přenosu. Po sestavení zprávy je probuzen i komunikační modul a zpráva je odvyšlána. Celý systém pak přechází zpět do spánku, přechodu do spánku může předcházet ještě čekání na přijetí potvrzovací zprávy ze strany koncentrátoru. Frekvenci měření lze minimalizovat s ohledem na maximální rychlost změny měřených fyzikálních dějů a požadovanou přesnost, frekvenci komunikace zase ovlivňují požadavky ze strany nadřazeného systému.

V okamžicích, kdy systém spí a generátor dodává větší výkon než senzor právě spotřebovává, je tato energie uchovávána v superkapacitoru nebo akumulátoru, aby tato energie mohla být využita v časových úsecích s vyšší spotřebou. Ne vždy však dokáže generátor zcela pokrýt dlouhodobou průměrnou spotřebu senzoru a není tak možné dosáhnout plné energetické samostatnosti. V takovém případě je generovaná energie využita pouze k dobíjení akumulátoru, který je v takovém případě hlavním napájecím zdrojem senzoru. Tento akumulátor je třeba po čase měnit, jeho životnost je ale díky harvestingu prodloužena a tím je snížena frekvence jeho výměn.



Obrázek 1.1: Blokové schéma bezdrátového senzoru průtoku a teploty

Blokové schéma vyvíjeného senzoru je zobrazeno na obrázku 1.1. Přenos energie je znázorněn širokými šipkami, přenos informací pak tenkými šipkami. Přerušovanými

šipkami jsou znázorněny další potenciální možnosti – tedy generování energie snímačem teploty a také komunikace ve směru od radiového modulu k mikroprocesoru (například pro vynucení měření a komunikace ze strany koncentrátoru). Od běžně uváděné topologie bezdrátových senzorů [1, 3] se ten na obrázku 1 liší tím, že využívá snímače zároveň jako zdroje energie.

2 SENZORY PRŮTOKU

Následující kapitola shrnuje základní principy měření průtoku tekutin (tedy kapalin i plynů) v uzavřených kanálech. Zároveň je zohledněna použitelnost v zamýšlené aplikaci, tedy energetická samostatnost, konstrukční robustnost, nízké opotřebení a malá tlaková ztráta.

2.1 Základní pojmy měření průtoků

Senzory průtoku lze dělit do dvou základních skupin podle veličiny, kterou měří – objemový průtok Q_V nebo hmotnostní průtok Q_m [4]:

$$Q_V = \frac{\Delta V}{\Delta t} = \bar{v} \cdot S \text{ [m}^3/\text{s]} \quad (1)$$

$$Q_m = \frac{\Delta m}{\Delta t} = \rho \cdot \bar{v} \cdot S = \rho \cdot Q_V \text{ [kg/s]} \quad (2)$$

Kde \bar{v} [m/s] je střední rychlost proudění, S [m²] je plocha průřezu kanálu a ρ [kg/m³] je hustota tekutiny.

Metody měření průtoku lze také dělit na měřicí metody přímé a nepřímé [4]:

- Přímé měření průtoku – realizováno dávkovacími senzory, rozdělujícími tekutinu na přesně definované díly a transportujícími je ve směru proudění.
- Nepřímé měření průtoku – více rozšířené, vychází z rychlosti průtoku nebo ze změny kinetické energie.

Průtokoměry lze obecně dělit do tří skupin: objemové, hmotnostní a rychlostní [4].

2.2 Základní pojmy mechaniky tekutin

Před popisem jednotlivých průtokoměrů považuje autor za vhodné nejprve seznámit čtenáře s následujícími pojmy z mechaniky tekutin:

2.2.1 Proudnice

Proudnicemi se rozumí myšlené trajektorie částice tekutiny, jejich tečny určují směr vektoru rychlosti v daném bodě [5]. Lze je chápat jako analogii např. k siločarám elektrického pole nebo magnetickým indukčním čarám magnetického pole [6].

2.2.2 Laminární proudění

Tento typ proudění vzniká při nižších rychlostech průtoku. Myšlené vrstvy tekutiny se po sobě pravidelně posouvají, proudnice jsou rovnoběžné a jejich obraz v čase je konstantní [6].

2.2.3 Turbulentní proudění

Tento typ proudění vzniká z laminárního proudění při překročení jisté meze rychlosti průtoku, proudnice se rozpadají a víří, jejich obraz v čase již tedy není konstantní. Zmíněné dva typy proudění se mezi sebou liší také průběhem rychlostního profilu v kanálu [6].

2.2.4 Viskozita

V následujících definicích se vyskytují pojmy dynamická a kinematická viskozita. Viskozita neboli vazkost definuje vnitřní smykové tření mezi myšlenými vrstvami reálné proudící kapaliny. Molekuly pohybující se postupnou rychlostí ve směru proudění konají vedle hlavního pohybu také sekundární tepelný pohyb, který je velmi rychlý a má náhodný směr. Dále zde hrají roli mezimolekulární síly, které v případě kapalin převládají nad vlivem tepelného pohybu (u plynů je tomu naopak). Dráhy, po kterých se molekuly vlivem tepelného pohybu pohybují, jsou sice velmi malé, ale postačují k tomu, aby pronikly myšlenou dělicí rovinou mezi vrstvami kapaliny. Zvýšením teploty proto dochází k výraznější výměně hybností částic pohybujících se ve vedlejších vrstvách a tečné napětí se tak zmenšuje. U kapalin tedy klesá vazkost s rostoucí teplotou [5].

Rozlišujeme dynamickou a kinematickou viskozitu, které jsou spolu spřaženy vztahem:

$$v = \frac{\eta}{\rho} [\text{m}^2/\text{s}] \quad (3)$$

Kde v [m^2/s] je kinematická viskozita, η [Pa.s] je dynamická viskozita a ρ [kg/m^3] je hustota proudící kapaliny [5].

2.2.5 Reynoldsovo číslo Re

Reynoldsovo číslo je jedním z podobnostních čísel používaných dynamice tekutin. Jedná se o bezrozměrné číslo určující charakter proudění tekutin. Zjednodušeně lze říct, že při překročení kritického Reynoldsova čísla přechází laminární proudění v turbulentní. Reynoldsovo číslo je vyjádřeno vztahem [7]:

$$Re = \frac{\bar{v}d\rho}{\eta} [-] \quad (4)$$

Kde \bar{v} [m/s] je střední rychlost proudění tekutiny, d [m] je charakteristický rozměr kanálu (v případě potrubí jeho průměr), ρ [kg/m³] je hustota proudící tekutiny a η [Pa.s] je dynamická viskozita [7]. Dle zdrojů [2, 4] však přechod laminárního proudění v turbulentní stále není uzavřeným problémem, svědčí o tom i různé mezní hodnoty Reynoldsova čísla uváděné v různých zdrojích [1, 2, 4]. Pro potřeby této práce se spokojíme s tvrzením, že přechod mezi laminárním a turbulentním prouděním není skokový a existuje mezi nimi jistá přechodová oblast [7]. V následujících odstavcích je uváděna nejvyšší z běžně uváděných hodnot kritického Reynoldsova čísla $Re = 10000$.

2.2.6 Strouhalovo číslo Sr

Strouhalovo číslo je dalším podobnostním číslem používaným v dynamice tekutin. Pro Reynoldsovo číslo $Re > 10000$ [4] vznikají při obtékání překážky v kanále Kármánovy víry, jejichž frekvence v dostatečné vzdálenosti za překážkou je [4]:

$$f = \frac{S_r}{a} \cdot \bar{v} [\text{Hz}] \quad (5)$$

Kde S_r je Strouhalovo číslo [-], a [m] je charakteristický rozměr překážky a \bar{v} [m/s] je střední rychlost proudění tekutiny v kanále. Dle [4] je hodnota Strouhalova čísla pro překážku válcovitého tvaru 0,21, jeho hodnota tedy závisí na tvaru a pro normalizované tvary je tabelizována.

2.3 Typy průtokoměrů

2.3.1 Plováčkové senzory průtoku – rotametry

Tento typ senzorů používá plovák pohybující se v kuželovité nádobě jako indikátor rovnováhy sil. Plovák je nadnášen zespodu proudící tekutinou, která zároveň díky drážkám po obvodu plováku vyvolává stabilizační rotaci. Poloha plováčku indikuje hodnotu průtoku, k jejímu ustálení dojde po vyrovnání tíhové síly plováčku zmenšené o vztlak a účinku tlakového spádu mezi spodní a vrchní plochou plováčku. Poloha plováčku je obvykle snímána konvenčními bezkontaktními senzory polohy, např. indukčním nebo optickým senzorem polohy [4].

Výhodou tohoto typu senzorů je malá a stálá tlaková ztráta, nevýhodou zejména

velká citlivost na viskozitu tekutiny. Pro souběžné použití jako generátoru není příliš vhodný vzhledem k nutnosti elektrického napájení bezkontaktního senzoru polohy.

2.3.2 Turbínkové a lopatkové senzory průtoku

U těchto průtokoměrů uvádí proudící kapalina do rotačního pohybu soustavu vhodně uspořádaných ploch – rotor turbíny nebo vodní kolo. Rozdíl mezi lopatkovým kolem a turbínou je v orientaci rotoru vzhledem ke směru proudění kapaliny: osa rotoru turbíny je rovnoběžná se směrem proudění, zatímco osa lopatkového kola je na něj kolmá. Měřenou veličinou úměrnou průtoku je úhlová rychlost rotoru ω [rad/s], která je nejčastěji snímána magnetickými, méně často optickými senzory. Vyhodnocovanou výstupní veličinou těchto senzorů je pak frekvence výstupního signálu úměrná úhlové rychlosti rotoru, potažmo hodnotě průtoku [4]. Převodní charakteristika takových senzorů je

$$f = K \cdot Q_V \text{ [Hz]} \quad (6)$$

Kde K [m^{-3}] je konstanta turbínkového senzoru a Q_V [m^3/s] je objemový průtok.

Výhodou těchto senzorů je vysoká přesnost a linearita měření [4]. Velkou výhodou pro použití ve funkci generátor energie je skutečnost, že nevyžadují žádné vnější elektrické buzení a zpravidla mají dostatečně velké hodnoty výstupních výkonů a malé výstupní impedance. Nevýhodami jsou pak spodní práh citlivosti, nezanedbatelná tlaková ztráta a zejména pak opotřebení ložisek a lopatek, které je pro aplikaci v prakticky bezúdržbovém senzoru dost limitující.

2.3.3 Vírové senzory průtoku

Vložení objektu vhodného tvaru do proudící kapaliny lze vyvolat oscilační pohyb kapaliny za touto překážkou, frekvence těchto oscilací je úměrná objemovému průtoku. Pro měření průtoku lze využít dvou typů oscilací tekutiny: nucených a přirozených. Nucenými oscilacemi se rozumí generace vírů těsně za překážkou a jejich spirálovitý pohyb ve směru proudění. Častěji jsou pro měření využívány přirozené oscilace, kdy jsou víry oddělovány za překážkou, protože proudící tekutina nedokáže sledovat tvar překážky. Tyto víry jsou nazývány Kármánovými víry a vznikají reprodukovatelně pro Reynoldsovo číslo $Re > 10000$ [4].

Frekvence vírů je úměrná rychlosti tekutiny před překážkou [4]:

$$f = \frac{S_r}{a} \cdot v \text{ [Hz]} \quad (7)$$

Kde a [m] je charakteristický rozměr překážky a S_r [-] je Strouhalovo číslo.

Frekvenci vírů lze detekovat ze změn rychlosti nebo tlaku, což se zdá pro zamýšlenou aplikaci výhodnější.

Nevýhodou tohoto typu senzorů je zavádění trvalé tlakové ztráty do kanálu a vznik

vibrací, které snižují komfort uživatele a v některých případech by mohly vést k narušení funkčnosti systému. Velkou výhodou je výsledný oscilační pohyb tekutiny, který lze vhodným převodníkem využít ke generování elektrické energie. Dalšími výhodami je nepotřebnost vnějšího elektrického napájení a při vhodně zvoleném převodníku také nízké opotřebení. Při změně tvaru překážky opotřebením nedochází k podstatnému snížení přesnosti měření [4].

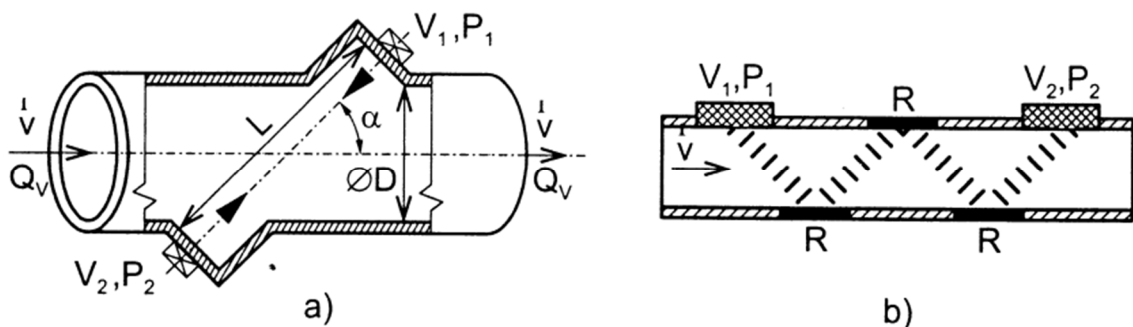
2.3.4 Ultrazvukové senzory průtoku

Tyto senzory jsou založeny na skládání vektorů rychlosti tekutiny \vec{v} a rychlosti šíření ultrazvukové vlny \vec{c}_0 . Ultrazvuková vlna se šíří mezi dvěma vhodně umístěnými ultrazvukovými měniči, viz obrázek 2.1 vlevo. Každý z těchto měničů je střídavě ve funkci vysílače a přijímače a hodnota průtoku je vyhodnocována z rozdílu dob šíření ultrazvukové vlny v jednotlivých směrech [4]:

$$\Delta t_1 = \frac{L}{c_0 + v \cdot \cos \alpha} \text{ [s]} \quad (8)$$

$$\Delta t_2 = \frac{L}{c_0 - v \cdot \cos \alpha} \text{ [s]} \quad (9)$$

Význam symbolů použitých v rovnicích (8) a (9) je patrný z obrázku 2.1 vlevo [4].



Obrázek 2.1: Ultrazvukový senzor průtoku: princip činnosti (a), prodloužení měřicí vzdálenosti (b)

Po dalších úpravách [4] je rychlost průtoku počítána podle:

$$v = \frac{L}{2 \cos \alpha} \frac{\Delta t_2 - \Delta t_1}{\Delta t_1 \Delta t_2} \text{ [m.s}^{-1}\text{]} \quad (10)$$

V případě nutnosti lze měřicí vzdálenost L prodloužit použitím jednoho či více reflektorů R , viz pravá část obrázku 2.1.

Výhodou tohoto typu senzorů je zanedbatelné ovlivňování tlakových poměrů v kanálu a v závislosti na použitých měničích také dlouhá životnost a stálost měření. Nevýhodou je pro danou aplikaci nutnost vnějšího elektrického buzení a nemožnost

generování elektrické energie.

V případě, že v tekutině se vyskytují nehomogenity (pevné částice, bubliny), lze tento princip modifikovat s využitím Dopplerova jevu. Senzory na tomto principu vyhodnocují místo rozdílu dob šíření změnu frekvence ultrazvukové vlny odražené od nehomogenit [4].

2.3.5 Značkovací senzory průtoku

Tyto průtokoměry pracují na principu měření časového intervalu průchodu „značky“ mezi dvěma body ve směru proudění tekutiny. Značky mohou být vodivostní (vstřík elektrolytu do tekutiny), optické (vstřík barviva), tepelné nebo ionizační (příměsí radioizotopu). Speciálním druhem značky může být také náhodně proměnný parametr pohybujícího se prostředí [4].

Tento typ senzorů opět nezavádí tlakovou ztrátu, ale pro tuto konkrétní aplikaci není ze zřejmých důvodů ničím výhodný.

2.3.6 Indukční senzory průtoku

Tento typ senzorů je určen pro vodivé kapaliny, tedy takové, které obsahují ionty. Iont s nábojem q [C] pohybující se rychlostí v v magnetickém poli B [T] je vychylován směrem k elektrodám na stěnách potrubí silou F_m [4]:

$$F_m = q \cdot v \cdot B \text{ [N]} \quad (11)$$

Náboje na elektrodách vytváří elektrické pole o intenzitě E [V/m] působící na ionty silou F_e :

$$F_e = q \cdot E \text{ [N]} \quad (12)$$

Pro rovnováhu těchto sil směřujících proti sobě pak platí:

$$q \cdot v \cdot B = q \cdot E = q \frac{U}{D} \quad (13)$$

Velikost napětí mezi elektrodami je pak:

$$U = D \cdot B \cdot v \text{ [V]} \quad (14)$$

Kde D [m] je vzdálenost mezi elektrodami. Kapaliny s nízkou vodivostí vyžadují velký vstupní odpor přístroje měřícího napětí na elektrodách [4].

Hodnoty měřeného napětí pro malé hodnoty průtoku dosahují řádově jednotek mV. Při stejnosměrném magnetickém buzení vzniká na elektrodách rušivé elektrochemické napětí [4], z tohoto důvodu není vhodné pro buzení použít permanentní magnet. S přihlédnutím k těmto faktům je tedy jasné, že tento typ průtokoměru nelze použít pro generování elektrické energie.

2.3.7 Senzory průtoku se škrticími orgány

Principem těchto senzorů je měření tlakového spádu na škrticím prvku v potrubí. Jsou tedy už z principu nevhodné pro požadovanou aplikaci, přesto jsou zde v krátkosti popsány.

Hodnota objemového průtoku Q_V se z hodnoty tlakového spádu p_1-p_2 vypočítá podle [4]:

$$Q_V = \alpha \varepsilon \frac{\pi d^2}{4} \sqrt{2 \frac{p_1 - p_2}{\rho}} \text{ [m}^3/\text{s]} \quad (15)$$

Kde d [m] je průměr škrticího orgánu, α je průtokový součinitel a ε expanzní součinitel. Hodnoty ε a α závisejí na typu škrticího orgánu a jsou pro normalizované typy tabelovány [4].

Dalším průtokoměrem vyhodnocujícím rozdíl tlaků je tzv. Pitotova trubice: trubičkou zahnutou proti směru proudění se snímá celkový tlak p_c [Pa] a otvorem ve stěně statický tlak p_s . [4]. Tento typ sice zavádí podstatně menší tlakovou ztrátu, nevyvolává však při konstantním průtoku oscilační pohyb a efektivní přeměna tohoto rozdílu tlaků na elektrickou energii tedy není možná.

2.3.8 Senzory průtoku s převodem na deformaci

Do cesty proudící kapaliny je umístěn kruhový terčík připevněný na nosníku, jehož deformace je pak měřena hodnotou úměrnou průtoku. Na terčík působí síla [4]:

$$F_d = \frac{C_d S \rho \bar{v}^2}{2} \text{ [N]} \quad (16)$$

Kde C_d je konstanta terčíku, S [m²] je plocha terčíku, ρ [kg/m³] je hustota kapaliny a \bar{v} [m/s] je střední rychlost průtoku. Používají se pro měření průtoků viskózních kapalin obsahujících pevné částice, přesnost jejich měření je v jednotkách procent [4].

2.3.9 Dávkovací senzory průtoku

Tyto senzory fungují na obdobném principu jako rotační čerpadla. Skládají se ze dvou či více rotačních částí, zpravidla ozubených pístů, nacházejících se v komorách odpovídajícího tvaru. Rozdíl tlaků působící na příslušné průměty plochy těchto pístů je pak uvádí do rotačního pohybu, jehož rychlost je vyhodnocována [4].

2.3.10 Tepelné senzory hmotnostního průtoku

Tyto průtokoměry využívají vlivu průtoku tekutiny na šíření tepla, vyhodnocovanými veličinami jsou změny v rozložení teploty. Podle charakteru působení protékané

tekutiny na čidlo rozlišujeme [8]:

- Hmotnostní termoanemometry
- Kalorimetrické hmotnostní senzory

Hmotnostní termoanemometry se vyznačují tím, že jejich čidla zasahují přímo do hlavního kanálu s proudící tekutinou. Sestávají obvykle ze dvou odporových teploměrů se značným rozdílem základní hodnoty odporu, které bývají umístěny buď za sebou ve směru průtoku, nebo vedle sebe. Čidlo s menším odporem je vyhříváno na vyšší teplotu než je teplota tekutiny, čidlo s vyšším odporem má teplotu shodnou s tekutinou. V případě nulového průtoku dochází k předávání tepla mezi čidly pouze volnou konvekcí, v případě nenulového průtoku tekutiny převažuje vliv nucené konvekce, která se projeví větším ochlazením vyhřívajícího čidla. Obě čidla jsou zapojena do můstku, regulační obvod pak udržuje napětí v diagonále můstku nulové. Napájecí proud můstku pak koreluje s hodnotou průtoku [8].

Kalorimetrické hmotnostní senzory na rozdíl od předchozích měří míru oteplení způsobenou prouděním tekutiny. Takový senzor bývá zpravidla vytvořen na tenkostěnné obtokové kapiláře s definovaným průměrem, z celkového průtoku tak prochází kapilárou pouze jeho malá část. Střed kapiláry je vytápěn topným vinutím, symetricky po obou stranách od tohoto vinutí jsou pak umístěny dvě teplotní čidla, zpravidla termistory, zapojené do můstku. Pokud je průtok nulový, obě čidla budou mít stejnou teplotu a napětí v diagonále můstku pak bude nulové. Při nenulovém průtoku bude teplota těchto čidel rozdílná a v diagonále můstku naměříme nenulové napětí [8].

3 MĚŘENÍ TEPLOT

Tato kapitola se věnuje shrnutí metod a principů senzorů pro měření teplot. Sensory teploty lze dělit následujícím způsobem [4, 9]:

- Sensory pro dotykové měření teploty
 - Elektrické
 - Odporové
 - Kovové
 - Polovodičové
 - Polovodičové s PN přechodem
 - Termoelektrické
 - Krystalové
 - Dilatační
 - Kapalinové
 - Plynové
 - Parní
 - Bimetalové
 - Speciální
 - Akustické
 - Šumové
 - Magnetické
 - Teploměrné barvy apod.
- Sensory pro bezdotykové měření teploty
 - Tepelné
 - Kvantové
 - Akustické (ultrazvukové)

Vzhledem k tomuto rozsáhlému výčtu typů se nadále v této práci budeme zabývat pouze některými typy elektrických senzorů pro dotykové měření teploty.

3.1 Kovové odporové senzory teploty

Kovové odporové senzory teploty využívají teplotní závislosti odporu kovů. Často bývají označovány zkratkou RTD z anglického názvu Resistive Temperature Detectors [4, 9].

Základní materiálovou konstantou vodivých materiálů je teplotní součinitel odporu α [4]:

$$\alpha = \frac{1}{R} \frac{dR}{d\vartheta} = \frac{\Delta R}{R} \frac{1}{\Delta\vartheta} [\text{K}^{-1}] \quad (17)$$

Kde R [Ω] je elektrický odpor senzoru a ϑ [K] je absolutní teplota.

Je třeba zohlednit, že lineární závislost odporu na teplotě platí pouze pro určitý rozsah teplot v závislosti na materiálu teploměru, mimo něj pak platí nelineární rovnice konkrétního kovu. Pro konvenční kovové teploměry lze v rozsahu teplot 0°C až 100°C použít vztah [4]:

$$R = R_0(1 + \alpha T) [\Omega] \quad (18)$$

Kde α [K⁻¹] je teplotní součinitel odporu, R_0 [Ω] je odpor senzoru při 0 °C a T [°C] je Celsiova teplota. V praxi je pak pro tento rozsah teplotní součinitel odporu definován jako

$$\alpha = \frac{R_{100} - R_0}{100R_0} [\text{K}^{-1}] \quad (19)$$

Kde R_{100} [Ω] je odpor teploměru při teplotě 100 °C [4].

Nejrozšířenějšími kovy pro výrobu kovových odporových snímačů teploty jsou platina, nikl, měď a molybden, méně často pak zlato a stříbro, případně jejich slitina [4, 9].

3.2 Termistory

Termistory jsou polovodičové snímače teploty využívající teplotní závislosti jejich odporu. Jsou tedy svými elektrickými vlastnostmi blízké rezistorům. Lze je dělit dle jejich struktury na amorfnní a polykrystalické, dále rozlišujeme dle znaménka teplotního součinitele odporu termistory NTC a PTC [4, 9]. Termistory neobsahují PN přechod, jejich voltampérová charakteristika je souměrná podle počátku [10].

3.2.1 Termistory NTC – negastory

Běžné NTC termistory jsou použitelné v rozsahu -80 až 200 °C, speciální druhy nabízejí i rozsahy od 4,2 K do 1000 K. Vykazují velkou negativní závislost odporu na teplotě, jejich teplotní součinitel odporu může být až padesátkrát větší než u kovových odporových senzorů. Závislost jejich odporu na teplotě je velmi nelineární a přibližně je dána vztahem [4, 9]:

$$R = Ae^{\frac{B}{T}} [\Omega] \quad (20)$$

Kde A [Ω] je konstanta závislá na geometrickém tvaru materiálu, B [K] je teplotní konstanta materiálu a T [K] je absolutní teplota. Úpravou lze získat vztah [4]:

$$R = R_r e^{B\left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_r}\right)} [\Omega] \quad (21)$$

Kde R_r [Ω] je odpor termistoru při referenční teplotě T_r a T [K] je měřená teplota. Jejich teplotní součinitel odporu je pak [4, 9]:

$$\alpha = \frac{1}{R} \frac{dR}{dT} = -\frac{B}{T^2} [\text{K}^{-1}] \quad (22)$$

Konstanta B lze však být chápána jako konstanta pouze v rozsahu od 0 °C do 100 °C, mimo tento rozsah se výrazněji projevuje její tepelná závislost. Pro přesnější vyhodnocení teplotní závislosti odporu termistoru na teplotě lze použít vztah [4, 9]:

$$\frac{1}{T} = a + b \ln R + c(\ln R)^3 [\text{K}^{-1}] \quad (23)$$

Konstanty a , b a c jsou určovány při teplotách 25 °C, 40 °C a 70 °C. Tento vztah lze použít pro měření v rozsahu -50 °C až 150 °C, pro větší rozsahy se používají složitější aproximace [4, 9]. V porovnání s platinovými teploměry vykazují NTC termistory vyšší nejistotu, další nevýhodou je jejich značná nelinearita. Ve srovnání s platinovými senzory jsou ale mnohem menší a mají o řád vyšší hodnotu teplotního součinitele odporu [4].

3.2.2 Termistory PTC – pozistory

PTC termistory mají v určité oblasti své charakteristiky kladný součinitel odporu. Při teplotách nižších než je Curieova teplota ϑ_c odpor nejprve mírně klesá, po překročení této teploty exponenciálně narůstá. Po nárůstu o zhruba 3 řády začne hodnota odporu PTC termistoru opět mírně klesat. Hodnota Curieovy teploty je dána chemickým složením pozistoru [4, 9].

PTC termistory se pro spojitě měření používají pouze v úzkém pásmu teplot, častěji jsou používány jako dvoustavové senzory, např. pro signalizaci překročení maximální přípustné teploty [4, 9].

3.3 Monokrystalické polovodičové senzory teploty

Monokrystalické polovodičové senzory teploty jsou vyráběny z čistých nedotovaných či dotovaných polovodičových materiálů (křemík, germanium, indium aj.) a neobsahují ve své struktuře PN přechod [4, 9]. Teplotní závislost rezistivity křemíku je v určitém rozsahu teplot dle dotace příměsí dána teplotní závislostí pohyblivosti nosičů. Pro měrnou vodivost křemíkového monokrystalu s vodivostí typu N platí [4]:

$$\sigma = e(\mu_n n + \mu_p p) [\text{S/m}] \quad (25)$$

Kde p , n jsou koncentrace děr a elektronů a μ_n , μ_p jsou jejich pohyblivosti. Se vzrůstající teplotou dochází ke snižování pohyblivosti těchto nosičů a rezistivita materiálu stoupá. Senzory z dotovaných polovodičů tedy mají kladný teplotní součinitel odporu stejně jako kovy, na rozdíl od intristických polovodičů [4, 9]. Teplotní závislost křemíkového senzoru lze aproximovat vztahem:

$$R = R_r + k(\vartheta - \vartheta_r)^2 [\Omega] \quad (26)$$

Kde R_r je odpor senzoru při teplotě ϑ_r [4].

3.4 Monokrystalické PN senzory teploty

Tyto senzory využívají teplotní závislosti napětí na otevřeném PN přechodu [4]. Úpravou Shockleyho rovnice diody [10] lze získat vztah pro napětí na PN přechodu [4]:

$$U_D = mU_T \ln\left(\frac{I_D}{I_S} + 1\right) \text{ [V]} \quad (27)$$

I_S [A] je saturační proud PN diody v závěrném směru, I_D [A] je proud diodou v propustném směru, m je rekombinační koeficient polovodiče (m náleží $<1, 2>$) a U_T [V] je teplotní napětí dané vztahem [4, 10]:

$$U_T = \frac{kT}{e} \text{ [V]} \quad (28)$$

Kde $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ J/K je Boltzmanova konstanta, $e = 1,602 \cdot 10^{-19}$ C je elementární náboj a T [K] je teplota. S výhodou lze použít bipolární tranzistor v zapojení tzv. tranzistorové diody, pak rekombinační koeficient $m = 1$ a není závislý na teplotě ani kolektorovém proudu tranzistoru. Dále se také vyskytují také monolytické PN senzory teploty [4].

3.5 Termoelektrické senzory teploty

Termoelektrické senzory, obecně nazývané termočlánky, jsou založeny na Seebackově jevu, tedy převodu teplotního rozdílu na elektrickou energii. Teplotně závislou veličinou zde je tedy kontaktní napětí spojení dvou různých vodičů s rozdílnými hodnotami teplotně závislých Seebackových koeficientů σ_A a σ_B [11]. Napětí na rozpojených koncích termočlánku za předpokladu, že tyto konce mají stejnou teplotu ϑ_0 , je:

$$U_t = \int_{\vartheta_0}^{\vartheta_0} (\sigma_B(\vartheta) - \sigma_A(\vartheta)) d\vartheta \text{ [V]} \quad (29)$$

V praxi se pak používá empiricky získaný vztah [11]:

$$U_t = (\sigma_A - \sigma_B)(\vartheta - \vartheta_0) + 0,5(\sigma_A' - \sigma_B')(\vartheta - \vartheta_0)^2 \text{ [V]} \quad (30)$$

Kde σ_A , σ_B jsou lineární Seebackovy koeficienty jednotlivých vodičů, σ_A' a σ_B' jsou jejich kvadratické Seebackovy koeficienty, ϑ [K] je měřená teplota spojeného konce termočlánku a ϑ_0 [K] je teplota rozpojených konců termočlánku [11].

Jak již bylo uvedeno, termočlánky měří rozdíl teplot, nikoliv absolutní teplotu. Je tedy třeba měřit teplotu referenčního („studeného“) konce jiným senzorem, například termistorem. Pro měření teploty bezdrátovým senzorem lze s výhodou použít místo klasického termočlánku Peltierův článek a využívat ho zároveň jako generátor energie.

4 ENERGY HARVESTING

Se stále klesající spotřebou moderní elektroniky se nabízí otázka, zda pro různá nízkovýkonová zařízení neexistují zdroje energie, které by byly alternativou ke klasické vodičové napájecí síti nebo bateriím a které by tak zajistily energetickou autonomii těchto zařízení. Energy harvesting (případně micro energy harvesting nebo energy scavenging) se věnuje generování elektrické energie ze zdrojů, které se mohou v okolí takových zařízení vyskytovat. Takovými užitečnými zdroji energie mohou být teplo, světlo, radiové vlny nebo mechanický pohyb. Energie v těchto formách může být přirozeně součástí prostředí nebo může být její přítomnost způsobena prací dalších zařízení či vybavení objektů. Následující kapitola se věnuje shrnutí zdrojů, jejichž energii lze přeměnit na elektrickou energii, a také měničů, které lze k tomu využít. Autor zastává názor, že některé technické pojmy jsou výstižnější v původním anglickém znění, proto zde není pojem energy harvesting překládán do českého jazyka.

4.1 Elektromagnetické záření

Hustota energie napříč elektromagnetickým spektrem není konstantní, v některých pásmech je vyšší, v některých naopak mnohem nižší. Efektivita přeměny na elektrickou energii také záleží na využívané části spektra. Elektromagnetické záření lze v tomto kontextu dělit na viditelnou část spektra a oblast radiových vln [12].

4.1.1 Viditelná část spektra

Fotovoltaické články jsou už poměrně dlouhou dobu součástí mnoha komerčně dostupných zařízení a nabízejí dnes poměrně vysokou účinnost napříč širokým pásmem vlnových délek. Pro aplikace využívající fotovoltaické články pro výrobu energie je třeba zvážit intenzitu světelného záření dopadajícího na článek, stejně jako dobu, po kterou bude článek světlu vystaven [12]. Běžně uváděná účinnost konverze energie fotovoltaických článků je 17%, v laboratorních podmínkách může tato hodnota přesáhnout i 35% [2]. Vzhledem k tomu, že zařízení, které je předmětem vývoje v této práci nebude s největší pravděpodobností instalováno v dostatečně osvětlených prostorech, nebudeme se nadále fotovoltaickými články zabývat.

4.1.2 Oblast radiových vln

Se stále narůstajícím počtem používaných mobilních telefonů a dalších zařízení využívajících moderních bezdrátových přenosů vzrůstá také počet základnových stanic a dalších vysílačů. Zejména v hustěji osídlených oblastech také stále narůstá počet přístupových bodů pro WiFi sítě. Ve vhodných místech a v určitých kmitočtových pásmech je tedy možné využít tohoto faktu a pomocí antény tuto energii využívat pro tzv. RF (radio frequency) energy harvesting. Nevýhodou je jednoznačně kolísání počtu vysílačů a jejich výkonů v závislosti na lokalitě, další nevýhodou pak je nutnost použití poměrně rozměrných antén s velkými hodnotami zisků [13]. Při harvestování z pásma GSM ve vzdálenosti 25 až 100 m od vysílače je ve volném prostoru plošná hustota energie mezi 0,1 až 1 mW/m² [2]. V ideálním případě (tedy při uvažování pouze útlumu šířením volným prostorem) je maximální hodnota nasbírané energie rovna [2]:

$$P = P_t \frac{A_r}{4\pi r^2} [\text{W}] \quad (31)$$

Kde P_t [W] je vysílací výkon, A_r [m²] je plocha přijímací antény a r [m] je vzdálenost přijímače od vysílače [2].

S přihlédnutím k uvedeným faktům a k poměrně vysoké možnosti instalace vyvíjeného senzoru v místech s nízkými dostupnými výkony radiových signálů (např. ve sklepech) nepovažuje autor ani tento způsob za vhodný pro danou aplikaci.

4.2 Tepelné zdroje

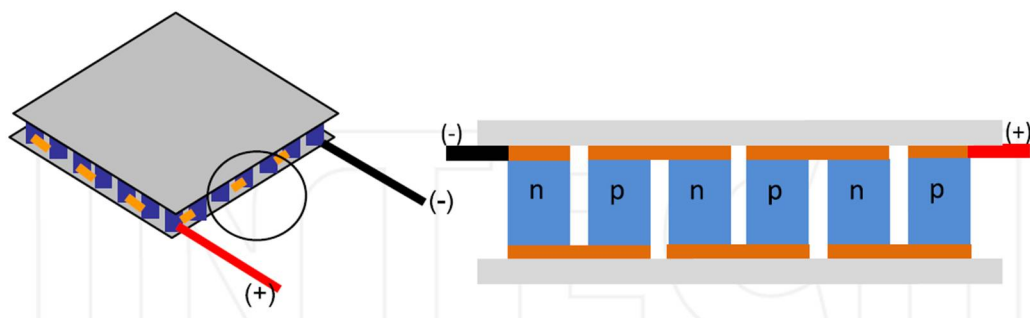
Přestože teplo ve formě sálání je také elektromagnetickým zářením, tato podkapitola se věnuje generování energie z rozdílu teplot a proto je uvedena samostatně. Čerpání energie z tepelného rozdílu je založeno na Seebackově jevu [2]. Efektivita převodu rozdílu teplot na elektrickou energii je pak limitována Carnotovou efektivitou [12]:

$$\eta \leq \frac{T_h - T_c}{T_h} [-] \quad (32)$$

Kde T_h [K] je absolutní teplota na teplejší straně termoelektrického měniče a T_c [K] je teplota na jeho chladnější straně. Čím větší je tedy tepelný spád, tím vyšší je maximální dosažitelná účinnost převodu tepelné energie na elektrickou. Množství dostupné energie je pak dále omezeno Seebackovými koeficienty materiálů, z nichž je termočlánek tvořen [2] a tepelným odporem mezi jednotlivými stranami termočládku a prostředími, s nimiž jsou v kontaktu. Typická hodnota efektivita termoelektrické konverze se pak pohybuje kolem 14% [2].

4.2.1 Peltierovy články

Peltierovy články jsou polovodičové součástky, které jsou díky Seebackovu jevu schopné převodu tepelného gradientu na elektrickou energii. Při napájení stejnosměrným napětím se u nich projevuje Peltierův jev, kdy naopak jednu ze svých ploch ochlazují, druhou oteplují [14, 15]. Rozlišujeme tak jejich použití jako termoelektrické generátory (TEG) a termoelektrické chladiče (TEC). Peltierův článek se skládá z většího množství dvojic polovodičových termočládků, které jsou elektricky spojeny sériově, teplotně pak paralelně mezi dvěma keramickými deskami s vysokou tepelnou vodivostí a vysokým elektrickým odporem. Vhodnými polovodičovými materiály pro Peltierovy články jsou Bi₂Te₃ [14], PbTe nebo SiGe [15]. Podmínkou je vysoká dotace příměsí v těchto materiálech [14].



Obrázek 4.1: Peltierův článek vcelku (vlevo) a v řezu (vpravo) [14]

Napětí naprázdno Peltierova článku vzniklé působením teplotního gradientu mezi jeho plochami je [14]:

$$U = \alpha(T_h - T_c) \text{ [V]} \quad (33)$$

Kde α [V/K] je Seebeckův koeficient polovodičového materiálu, T_h a T_c [K] jsou teploty horké a studené plochy článku. Pokud je Peltierův článek s vnitřním odporem R_i zatížen rezistivní zátěží R_L , pak generuje výkon o velikosti [14]:

$$P = \left(\frac{\alpha(T_h - T_c)}{R_L + R_i} \right)^2 R_L \text{ [W]} \quad (34)$$

Kromě Peltierova a Seebeckova jevu se zde uplatňují ještě další fyzikální jevy [14]:

- **Thomsonův jev** – jev doprovázející vedení proudu homogenním vodičem (ne spojením dvou různých kovů jako u Peltierova jevu) umístěného mezi dvěma objekty s rozdílnými teplotami. V závislosti na směru proudu tento vodič absorbuje nebo vyzařuje teplo. Pokud proud protéká směrem od objektu s nižší teplotou k objektu s vyšší teplotou, musí vodič pro zachování tepelné rovnováhy přijímat teplo zvenčí. Pro opačný směr proudu vodič naopak teplo vyzařuje.
- **Jouleovo teplo** – jedná se o teplo vznikající průchodem proudu vodičem s nenulovým elektrickým odporem.
- **Vedení tepla** – při působení velkého teplotního rozdílu mezi deskami Peltierova článku se projevuje teplotní závislost tepelné vodivosti polovodičového materiálu mezi těmito deskami. Ta od určité teploty stoupá, dochází tak ke zvýšení vedení tepla mezi deskami skrz polovodičový materiál. Tento jev je do značné míry omezující pro Peltierovy články jako generátory energie.

Výhodou Peltierových článků je skutečnost, že teplotní spády se mění pomalu, zatímco například vibrace se objevují impulzně, narozdíl od vibračních generátorů jsou tedy Peltierovy články schopné dodávat energii spojitě. Jejich dalšími výhodami jsou malá výstupní impedance a vysoká spolehlivost v důsledku absence pohyblivých částí [14]. Nevýhodou je jednoznačně vysoká cena těchto článků, další poměrně nákladnou částí generátorů s Peltierovými články je i chladič pro zlepšení tepelné výměny s okolím.

4.3 Mechanické zdroje

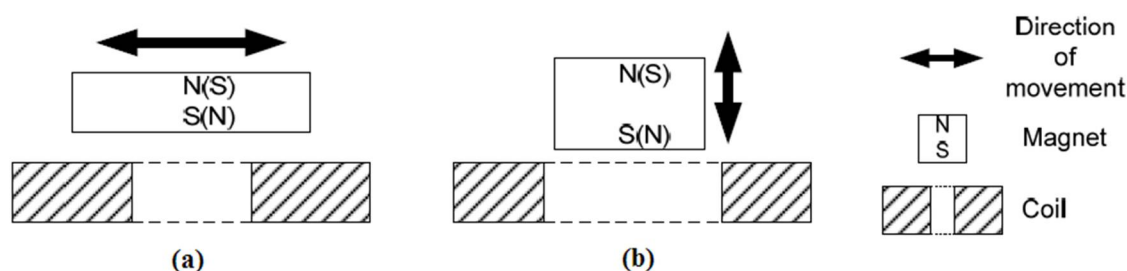
Další významnou skupinou zdrojů využitelných pro energy harvesting jsou zdroje mechanického pohybu, ať už se jedná o pohybující se objekt, vibrace způsobené prací okolních zařízení nebo prouděním vzduchu či kapalin. Přeměna těchto typů energie na elektrickou obecně vyžaduje dobrou mechanickou vazbu mezi kmitajícím či jinak se pohybujícím systémem a použitým převodníkem [16].

4.3.1 Elektromagnetické generátory

Princip tohoto typu generátorů je založen na Faradayově zákoně elektromagnetické indukce, tedy na indukcii elektromotorického napětí způsobené časovou změnou magnetického toku ve vodiči [17]. Generátor se skládá z permanentního magnetu a cívky, jedna z těchto částí je upevněna k seismické hmotnosti, druhá je připevněna k pouzdru generátoru. Vzájemným pohybem magnetu a cívky dochází k časové změně magnetického toku. Z důvodů jednoduššího provedení a snahy o zabránění poškození cívky je obvykle za statickou část volena cívka a magnet je pohyblivý [18]. Napětí naprázdno takového generátoru, neboli jeho elektromotorické napětí je dáno vztahem [2]:

$$U_{EMF} = NBl \frac{dy}{dt} \text{ [V]} \quad (35)$$

Kde N je počet závitů cívky, B [T] je magnetická indukce, l [m] je délka vodiče tvořícího cívku a y [m] je relativní výchylka magnetu vůči cívce [2]. Okamžitá hodnota elektromotorického napětí je tedy úměrná počtu závitů cívky a jejím rozměrům, remanentní magnetické indukci permanentního magnetu a velikosti mezery mezi ním a cívkou a okamžité rychlosti relativního pohybu magnetu vůči cívce. V praxi jsou nejčastěji používány generátory s postranním vzájemným pohybem magnetu vůči cívce a generátory s magnetem pohybujícím se směrem dovnitř a ven z cívky (viz obr. 4.2) [12].



Obrázek 4.2: Nejčastější provedení EM generátorů [18]

Elektromagnetické generátory mají vysoké výstupní proudy a nízká výstupní napětí, jejich výstupní impedance je tedy malá. Jejich výstupní výkon je značně závislý na velikosti generátoru [18].

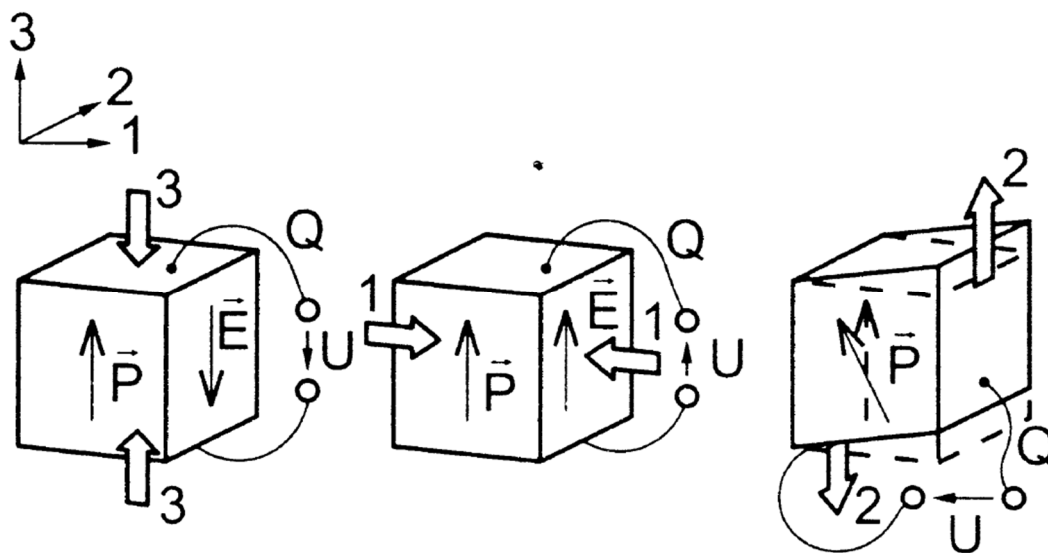
4.3.2 Piezoelektrické generátory

Tento typ generátorů je založen na mechanicko-elektrických převodnících využívajících piezoelektrického jevu. Piezoelektrický jev byl prvně pozorován u některých krystalických materiálů fyziky Jecque a Piere Curie v roce 1880. Ti objevili, že pokud jsou tyto materiály mechanicky namáhány, dochází u nich k elektrické polarizaci úměrné velikosti mechanického namáhání. Pozorovali taktéž inverzní piezoelektrický jev, kdy vlivem působení vnějšího elektrického pole docházelo k mechanickým deformacím těchto materiálů [19]. Kromě přírodních krystalů se piezoelektrický jev vyskytuje u některých keramických materiálů [20] a také některých organických polymerů.

Krystalová mřížka piezoelektrického krystalu se vyznačuje absencí středové symetrie [17, 18]. Mechanickým namáháním takové mřížky pak dochází k posuvu opačně nabitých nosičů náboje a způsobí, že se od sebe vzdálí jejich těžiště, která mají v nezdeformovaném stavu mezi sebou stejné vzdálenosti. V důsledku toho se na určitých plochách krystalu objeví elektrický náboj a vyvolá vnitřní elektrické pole krystalu. Vnější mechanickým působením také dochází ke změně elektrické vodivosti materiálu [20].

Piezoelektrický jev je tepelně limitován shora tzv. Curieovou teplotou T_c , při jejím překročení dochází ke skokovému narušení uspořádání iontů a materiál ztrácí své piezoelektrické vlastnosti.

Piezoelektrické materiály jsou anizotropní a proto se jejich elektrické a mechanické vlastnosti liší v jednotlivých směrech [19]. Rozlišujeme podélný, příčný a stříhový piezoelektrický jev v závislosti na vztahu mezi směrem mechanického působení a rovinou elektrod, viz obrázek 4.3 [12]. V energy harvesting jsou používány hlavně první dva uvedené jevy [18].



Obrázek 4.3: Podélný, příčný a stříhový piezoelektrický jev [4]

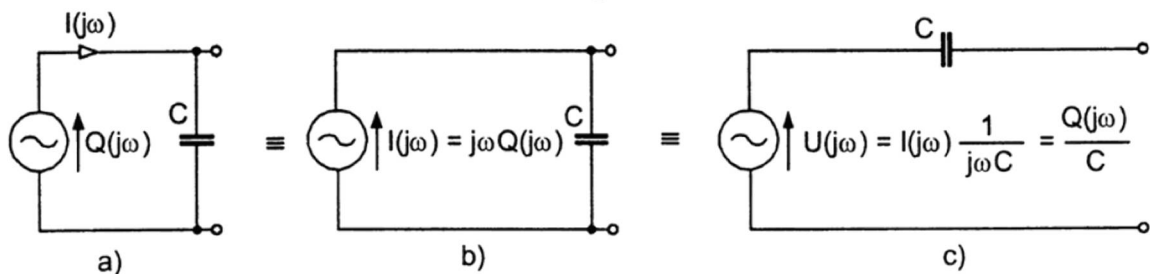
Zásadními materiálovými vlastnostmi piezoelektrických materiálů jsou [19]:

- Elastická poddajnost s [Pa^{-1}] = relativní prodloužení materiálu na jednotku mechanického napětí, je tedy převrácenou hodnotou Youngova modulu elasticity
- Nábojová konstanta d [C/N] = generovaná elektrická polarizace na jednotku mechanického napětí
- Napěťová konstanta g [Vm/N] = velikost elektrického pole generovaného v materiálu na jednotku mechanického napětí
- Permittivita ϵ [F/m] = elektrická indukce na jednotku intenzity elektrického pole

Dle vztahu mezi směrem mechanického namáhání a normálou k rovině elektrod pak lze každou z materiálových konstant popisující vlastnosti piezoelektrického materiálu seskupit do matice tenzoru dané konstanty. První z indexů prvku v matici pak označuje osu normály na roviny elektrod, druhý z indexů osu směru mechanického namáhání. Zásadními hodnotami pro posouzení energie dostupné z mechanicky namáhaného piezoelektrického elementu jsou pak nábojové konstanty g_{31} , g_{33} a napěťové konstanty d_{31} , d_{33} . Tyto konstanty popisují množství dostupného elektrického náboje a napětí při příčném, resp. podélném namáhání piezoelektrického měniče [19].

Piezoelektrické měniče obecně mají kromě kapacity dané rozměry a uspořádáním elektrod a permitivitou piezoelektrického materiálu ještě další vlastnosti. Mezi ně patří zejména frekvenční selektivita na rezonančním kmitočtu daná rozměry měniče a obdobně jako u běžných kondenzátorů svodový odpor dielektrika.

Pokud uvažujeme buzení pod rezonančním kmitočtem piezoelektrického měniče, platí následující vzájemně ekvivalentní náhradní schémata se zdroji náboje, proudu nebo napětí [12]:



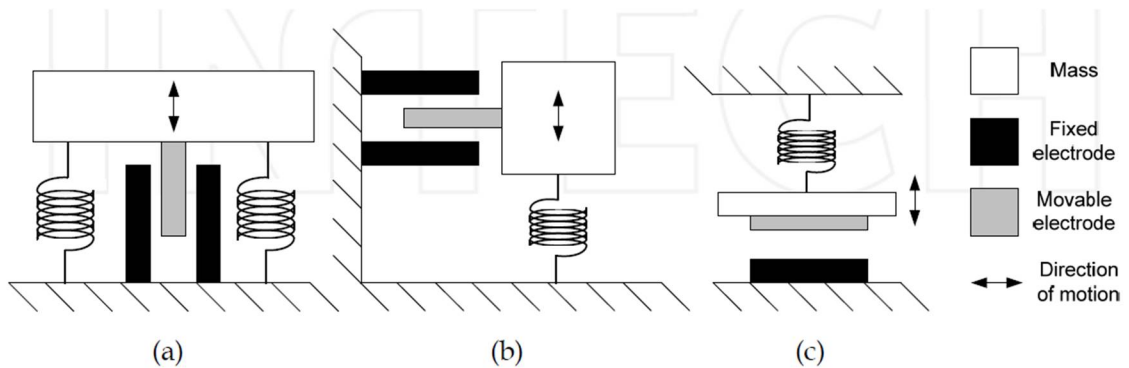
Obrázek 4.4: Náhradní schéma piezoelektrického měniče pro nábojový a napěťový model [12]

Kondenzátor C zde reprezentuje kapacitu piezoelektrického měniče tvořenou piezoelektrickým materiálem s určitou permitivitou umístěným mezi vodivými elektrodami [12].

Mezi nejčastěji používané piezoelektrické materiály patří různé druhy piezoelektrické keramiky PZT [19] a piezoelektrické polymery PVDF. Ty se vyskytují ve formě flexibilních pásek nebo také piezoelektrických kabelů vyznačujících se vyšší mechanickou odolností. Piezoelektrické kabely jsou navenek podobné klasickým koaxiálním kabelům a jsou vhodné např. pro zakopání pod pozemní komunikaci, kde lze poté s jejich pomocí měřit intenzitu provozu a generovat energii z vibrací způsobených projíždějícími vozidly.

4.3.3 Elektrostatické generátory

Elektrostatické generátory jsou v principu kondenzátory s proměnnou kapacitou [18]. Sestávají ze dvou sad elektrod, z nichž jedna je připevněna k pouzdrů generátoru, druhá je pohyblivá. Mechanické působení na pohyblivou sadu elektrod ji vychyluje vzhledem k pevné sadě elektrod, čímž v závislosti na topologii (viz obr. 4.5) dochází buďto ke změně vzdálenosti mezi elektrodami (tzv. *Gap Closing* topologie, dále dělené na *In-Plane* a *Out-of-Plane*), nebo změně jejich překryvné plochy (topologie *In-Plane-Overlap*). Kapacita mezi elektrodami se tím tak mění v závislosti na mechanickém působení [18].



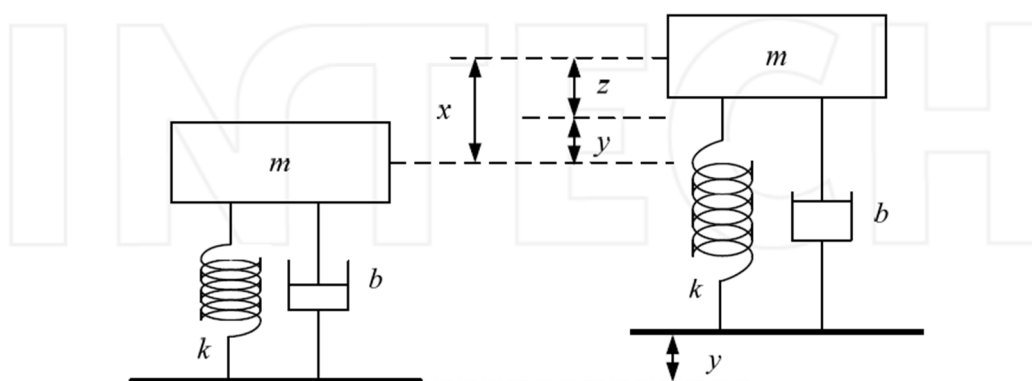
Obrázek 4.5: Běžné topologie kapacitních generátorů: In-Plane Overlap (a), In-plane Gap Closing (b) a Out-of-Plane Gap Closing (c) [18]

Elektrostatické generátory mají vysoká výstupní napětí a malé výstupní proudy, mají tedy velkou výstupní impedanci. Mají výhody pro použití v MEMS technologiích, jejich zásadní nevýhodou je potřeba vnějšího elektrického napájení. Množství generované energie v poměru k celkovému objemu generátoru je v porovnání s předchozími dvěma typy nízké [18]. Z těchto důvodů je autor z dalších úvah vyřadil a tato práce se jimi nebude nadále zabývat.

5 ENERGY HARVESTING Z VIBRACÍ VYVOLANÝCH PRŮTOKEM VODY

Mechanická část většiny existujících zařízení pro energy harvesting z vibrací je soustavou typu pružina-hmotnost-tlumení (v angličtině *spring-mass-damping system*), na stejném principu jsou založeny i senzory vibrací [4]. Tyto systémy jsou lineární, proto jsou také tyto generátory často nazývány lineárními energy harvestory. Systém pružina-hmotnost-tlumení se skládá ze seismické hmotnosti m spojené s pouzdem zařízení pružinou o tuhosti k a tlumičem s tlumením b . Toto tlumení v případě elektromechanických sestav zahrnuje mechanické tlumení a také elektrické tlumení, reprezentující převodní mechanismus. Elektrická energie je pak získávána buďto z relativní výchylky seismické hmotnosti vůči pouzdru nebo z mechanického namáhání pružiny [18]. Tyto mechanické soustavy jsou analogií elektrických RLC rezonančních článků, stejně jako ony se tedy vyznačují rezonančním charakterem.

5.1 Elektromechanická analogie



Obrázek 5.1: Model lineárního vibračního generátoru [18]

Pohybová rovnice kmitavého systému na obrázku 5.1 je [4]:

$$m \frac{d^2x}{dt^2} + b \frac{dz}{dt} + kx = 0 \quad (36)$$

Z obrázku 5.1 je vidět, že pro souřadnice x , y a z platí:

$$x = y + z \quad (37)$$

Dosazením do pohybové rovnice získáme:

$$m \frac{d^2z}{dt^2} + b \frac{dz}{dt} + kx = -m \frac{d^2y}{dt^2} \quad (38)$$

Kde z druhého Newtonova zákona platí:

$$m \frac{d^2y}{dt^2} = ma = F \quad (39)$$

Zde a [m/s^2] je akcelerace pouzdra a F [N] je síla působící na seismickou hmotnost m v důsledku akcelerace pouzdra.

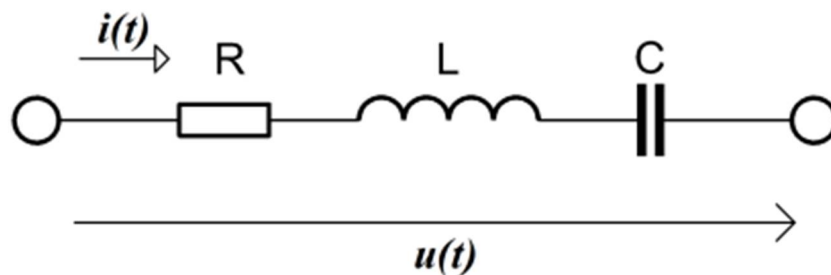
Při zanedbání tlumení ($b = 0$) pak lze psát:

$$F = -m \frac{d^2z}{dt^2} - kx = -\frac{d^2z}{dt^2} - \omega_0^2 x \quad (40)$$

Kde

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{k}{m}} [\text{rad/s}] \quad (41)$$

Je úhlový rezonanční kmitočet takového systému.



Obrázek 5.2: Sériový RLC rezonanční obvod

Z 2. Kirchhoffova zákona a vztahů pro napětí na cívce a proud kondenzátorem lze získat vztah pro napětí na sériovém RLC rezonančním obvodu na obrázku 5.2:

$$u = L \frac{di}{dt} + Ri + \frac{1}{C} \int i dt \quad (42)$$

Uvažovaný obvod je lineární, můžeme tedy celou rovnici derivovat podle času:

$$\frac{du}{dt} = L \frac{d^2i}{dt^2} + R \frac{di}{dt} + \frac{1}{C} i \quad (43)$$

Pokud zanedbáme elektrické tlumení ($R = 0$), získáme:

$$\frac{du}{dt} = L \frac{d^2i}{dt^2} + \frac{1}{C} i = \frac{d^2i}{dt^2} + \omega_0^2 i \quad (44)$$

Kde

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC}} \text{ [rad/s]} \quad (45)$$

Je úhlový rezonanční kmitočet RLC obvodu. Tento vztah je také nazýván Thomsonův vztah. Z předchozích vztahů tedy vyplývá analogie mezi mechanickým a elektrickým rezonančním obvodem:

- Seismická hmotnost m – indukčnost L
- Mechanické tlumení b – elektrický odpor R
- Tuhost pružiny k – převrácená hodnota kapacity $\frac{1}{C}$

5.2 Vibrační generátory

Každý lineární harvester odpovídající obrázku 5.1 má jednu vlastní rezonanční frekvenci a obvykle je konstruován s vysokým činitelem kvality Q . Nejvyšší dostupný výstupní výkon je tedy na frekvenci buzení odpovídající vlastní rezonanční frekvenci generátoru, mimo ni je pak mnohem nižší [18]. Průměrný výkon dostupný z vibračního generátoru buzeného na rezonančním kmitočtu zahrnující výkon dodaný do elektrické zátěže a ztráty vlivem mechanického tlumení je [18]:

$$P = \frac{mY^2\omega_r^3}{4\zeta_T} \text{ [W]} \quad (46)$$

Kde m [kg] je seismická hmotnost, Y [m] je výchylka pouzdra generátoru, ω_r [rad/s] je úhlový rezonanční kmitočet a ζ_T je celkové tlumení [18]. Při dosazení akcelerace mechanického buzení

$$a = Y\omega^2 \text{ [m.s}^{-2}\text{]} \quad (47)$$

Je pak průměrný výstupní výkon

$$P = \frac{ma^2}{4\zeta_T\omega_r} \text{ [W]} \quad (48)$$

Jak již bylo zmíněno, pokud takový generátor není provozován na rezonančním kmitočtu, jeho výstup je významně nižší. Tato skutečnost poněkud komplikuje použití takového generátoru pro čerpání energie z vibrací způsobených průtokem vody, protože tento průtok nebude konstantní a v důsledku toho se bude pravděpodobně měnit i kmitočet vibrací. Literatura [18] uvádí možnosti přeladění vlastního kmitočtu generátoru a metody rozšíření jeho rezonančního pásma.

5.3 Průtokem vyvolané vibrace

První poměrně logickou volbou metody generování energie z průtoku je použití turbíny nebo lopatkového kola a převodu jejich rotačního pohybu na elektrickou energii pomocí

elektromagnetické indukce. Je však třeba zdůraznit, že efektivita konvenčních turbín při zmenšování jejich rozměrů klesá v důsledku tření v ložiskách a menších ploch lopatek. Rotační části takové turbíny podléhají opotřebení, zvláště při menších rozměrech turbíny [18]. Tím se zvyšuje riziko poruchy, které má být v případě plně autonomního zařízení minimalizováno na nejnižší únosnou míru.

Z důvodů uvedených v předchozím odstavci je vhodné hledat možnosti generování energie z průtoku vody pomocí zařízení bez rotačních částí a to i za cenu menšího množství dostupné výstupní energie. Literatura [18] uvádí 3 možnosti generování energie z průtoku tekutin (tedy kapalin i plynů) bez přítomnosti rotačních částí zařízení:

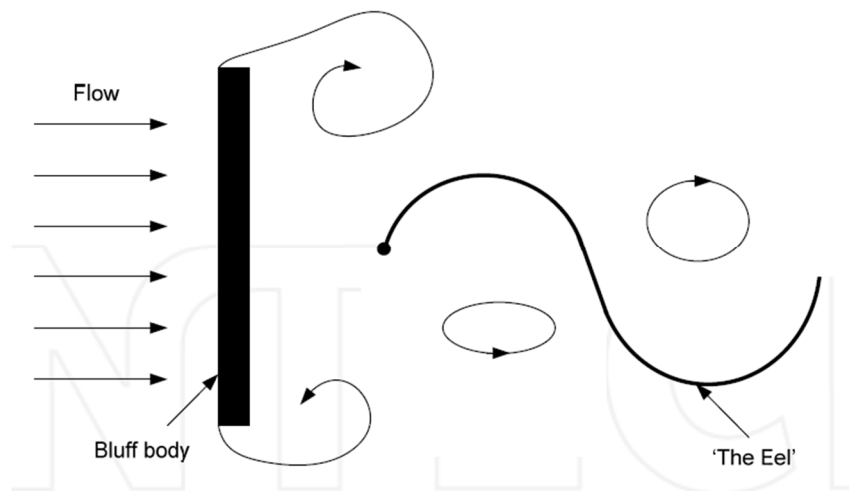
- **Vibrace vyvolané vznikem vírů**
- **Helmholtzovův rezonátor** – dutina se vstupním otvorem vyplněná vzduchem, vzduch proudící kolem vstupního otvoru jistou rychlostí pak v dutině vytváří rezonanci [22]. Příkladem může být třeba pivní láhev ve větru nebo bassreflexový nátrubek reproduktoru.
- **Tzv. flutter** – samobuzené kmitání např. soustavy ocasní plocha/kormidlo u letadel [23]

Ve všech třech případech má pohyb vyvolaný průtokem tekutin charakter vibrací. Pro generování energie z průtoku vody je přítom vhodný pouze první z nich, zbývající dva způsoby jsou vhodné spíše pro použití v proudění vzduchu [18].

5.3.1 Generátory využívající vibrací vybuzených průtokem vody

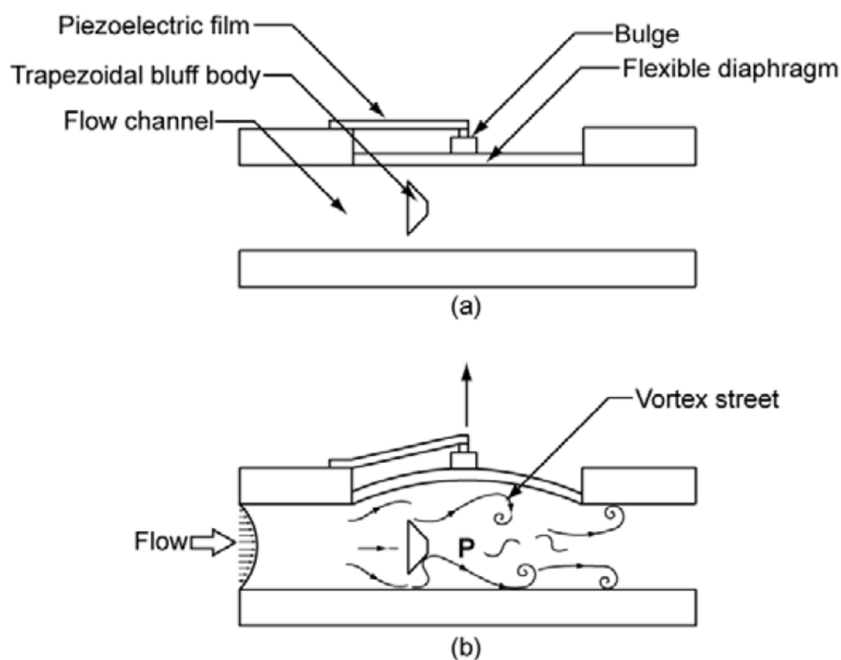
Všechny generátory tohoto typu využívají vzniku Kármánových vírů za překážkou umístěnou v protékaném kanále, stejně jako vírové průtokoměry uvedené v kapitole o měření průtoků (viz **kapitola 2.3.3**). Jednotlivé uvedené prototypy se liší typem překážky a způsobem využívání energie vzniklých vírů.

Prvním uvedeným generátorem je tzv. „Energy Harvesting Eel“ (obrázek 5.3). V určité vzdálenosti za překážkou v protékaném kanále byla umístěna ohebná membrána, na které byl umístěn pásek piezoelektrického polymeru PVDF. Víry vzniklé při obtékání překážky způsobovaly oscilace membrány s měničem ze strany na stranu a docházelo tak ke generování elektrické energie. Konkrétní hodnoty generované energie bohužel nejsou uvedeny [18].



Obrázek 5.3: Princip zařízení nazvaného "Energy Harvesting Eel", pohled zhora [18]

Princip činnosti dalšího ze zdokumentovaných prototypů generátoru využívajícího Kármánových vírů je naznačen na obrázku 5.4 [21]. Rozdíl oproti předchozímu je lehce odlišná koncepce a převodní mechanismus: v okolí oblasti kanálu, ve které je umístěna překážka pro tvorbu vírů, je v jedné ze stěn kanálu obdélníkového průřezu umístěna pružná membrána. Tato membrána je vychylována fluktuacemi tlaku způsobenými působením Kármánových vírů v kanále a druhou stranou mechanicky působí na polaminovaný piezoelektrický film PVDF. Fluktuacemi tlaku v rozsahu přibližně 300 Pa s frekvencí 52 Hz byl na přizpůsobené rezistivní zátěži naměřen průměrný kontinuální výkon 0,7 nW. Jedná se o malou hodnotu, která však byla získána v laboratorních podmínkách zařízením malých rozměrů. Dle [18] byly aktivní rozměry tohoto generátoru 50x26x15 mm. V reálných podmínkách by pravděpodobně působily vyšší hodnoty tlaků, ovšem nejen jeho fluktuací, ale také celkového statického tlaku. Bylo by tedy třeba optimalizovat membránu. Práce [21] také zdůrazňuje, že tento generátor byl buzen mimo své rezonanční pásmo.



Obrázek 5.4: Princip vírového generátoru s membránou [21]

Literatura [18] také uvádí další prototypy generátorů od autorů vírového generátoru s membránou [21], které nevyužívají pro tvorbu vírů uměle vloženou překážku v toku, viz tabulka 5.1.

Tabulka 5.1: Tabulka výsledků dalších prací autorů vírového generátoru s membránou [21], převzato z [18]

Převodník	Výstupní výkon [nW]	Napětí naprázdno [mV]	Tlak vody [Pa]	Frekvence buzení [Hz]	Aktivní rozměry [mm x mm x mm]
Elektromagnetický	400	10	254	30	900 x 600 x 400
Piezoelektrický	0,45	72	$2,08 \times 10^4$	45	23 x 15 x 10
Piezoelektrický	200	2200	1196	26	50 x 30 x 7

Dalším z příkladů vírových generátorů je zařízení nazvané VIVACE (Vortex Induced Vibration for Aquatic Clean Energy). Od předchozích prototypů se liší tím, že místo využívání vírů vytvořených obtékáním pevné překážky je použita volně uložená překážka s jedním stupněm volnosti, tedy možností pohybu v jedné ose. Tento pohyb je způsoben silovým působením vírů, vytvářejících se střídavě na jedné a druhé straně překážky [18]. Tento pohyb je pak využíván k výrobě elektrické energie pomocí elektromagnetického měniče. V závislosti na aplikaci je možné použít pole více překážek. K roku 2011 byla zařízení typu VIVACE evidována pouze ve velkých měřících, literatura [18] uvádí 6 funkčních jednotek s výstupními výkony v rozsahu 50 kW až 1 GW.

6 BEZDRÁTOVÁ KOMUNIKACE

Tato kapitola se věnuje shrnutí nejznámějších protokolů pro bezdrátovou komunikaci vhodných pro použití v bezdrátovém senzoru s omezenými energetickými prostředky.

6.1 802.15.4

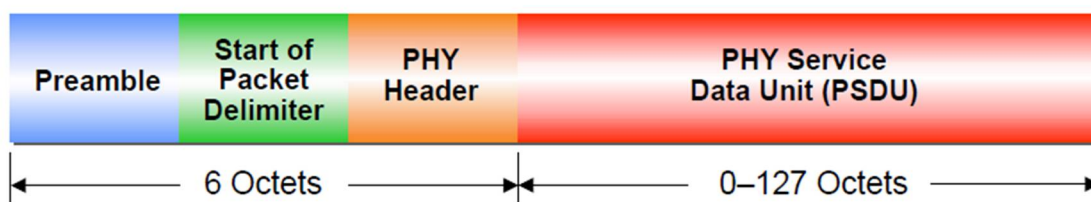
802.15.4 je standardem pro bezdrátovou komunikaci dle IEEE, podobně jako např. 802.15.1 Bluetooth nebo 802.11 WiFi. Ve srovnání s nimi byl standard 802.15.4 navržen pro nižší přenosové rychlosti, kratší dosah komunikace, levnou a jednoduchou implementaci a nižší energetickou náročnost přenosu [2, 24]. Přenosová pásma specifikovaná standardem pro komunikaci v tomto protokolu jsou 868 MHz, 915 MHz a nejrozšířenější 2,4 GHz. Pásmo 868 MHz je primárně určeno pro použití v Evropě, 915 MHz pro USA, Kanadu a další státy podléhající regulacím FCC [2]. Protokol 802.15.4 slouží jako základ pro mnoho proprietárních protokolů a také pro protokol ZigBee.

Standard 802.15.4 nabízí přenosové rychlosti 20, 40 a 250 kb/s, podporované síťové topologie jsou hvězda a peer-to-peer. Protokol využívá metodu přístupu k médiu CSMA/CA (Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance), před zahájením vysílání tedy testuje, zda neprobíhá jiná komunikace. Kolizím je tedy předcházeno, ale nejsou detekovány. Protokol také podporuje dynamické přidělování adres. Jedná se o spojovanou službu (full handshaking) [24].

V pásmu 2,4 GHz využívá tento protokol 16 kanálů s odstupem 5 MHz, přenosová rychlost je 250 kb/s při 4 bitech na symbol, symbolová rychlost je tedy 62,5 kBaudu [2, 24]. V tomto pásmu využívá protokol digitální frekvenční modulaci MSK (Minimum Shift Keying) [24] a rozprostírání přímou sekvencí DSSS 32-bitovými PN sekvencemi s rychlostí 2 Mchips/s [2, 24]. Požadovaná citlivost přijímače pro chybovost paketů $PER < 1\%$ je -85 dBm [24].

V pásmu 868 MHz využívá tento protokol pouze 1 kanál, dostupná přenosová rychlost je 20 kb/s. V tomto pásmu využívá protokol dvoustavovou fázovou digitální modulaci BPSK s diferenciatlním kódováním a rozprostírání m-sekvencí o délce 15 chipů. Rozprostírání probíhá rychlostí 300 kchip/s. Požadovaná citlivost přijímače pro chybovost paketů $PER < 1\%$ je -92 dBm [24].

Komunikační rámeček se skládá z hlavičky délky 32 bitů zajišťující synchronizaci, oddělovače délky 8 bitů, hlavičky fyzické vrstvy délky 8 bitů obsahující informaci o počtu oktetů přenášených dat a samotných dat délky 0 až 127 oktetů [2].



Obrázek 6.1 : Struktura rámce protokolu 802.15.4 [24]

6.2 ZigBee

ZigBee je protokol vyvinutý skupinou společností ZigBee Alliance a je založený na standardu 802.15.4. ZigBee rozšiřuje standard 802.15.4 o zavedení možnosti tzv. mesh sítě, kdy vzdálenost mezi dvěma komunikujícími body je vyšší než jejich dosah a pro komunikaci jsou využity mezilehlé transceivery nacházející se na trase mezi těmito dvěma body. Každý z bodů sítě tak může kromě své primární funkce zastávat funkci opakovače. Síť typu mesh se vytváří automaticky bez zásahu uživatele, ZigBee protokol obstarává opakování, potvrzování a směrování zpráv. Mesh sítě pracující s protokolem ZigBee jsou také „samoléčitelné“, pokud je nějaký z mezilehlých prvků sítě v trase komunikace z nějakého důvodu odstraněn, síť sama najde alternativní cestu [2].

Protokoly 802.15.4 a ZigBee jsou rozšířenými průmyslovými standardy, z toho plyne i relativně široká nabídka komerčně dostupných modulů, ať už pro pásmo 868MHz [25, 26] nebo pro 2,4GHz [27, 28].

6.3 EnOcean Radio Protocol 2 (ERP2)

Společnost EnOcean se zabývá vývojem zařízení určených pro aplikace spojené s energy harvestingem a pro toto pole aplikací má i svůj vlastní komunikační protokol. EnOcean Radio Protocol 2 vychází z předchozí verze 1 [30], proti ní využívá jiný typ modulace (FSK místo ASK), delší synchronizační slova pro zvýšení spolehlivosti detekce a umožňuje také proměnnou délku zpráv [29]. Z vrstev modelu OSI specifikuje tento protokol pouze 3 nejnižší vrstvy, tedy fyzickou, datovou a síťovou.

Dle [29] jsou specifikovány pouze 2 kmitočtová pásma, a to ta se středními kmitočty 902.875 a 928.35 MHz, z nichž ani jedno není určeno pro Evropu. Ostatní specifikace však podle [29] platí i pro další pásma, o které v době vzniku této normy nebyl protokol rozšířen. V aktuální nabídce společnosti [31] však dnes jsou již i o moduly komunikující v pásmu 868MHz. Protokol na fyzické vrstvě používá NRZ kódování a modulaci FSK, dle lokálních regulací je pak povolena také modulace GFSK [29].

Kompletní rámec fyzické vrstvy se skládá z následujících částí [29]:

- Hlavička délky 16 bitů
- Synchronizační slovo délky 16 bitů
- Údaj o délce přenášených dat v bytech, délky 8 bitů

- Samotná přenášená data délky 1-255 bajtů

Kompletní zpráva datové vrstvy se skládá z maximálně 3 podzpráv. Protokol definuje časové intervaly potřebné pro odvysílání jedné celé zprávy a pro přijetí jedné celé zprávy, interval pro přijetí je delší pro případ opakování jednotlivých podzpráv [29].

Pro ošetření kolizí používá tento protokol metodu, kterou výrobce nazývá Listen before talk (LBT), princip je shodný s rozšířenou metodou přístupu k médiu CSMA/CA (Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance). Před zahájením komunikace je tedy testováno, zda v kanálu právě neprobíhá jiná komunikace. Pokud ano, přenos je odložen o náhodně dlouhou dobu. Pokud po jejím uplynutí v kanále opět probíhá komunikace, situace se opakuje. Funkce LBT je volitelně nastavitelná na vysílačích a transceiverech [29].

Datová vrstva tohoto protokolu také definuje rozdílnou strukturu rámců pro přenos speciálních zpráv kratších než 6 bajtů (potvrzení, chybová hlášení atp.) a pro obecné zprávy větší délky [29].

Síťová vrstva specifikuje přístup k přenosovému médiu, redundanci přenosu (potvrzování, opakování) a také směrování zpráv. Vychází z verze ERP1 [30].

Pokud není specifikováno jinak, jsou použity redundantní přenosy, každé vysílání je opakováno jednou či dvakrát, v závislosti na množství energie dostupné pro vysílání. Toto nastavení je typické pro zařízení, která nemají možnost příjmu a nemohou tedy kontrolovat, zda vyslaná zpráva došla druhé straně [29].

6.4 Wireless M-BUS

Bezdrátová verze Wireless M-Bus definovaná standardem EN13757-4:2005 specifikuje bezdrátový přenos dat mezi senzory, jako jsou vodoměry, plynoměry, elektroměry a měřiče tepla, a koncentrátoři s centrálním vyhodnocovacím systémem. Prakticky jde o nahrazení kabeláže fyzické vrstvy OSI modelu protokolu M-BUS bezdrátovou komunikací a přizpůsobení linkové vrstvy. Na ni pak už přímo navazuje aplikační vrstva, shodná s drátovým standardem M-BUS [32].

Protokol Wireless M-BUS nabízí několik režimů radiového přenosu lišících se přenosovou rychlostí a možností obousměrného provozu [32].

Přenosová rychlost	Označení jednocestné komunikace	Označení dvoucestné komunikace
4,8 kb/s	-	R2
32,768 kb/s	S1/S1m	S2
100 kb/s	T1	T2

Tabulka 6.1 : Tabulka režimů komunikace standardu Wireless M-BUS [32]

Bezdrátová komunikace protokolu Wireless M-Bus fyzicky probíhá ve 12 kanálech v nelicencovaném pásmu ISM 868 MHz, 2 z těchto kanálů (868,3 a 868,95 MHz) jsou určeny pro režimy S a T (viz tabulka 6.1), 10 uživatelem volitelných kanálů je pro zřídka využívaný režim R2. Struktura sítě tohoto protokolu je hvězdicová [32].

Adresování ve Wireless M-BUS sběrnici je převzato z drátové verze tohoto standardu. Každý ze senzorů má přidělenou adresu, kterou používá při komunikaci. Každý koncentrátor pak má tabulku povolených adres, s nimiž může komunikovat. Tato tabulka se obvykle vytváří automaticky během instalace nové jednotky do sítě. Rovněž lze koncentrátor provozovat bez této tabulky, pak komunikuje se všemi senzory v dosahu (broadcast). Pomocí tzv. mostů (bridge) lze také spojit klasický i bezdrátový M-BUS do jedné sítě [32].

Nadřazená aplikace (typicky M-BUS měřicí jednotka nebo koncentrátor) realizující aplikační vrstvu předává bezdrátovému modemu realizujícímu nižší vrstvy zprávy následujícího formátu [32]:

1 byte	1 byte	n bytes
Length	CI	APP_LAYER

Bezdrátový modem pak k takové zprávě přidá následující pole:

1 byte	1 byte	2 bytes	6 bytes	1 byte	n bytes	1 byte
Length	C	ManID	Address	CI	APP_LAYER	RSSI (opt)

Takový paket je pak zašifrován a přenášen kanálem. V případě komunikace typu peer-to-peer lze z paketu vynechat adresu a informace o měřicí jednotce, rámec je pak výrazně zjednodušen [32].

Tento standard je poměrně rozšířený, na trhu lze tedy najít speciální komunikační moduly pro Wireless M-BUS [33], často i v kombinaci s mikrokontrolérem [34]. Moduly také podporují UART komunikaci, lze je tedy využít nejen na straně senzoru, ale i na přijímací straně např. jako sniffer pro PC [32].

6.5 Pásmo 2,4 GHz vs. 868 MHz

Vzhledem k tomu, že některé z uvedených protokolů umožňují volbu mezi pásmy 868 MHz a 2,4 GHz, rozhodl se autor věnovat krátkou úvahu volbě pásma. Dosah

radiové komunikace při uvažování šíření volným prostorem je obecně závislý na těchto pěti parametrech [35]:

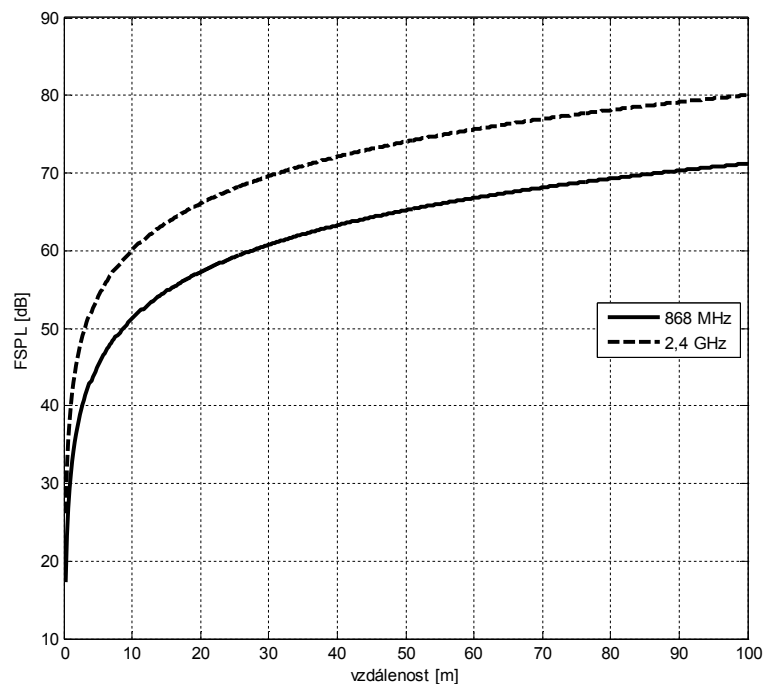
- Citlivost přijímače
 - Obvykle je za limitní hodnotu považována taková hodnota, kdy chybovost BER (případně PER) je nižší než 10^{-6} . Snížení chybovosti lze dosáhnout snížením přenosové rychlosti.
- Šumové pozadí kanálu
 - Je třeba zvážit, jak je zvolené pásmo v daném místě využíváno dalšími službami
- Vysílací výkon vysílače
 - V tomto případě zásadní faktor projevující se na celkové spotřebě senzoru
- Směrovost antén, anténní faktor
- Ztráty šířením volným prostorem
 - Jedná se o zjednodušení umožňující prvotní odhad dosahu komunikace
 - V reálných prostorech se budou vyskytovat překážky různých geometrických tvarů a z různých materiálů

Útlum šířením volným prostorem je definován jako:

$$FSPL_{dB} = 20 \log(d) + 20 \log(f) - 147,55 \text{ [dB]} \quad (49)$$

Kde d [m] je vzdálenost od zdroje a f [Hz] je frekvence nosné vlny.

Průběh útlumu šířením volným prostorem v závislosti na vzdálenosti pro dva diskutované kmitočty je zobrazen na obrázku 6.2.



Obrázek 6.2: Průběh útlumu šířením volným prostorem v závislosti na vzdálenosti

Úpravou rovnice (49) lze získat hodnotu rozdílu mezi útlumy šířením volným

prostorem pro oba diskutované kmitočty:

$$\Delta FSPL_{dB} = 20 \cdot \log(f_1) - 20 \cdot \log(f_2) = 20 \cdot \log\left(\frac{f_1}{f_2}\right) = 20 \cdot \log\left(\frac{2400 \cdot 10^6}{868 \cdot 10^6}\right) = 8,83 \text{ dB} \quad (50)$$

Pokud bychom tedy porovnávali dva systémy na těchto nosných kmitočtech operujících ve zmíněných pásmech na stejnou vzdálenost, se stejnými modulacemi, stejně citlivým přijímačem a stejně efektivními anténami, minimální požadovaný vysílací výkon vysílače pro pásmo 868 MHz by byl o téměř 9 dB nižší než v pásmu 2,4 GHz. Z toho plyne nižší energetická náročnost přenosu.

V našem případě je rovněž vhodné uvažovat vliv překážek, a to jak jejich tvar a geometrické uspořádání, tak rozměry a materiál. Dochází totiž k odrazům, interferencím, rozptylům a útlumu (ať už šířením skrz překážku, nebo mnohocestným šířením) [36]. Tyto parametry se však budou velkou měrou lišit v závislosti na konkrétních prostorech, ve kterých by byly senzor a koncentrátor instalovány.

Jistou nevýhodou nižšího kmitočtového pásma je pak nutnost použití větší vysílací antény pro efektivní vyzáření výkonu.

6.6 Spotřeba bezdrátových modulů

Bezdrátový modul je energeticky nejnáročnějším blokem bezdrátového senzoru, proto je vhodné zmínit hodnotu jeho spotřeby. Kromě modulů specializovaných pro vybrané protokoly existují i moduly zaměřené na nízkopříkonové bezdrátové aplikace vhodné pro použití s proprietárními protokoly. Příklady takových modulů jsou CC1101[37] od Texas Instruments nebo Microchip MRF89XA [38]. Srovnání jejich napájecího proudu v závislosti na vysílacím výkonu a rozsahu napájecích napětí uvádí tabulka 6.2. Pro oba vybrané moduly jsou tyto hodnoty platné při vysílání v pásmu 868 MHz.

Tabulka 6.2: Srovnání spotřeby bezdrátových modulů CC1101 [37] a MRF89XA [38]

P_T [dBm]	I_{CC} [mA]	
	TI CC1101	Microchip MRF89XA
10	30	25
0	16,8	15,2
-6	16,4	13
U_{CC} [V]	1,8 - 3,6	2,1 - 3,6

PRAKTICKÁ ČÁST

7 NÁVRH A MĚŘENÍ GENERÁTORU ENERGIE

Základní myšlenkou této diplomové práce je měřit průtok vody a generovat elektrickou energii prostřednictvím mechanického buzení vhodného mechanicko-elektrického převodníku. Bylo tedy třeba sestavit zařízení, které bude na základě mechanického buzení protékající vodou generovat na svém výstupu elektrický signál, vyhodnotit množství takto generovaného elektrického výkonu a také přítomnost korelace parametrů generovaného signálu s hodnotou průtoku.

Některé práce zmíněné v teoretické části (viz kapitola 5.3) se zabývají vytvářením Kármánových vírů a využíváním mechanických oscilací, které vznikají v Kármánově vírové stezce za obtékaným tělesem. To však vyžaduje konstrukční zásah do úseku potrubí, ve kterém musí být proudění laminární, úsek tedy musí být rovný a dostatečně dlouhý. Dále je problematickým bodem tohoto řešení také umístění mechanicko-elektrického převodníku za obtékané těleso.

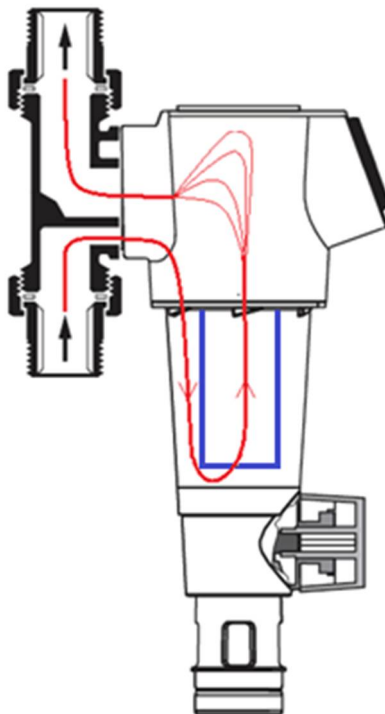
Poměrně přímočarým řešením pro generování energie a měření průtoku by bylo využití turbínového generátoru, který je však nákladný na výrobu a přítomnost rotačních částí v jeho konstrukci může být v dlouhodobém měřítku nežádoucí vzhledem k jejich opotřebení.

Tato práce se zabývá využitím turbulencí vody, které vznikají v prvcích vodovodního systému vlivem proudění skrz ohyby či kolem hran, které se v jejich vnitřní geometrii vyskytují. Záměrem této práce je využít tyto jevy pro generování elektrického signálu, ověřit množství generované elektrické energie a najít parametry signálu, které korelují s hodnotou průtoku. Další požadavky zadání, na které byl kladen důraz, byly minimální konstrukční zásahy do kanálu vodovodního systému a také konstrukční jednoduchost samotného generátoru. Z tohoto důvodu byl pro instalaci elektrického generátoru vybrán vodní filtr pevných částic F74CS firmy Honeywell [39], přesněji řečeno jeho malá součást, jakési snadno demontovatelné víčko, umístěné u výstupního portu (viz obrázek 7.1). V tomto místě dochází k výrazné změně směru a rychlosti proudění vody, proto zde byl předpokládán vznik jevů vhodných pro mechanické buzení generátoru.

Nákres filtru F74CS je na obrázku 7.1. Tento nákres pochází z katalogového listu zmíněného filtru [39] a byl zde doplněn o nákres filtrační sítky (modrou čarou) a trajektorii proudnic protékající vody (červenou čarou). Rozvětvení těchto proudnic v oblasti před výstupním portem filtru demonstruje předpokládané víření, které může v této oblasti vznikat a které by mělo sloužit k mechanickému buzení generátoru.

Dalším důvodem, proč byl tento filtr zvolen jako vhodný pro instalaci generátoru je fakt, že filtrační síťka ve spodní části filtru se postupem času zanáší nečistotami a pro správnou funkci filtru je nutné po protečení určitého objemu vody síťku vyčistit proplachem. K tomu slouží ventil ve spodní části filtru, který je za tímto účelem otevírán aktuátorem. Pokud by byl generovaný výkon dostatečný a generovaná energie

by byla shromažďována ve vhodném zásobníku, mohla by být využita k napájení tohoto aktuátoru. Prováděné měření průtoku by poté sloužilo k určení okamžiku, kdy je nutné ventil otevřít.

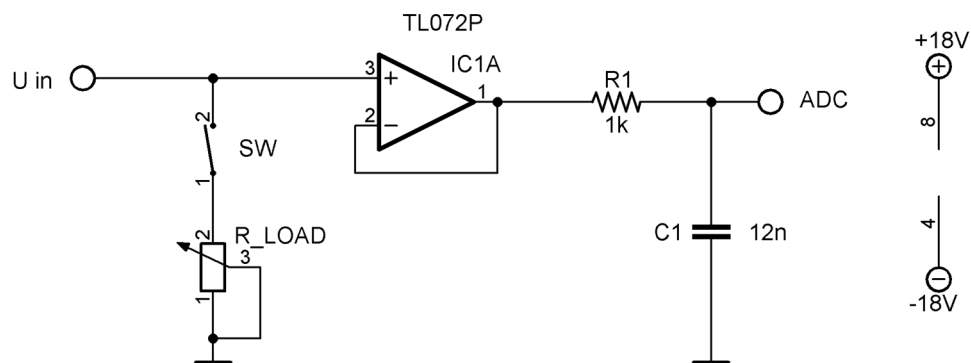


Obrázek 7.1: náčrt filtru pevných částic FC74S doplněný o filtrační síťku (modře) a předpokládanou trajektorii protékající vody (červeně)

V rámci této práce byly postupně vyvinuty 3 prototypy generátorů elektrického signálu využívající zmíněných turbulencí v proudění vody uvnitř zmíněného filtru. Klíčovým parametrem při vyhodnocování a srovnání těchto prototypů byla velikost výkonu generovaného na odporové zátěži. Dále bylo u jednotlivých prototypů vyhodnocováno také spektrální složení měřených signálů.

7.1 Popis měřicí metody

Při měření prototypů bylo nutné měřit generované napětí naprázdno a také napětí na odporové zátěži. Pro toto měření byl použit jednoduchý obvod dle schématu na obrázku 7.2. Spínačem SW byla při měření napětí na zátěži připínána k výstupu měřeného generátoru odporová dekáda R_{LOAD} , pro měření výstupního napětí naprázdno byl tento spínač rozepnut. Dále byl výstup měřeného generátoru připojen ke vstupu napěťového sledovače tvořeného jedním kanálem operačního zesilovače TL072, který zajišťoval impedanční oddělení generátoru a měřicího A/D převodníku. Původním záměrem bylo, aby ve výsledném senzoru měření probíhalo pro úsporu energie bez zesilování aktivními součástkami, proto ani pro tato úvodní měření nebylo zaváděno žádné napěťové zesílení.

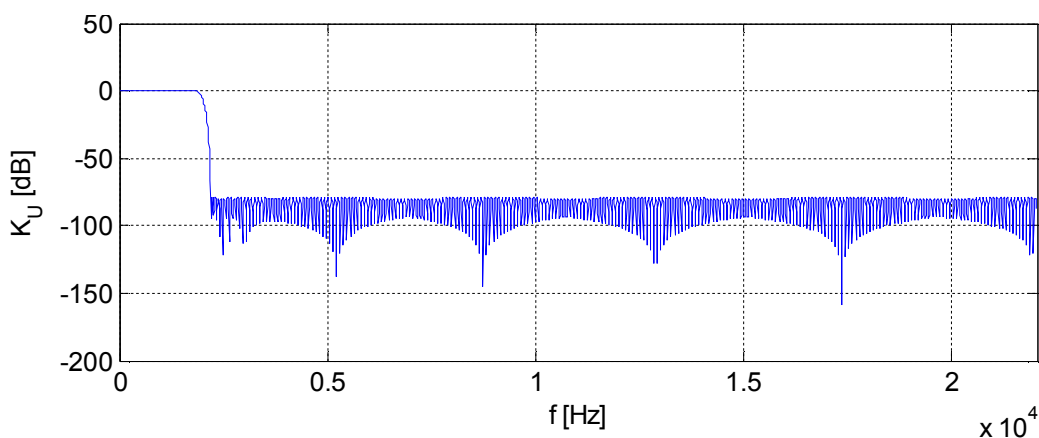


Obrázek 7.2: Schéma zapojení měřícího obvodu

Pro měření výstupu napětového sledovače byla použita měřící karta USB-6009 výrobce National Instruments, vzorkovací kmitočet byl zvolen $f_S = 44,1$ kHz. Předpokladem měření bylo, že tento vzorkovací kmitočet byl zvolen s více než dostatečnou rezervou oproti spektru měřených signálů, přesto byl mezi výstup napětového sledovače a A/D převodníku umístěn pasivní filtr typu dolní propust prvního řádu s mezním kmitočtem:

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} = \frac{1}{2\pi \cdot 10^3 \cdot 12 \cdot 10^{-9}} = 13,26 \text{ kHz} \quad (51)$$

Pro všechny body měření byly měřeny úseky signálu délky 30 sekund. Měření probíhalo pomocí aplikace vytvořené v prostředí LabView a měřená data byla ukládána do formátu csv. Tyto měřené signály byly poté analyzovány v prostředí Matlab. Pro kratší výpočetní dobu skriptů používaných pro následnou analýzu bylo rozhodnuto pro filtraci dolní propustí a následné podvzorkování měřených signálů. Filtr FIR typu dolní propust byl navržen pomocí nástroje `fdatool` prostředí Matlab. Modulová charakteristika navrženého filtru je uvedena na obrázku 7.3. Pro filtraci byla použita funkce `filtfilt()`, která po filtraci kompenzuje fázový posuv mezi vstupním a výstupním signálem filtru. Průběh fázové charakteristiky filtru je proto při této filtraci irelevantní. Po této filtraci byl signál 10krát podvzorkován, vzorkovací kmitočet signálů připravených pro následnou analýzu byl tedy $f_S = 4,41$ kHz.



Obrázek 7.3: Modulová charakteristika FIR filtru typu dolní propust

Při měření na zátěži byla vyhodnocovanou veličinou střední hodnota generovaného výkonu. Ta byla počítána dle vztahu:

$$P = \frac{U_{RMS}^2}{R_{LOAD}} \text{ [W]} \quad (52)$$

Kde R_{LOAD} je hodnota odporu nastavená na odporové dekádě a U_{RMS} je efektivní hodnota napětí na této dekádě. Tato hodnota byla z měřených signálů vyhodnocována dle vztahu:

$$U_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (u(t))^2 dt} \text{ [V]} \quad (53)$$

Kde T je délka úseku analyzovaného signálu (tedy 30 sekund) a $u(t)$ je napětí měřené na zátěži.

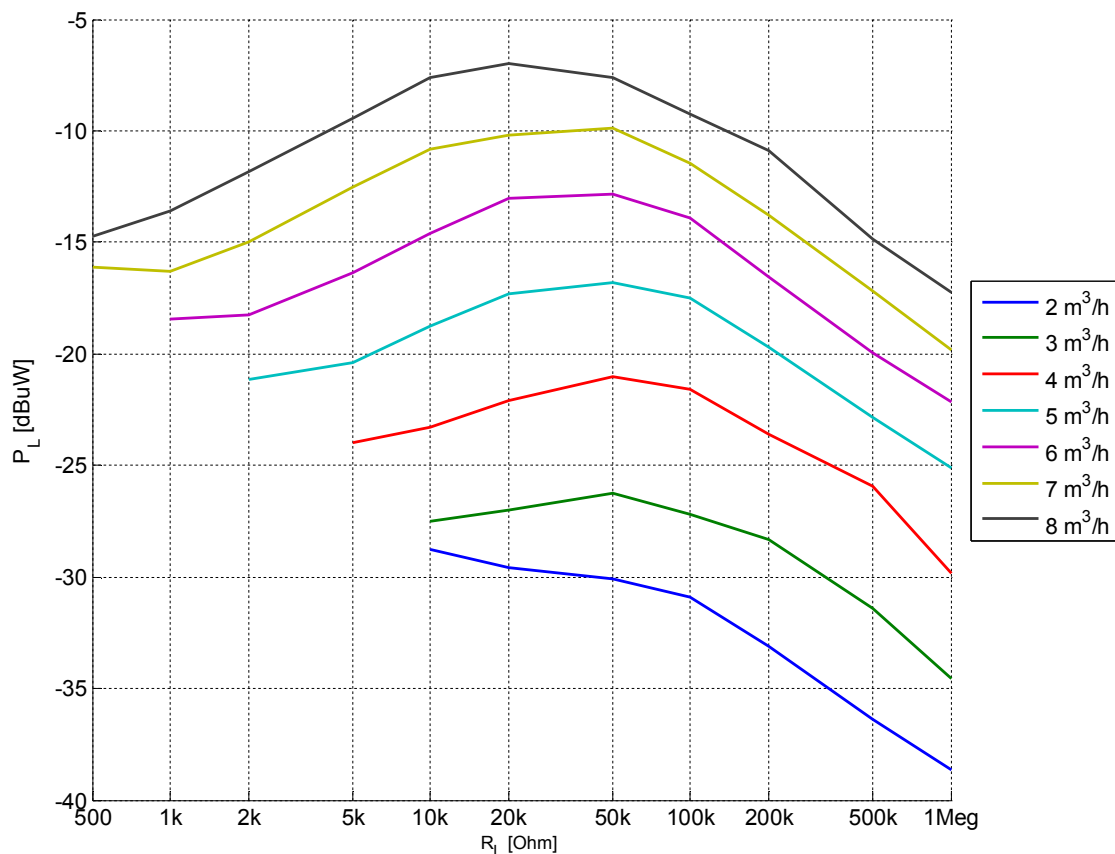
V některých grafech v následujícím textu byl za účelem zobrazení většího dynamického rozsahu výkon vykreslován v logaritmické míře v jednotkách dBuW. Tyto hodnoty byly počítány dle vztahu:

$$P_{dBuW} = 10 \cdot \log_{10}\left(\frac{P}{10^{-6}}\right) \text{ [dBuW]} \quad (54)$$

7.2 Piezoelektrický generátor

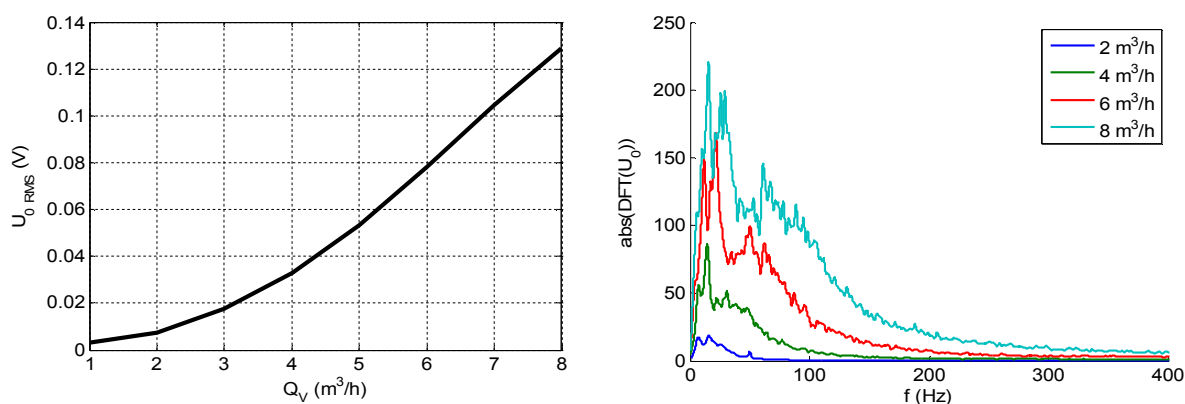
Jako první byl sestaven piezoelektrický generátor využívající běžně dostupný piezoelektrický měnič s vnitřní kapacitou 210 nF [40]. Tento měnič byl kvůli izolaci elektrod před ponořením do vody zalit do takzvané tekuté izolační pásky [41]. Poté byl vložen do jednoduché drátěné konstrukce a ta byla vlepena do zmíněného víčka filtru pevných částic.

Měření tohoto prototypu bylo realizováno pro rozsah průtoků 1 až 8 m³/h s krokem 1 m³/h na odporových zátěžích v rozsahu 500 Ω až 1 MΩ. Změřené hodnoty průměrného generovaného výkonu znázorňuje graf na obrázku 7.4, číselně jsou pak uvedeny v tabulce v příloze A.1. Nejvyšší dosažená hodnota byla 199 nW (-7,012 dBuW) na zátěži o odporu 20 kΩ při průtoku 8 m³/h. Takto vysoké hodnoty průtoku není při provozu zmíněného filtru [39] běžně dosahováno. Měřené signály se zátěží pro $Q_V = 1 \text{ m}^3/\text{h}$ měly úrovně srovnatelné s kvantizačním krokem měřícího A/D převodníku, proto nejsou v grafu generovaného výkonu vůbec zaneseny. Obdobný problém se vyskytoval při zatížení malým odporem i pro vyšší hodnoty průtoků, tyto body se v grafu na obrázku 7.4 rovněž nevyskytují.



Obrázek 7.4: Výkon dodávaný do odporové zátěže piezoelektrickým generátorem

Kromě výkonu na zátěži bylo měřeno i výstupní napětí naprázdno pro vyhodnocení možnosti použití daného generátoru jako senzoru průtoku. Obrázek 7.5 vlevo zobrazuje průběh efektivní hodnoty napětí naprázdno na průtoku, obrázek 7.5 vpravo pak zobrazuje průběhy modulových spekter těchto signálů. Pro lepší přehlednost byly tyto spektrální průběhy ještě filtrovány FIR filtrem s Hannovým oknem délky 50 vzorků. Pro filtraci byla opět použita funkce `filtfilt()` v prostředí Matlab, která kompenzuje fázovou charakteristiku filtru. Výstupy takto filtrovaných průběhů nejsou tedy proti původním průběhům nijak posunuty po frekvenční ose.



Obrázek 7.5: Závislost efektivní hodnoty výstupního napětí naprázdno na objemovém průtoku (vlevo) a modulová spektra výstupních napětí naprázdno (vpravo)

Z obrázku 7.5 vlevo je patrná závislost efektivní hodnoty výstupního napětí naprázdno na objemovém průtoku. Pro hodnoty průtoku $Q_V > 3 \text{ m}^3/\text{h}$ je tato závislost lineární a narůstá až do maximální měřené hodnoty průtoku $Q_V = 8 \text{ m}^3/\text{h}$. Z obrázku 7.5 vpravo je patrné, že výstupní signál piezoelektrického generátoru nemá jeden významný kmitočet, ale většina výkonu tohoto signálu je soustředěna v oblasti nízkých kmitočtů.

7.3 Elektromagnetický generátor – první prototyp

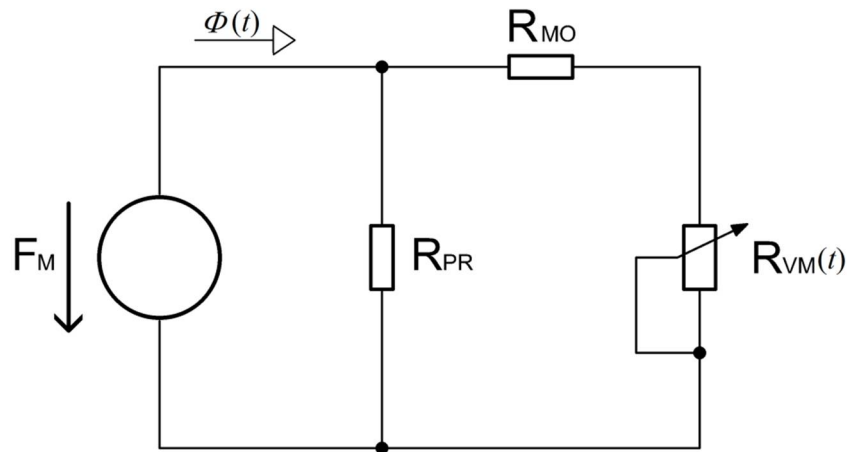
Na základně neuspokojivých výsledků měření výkonu na piezoelektrickém generátoru byly postupně sestaveny dva prototypy generátoru využívajícího Faradayova zákona elektromagnetické indukce. S ohledem na požadovanou konstrukční jednoduchost byl zvolen koncept magnetického obvodu s permanentním magnetem, snímací cívkou a vzduchovou mezerou proměnné délky. Permanentní magnet byl umístěn do oblasti uvnitř filtru, kde byl přilepen na magneticky vodivý plech, který plnil funkci části magnetického obvodu a zároveň pružiny mechanického rezonátoru. Snímací cívka a zbytek magnetického obvodu byl pak umístěn vně filtru pevných částic tak, aby nebylo třeba řešit elektrickou izolaci cívky ve vodě uvnitř filtru. Principiální nákres tohoto generátoru je na obrázku 7.13 vpravo.

7.3.1 Teoretický rozbor

Pro účely analýzy tohoto magnetického obvodu bude využita analogie mezi elektrickými a magnetickými obvody [42] uvedená v tabulce 7.1.

Tabulka 7.1: analogie mezi elektrickými a magnetickými obvody [42]

elektrická doména			magnetická doména		
veličina	značka	jednotka	veličina	značka	jednotka
elektrické napětí	U	V	magnetomotorická síla MMF	F_M	AT
elektrický proud	I	A	Magnetický indukční tok	Φ	Wb
elektrický odpor	R	Ω	magnetická reluktance	R_M	H^{-1}



Obrázek 7.6: Náhradní schéma magnetického obvodu generátoru vycházející z elektromagnetické analogie

Zdroj F_M na obrázku 7.6 reprezentuje magnetomotorickou sílu permanentního magnetu, R_{PR} je magnetická reluktance prostředí obklopujícího tento magnet, $R_{VM}(t)$ je časově proměnná reluktance vzduchové mezery, R_{MO} je reluktance zbytku magnetického obvodu a $\phi(t)$ je časově proměnný magnetický indukční tok v magnetickém obvodu.

Elektromotorické napětí indukované v cínce o N závitěch, jejímž jádrem prochází magnetický indukční tok $\phi(t)$, je [43]:

$$U_{BEMF} = -N \frac{d\phi(t)}{dt} \text{ [V]} \quad (55)$$

Záměrem tedy je vyvolat změnou magnetické reluktance $R_{VM}(t)$ změnu magnetického indukčního toku $\phi(t)$ v magnetickém obvodu. Pokud zanedbáme reluktanci prostředí R_{PR} , kterou nejsme schopni ovlivnit, lze magnetický indukční tok magnetickým obvodem vyjádřit jako:

$$\phi(t) = \frac{F_M}{R_{MO} + R_{VM}(t)} \text{ [Wb]} \quad (56)$$

Hodnota magnetické reluktance části úseku magnetického obvodu délky l , průřezu S a permeability μ je dána vztahem [42]:

$$R_M = \frac{l}{\mu S} \text{ [H}^{-1}\text{]} \quad (57)$$

Magnetická reluktance vzduchové mezery je pak:

$$R_{VM}(t) = \frac{l_{VM}(t)}{\mu_{VM} S_{VM}} \text{ [H}^{-1}\text{]} \quad (58)$$

Dosazením do vztahu (56) získáváme:

$$\phi(t) = \frac{F_M}{R_{MO} + R_{VM}(t)} = \frac{F_M}{R_{MO} + \frac{l_{VM}(t)}{\mu_{VM} S_{VM}}} = \frac{F_M \mu_{VM} S_{VM}}{R_{MO} \mu_{VM} S_{VM} + l_{VM}(t)} \text{ [Wb]} \quad (59)$$

Derivace vztahu (59) podle času je pak rovna:

$$\frac{d\phi(t)}{dt} = - \frac{F_M \mu_{VM} S_{VM}}{(R_{MO} \mu_{VM} S_{VM} + l_{VM}(t))^2} \frac{dl(t)}{dt} \text{ [Wb/s]} \quad (60)$$

Dosazením (60) do rovnice (55) získáváme vztah pro výpočet generovaného elektromotorického napětí:

$$U_{BEMF}(t) = -N \frac{d\phi(t)}{dt} = \frac{N F_M \mu_{VM} S_{VM}}{(R_{MO} \mu_{VM} S_{VM} + l_{VM}(t))^2} \frac{dl_{VM}(t)}{dt} \text{ [V]} \quad (61)$$

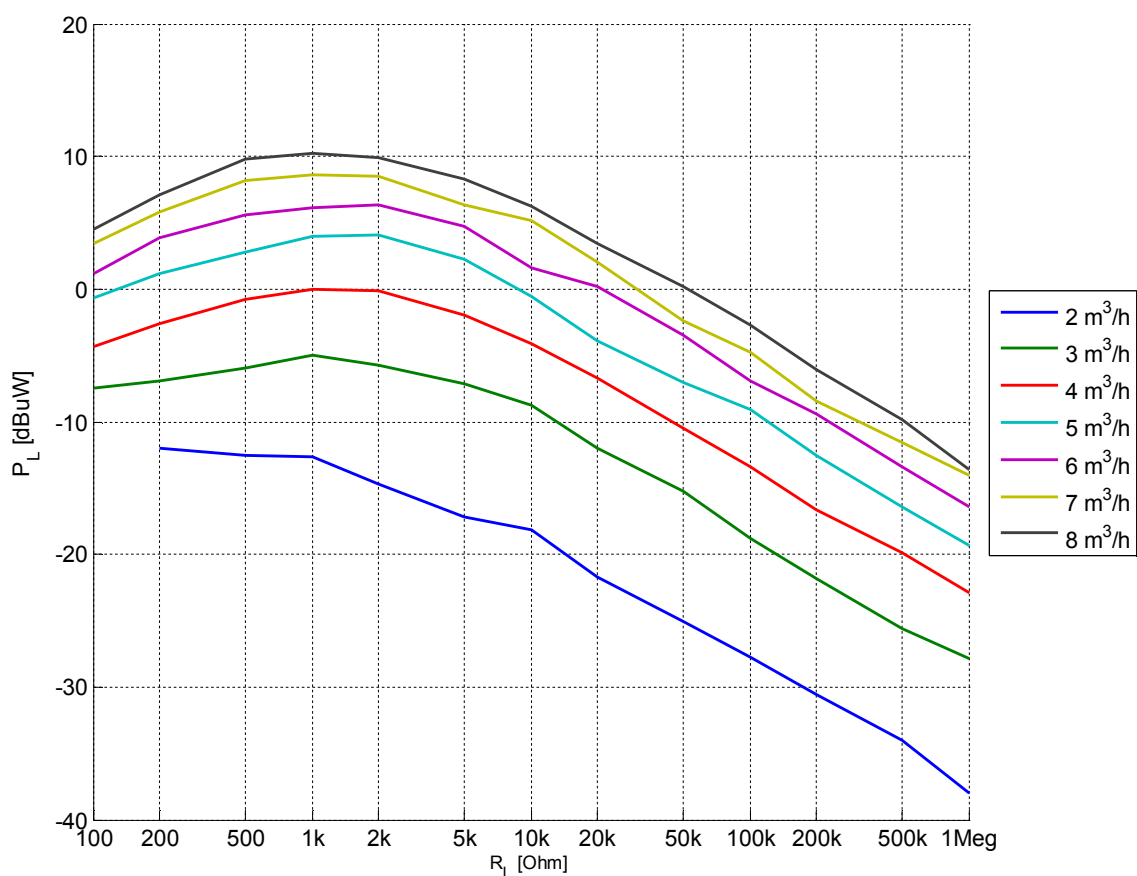
Generované elektromotorické napětí je tedy mimo jiné přímo úměrné počtu závitů N , “síle permanentního magnetu” reprezentované magnetomotorickou silou F_M a časové změně délky vzduchové mezery. Dále je nepřímo úměrné druhé mocnině magnetického odporu zbytku magnetického obvodu a délky vzduchové mezery.

7.3.2 Měření

Pro první prototyp magnetického generátoru byla použita snímací cívka s 3000 závitů, jejíž indukčnost byla $L = 198$ mH a odpor $R_L = 1,18$ k Ω .

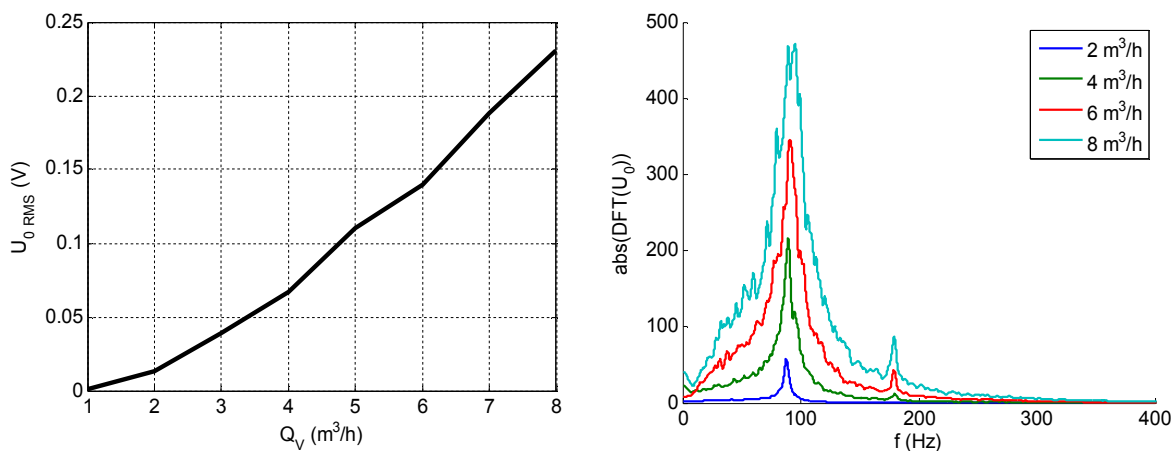
Tento prototyp byl měřen při stejných průtocích jako první piezoelektrický generátor. Bylo zde zaznamenáno znatelné zlepšení, nejvyšší hodnota generovaného výkonu byla $P_L = 10,66$ uW (10,27 dBuW) při zátěži 1k Ω , opět při hodnotě průtoku $Q_V = 8$ m³/h. Změřené křivky závislosti generovaného výkonu na zátěži jsou zobrazeny v grafu na obrázku 7.7, číselně jsou pak uvedeny v tabulce v příloze A.2. Měřené výkonové křivky zanesené v grafu na obrázku 7.7 nabývají maxima pro velikost zátěže 1 až 2 k Ω , což odpovídá vnitřnímu odporu měřicí cívky.

Ve srovnání s piezoelektrickým generátorem jsou tyto výsledky mnohem lepší. Výkonu $P_L = 1$ uW bylo dosaženo při průtoku 4 m³/h a zátěži 1 k Ω .



Obrázek 7.7: Závislost generovaného výkonu na zátěži pro první prototyp elektromagnetického generátoru

Kromě měření výkonu byla i zde opět provedena také měření výstupního napětí naprázdno. Obrázek 7.8 vlevo zobrazuje závislost efektivní hodnoty výstupního napětí naprázdno na objemovém průtoku, obrázek 7.8 vpravo zobrazuje modulová spektra měřených signálů.



Obrázek 7.8: Závislost efektivního hodnoty výstupního napětí naprázdno elektromagnetického generátoru (vlevo) a modulová spektra měřených signálů (vpravo)

V porovnání s měřením výstupního napětí naprázdno na piezoelektrickém generátoru dosahují efektivní hodnoty naprázdno na obrázku 7.8 přibližně dvojnásobných hodnot. Skutečnost, že generovaný výkon je v případě elektromagnetického generátoru několikanásobně vyšší je do velké míry dána nižší hodnotou vnitřní impedance elektromagnetického generátoru.

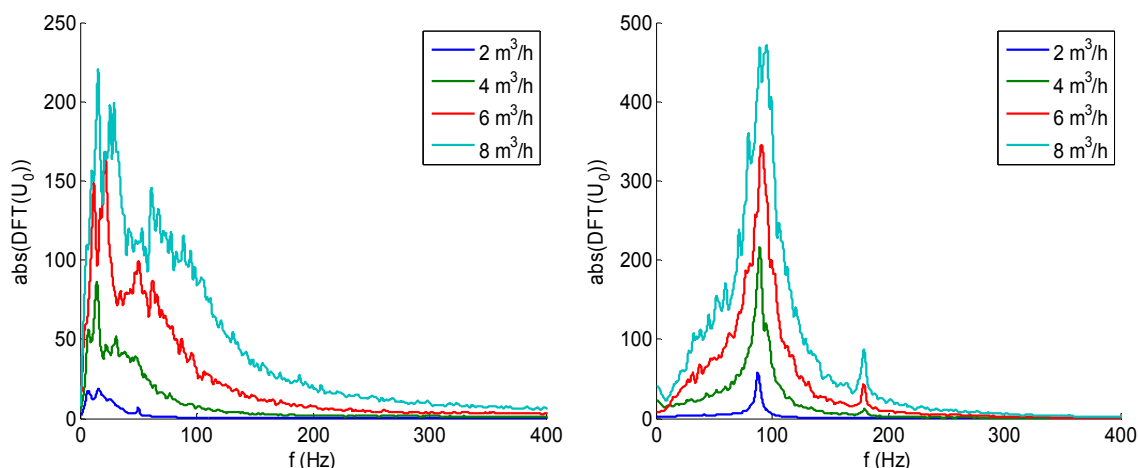
Modulová spektra výstupních napětí naprázdno na obrázku 7.8 vpravo ukazují, že v těchto signálech se vyskytuje jeden dominantní kmitočet, přibližně 90 Hz. Tento kmitočet je zároveň vlastním kmitočtem mechanického rezonátoru generátoru. Při vyšších hodnotách průtoku je ve spektrálních průbězích taktéž patrná druhá harmonická tohoto kmitočtu, tedy 180 Hz.

7.4 Elektromagnetický generátor – druhý prototyp

7.4.1 Provedené modifikace

První prototyp elektromagnetického generátoru je schopný do přizpůsobené zátěže při průtoku $Q_V = 8 \text{ m}^3/\text{h}$ dodávat přibližně 50krát vyšší výkon než sestrojený piezoelektrický generátor při stejném průtoku. Filtr pevných částic, na kterém je generátor instalován, je však obvykle provozován při nižších hodnotách průtoků [39]. Proto byla provedena opatření se záměrem zvýšení výkonu generovaného elektromagnetickým generátorem při nižších průtocích.

Jedním z důvodů, proč při nízkých hodnotách průtoku bylo s prvním elektromagnetickým generátorem dosaženo tak nízkých generovaných výkonů, může být jeho nedostatečné mechanické vybuzení na jeho vlastní frekvenci. Piezoelektrický generátor na rozdíl od elektromagnetického nemá žádný rezonující mechanický prvek, a proto lze spektrum jeho výstupního signálu považovat v tomto kontextu za spektrum budících signálů. Obrázek 7.9 srovnává modulová spektra generovaných signálů piezoelektrického generátoru (vlevo) a elektromagnetického generátoru (vpravo). Na základě srovnání těchto spekter lze soudit, že elektromagnetický generátor nebyl dostatečně vybuzen vlivem buzení převážně na kmitočtech nižších než jeho vlastní kmitočet. Proto byla provedena opatření s cílem snížení vlastního kmitočtu tohoto generátoru. Výsledkem těchto opatření byl druhý elektromagnetický prototyp.



Obrázek 7.9: srovnání modulových spekter výstupních signálů piezoelektrického generátoru (vlevo) a elektromagnetického generátoru (vpravo)

Vlastní kmitočet mechanického rezonátoru typu pružina – hmotnost je dán vztahem (viz kapitola 5.1):

$$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{k}{m}} \text{ [Hz]} \quad (62)$$

Kde k je tuhost pružiny a m je kmitající hmotnost. Snížení vlastního kmitočtu takového rezonátoru lze tedy docílit snížením tuhosti pružiny nebo zvýšením kmitající hmotnosti. Snížením vlastního kmitočtu při zachování amplitudy mechanické výchylky však dojde zároveň ke zmenšení členu

$$\frac{dl_{VM}(t)}{dt} \text{ [m/s]} \quad (63)$$

v rovnici (61), který reprezentuje časovou změnu délky vzduchové mezery magnetického obvodu. Tím by tedy došlo ke snížení amplitudy indukovaného elektromotorického napětí a tedy i generovaného elektrického výkonu. Se snížením vlastního kmitočtu bylo tedy zároveň třeba zvýšit amplitudu mechanických kmitů. Proto byl tento generátor mechanicky upraven tak, aby svou konstrukcí více zasahoval do proudu kapaliny proudící směrem k výstupu filtru pevných částic a mechanická výchylka rezonátoru (tedy změna délky vzduchové mezery) byla tak zvýšena. Přidáním této další části konstrukce generátoru zároveň došlo ke zvýšení hmotnosti kmitající části a tím tedy i k požadovanému snížení vlastního kmitočtu.

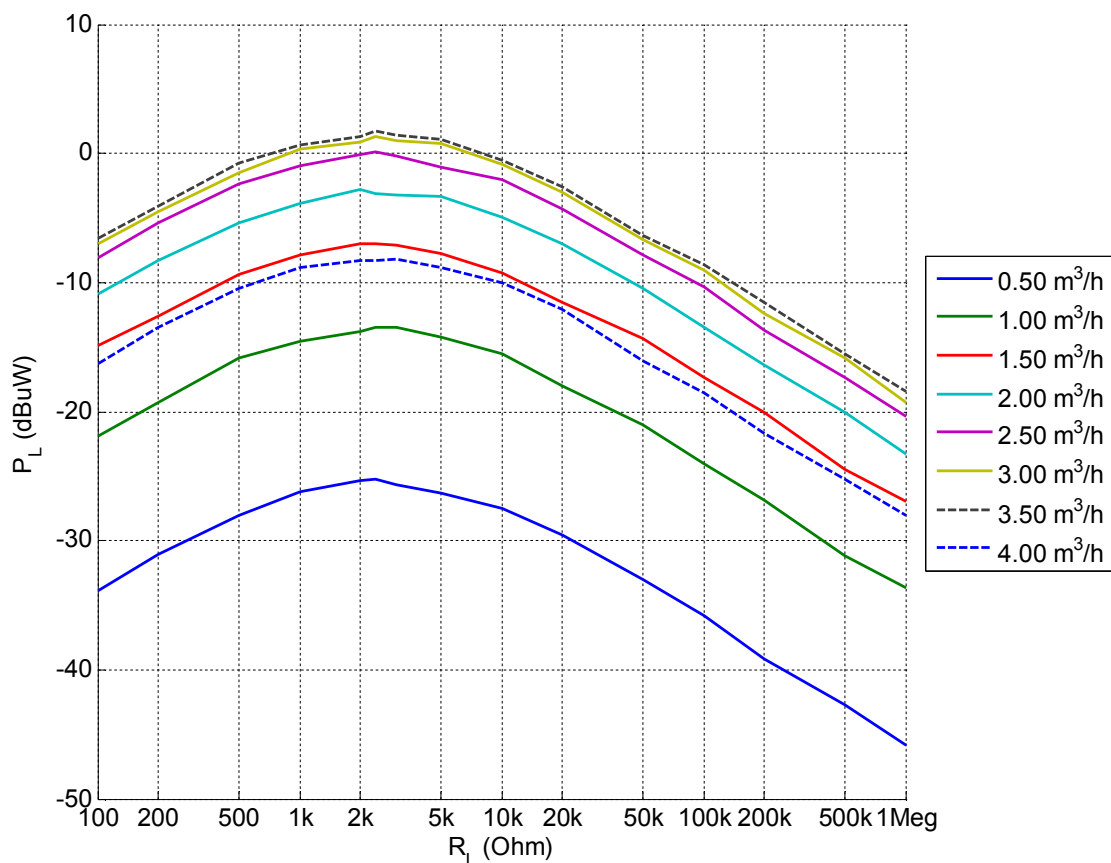
Další úpravou provedenou se záměrem zvýšení generovaného výkonu bylo zdvojnásobení počtu závitů cívky. Cívka v tomto prototypu tedy měla 6000 závitů, indukčnost $L = 792 \text{ mH}$ a odpor $R = 2,36 \text{ k}\Omega$.

7.4.2 Měření

Vzhledem k záměru zvýšení generovaného výkonu na nižších hodnotách průtoků než v předchozích případech byl tento generátor měřen pro rozsah průtoků 0,25 až 4 m³/h

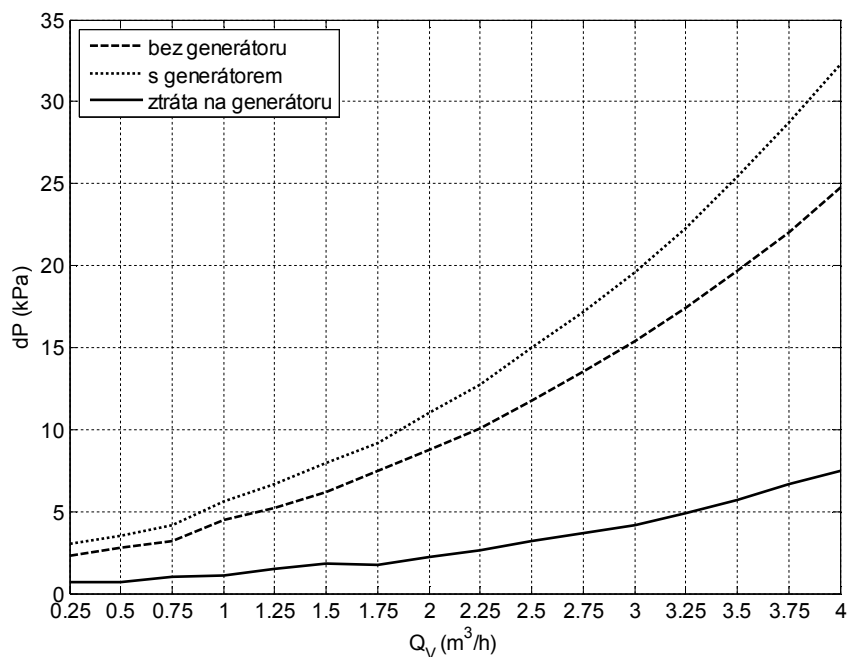
s krokem $\Delta Q_V = 0,25 \text{ m}^3/\text{h}$. Kvůli těmto požadavkům bylo měření realizováno na odlišném testovacím pracovišti než předchozí generátory, které takto nízký krok nastavení průtoku umožňovalo.

Graf zobrazující výsledky měření generovaného výkonu zobrazuje obrázek 7.10. Tabulky měřených hodnot jsou uvedeny v příloze A.3. Nejvyšší hodnota generovaného výkonu byla $P_L = 1,44 \text{ uW}$ a byla dosažena při průtoku $Q_V = 3,5 \text{ m}^3/\text{h}$ při hodnotě odporové zátěže $R_L = 2,36 \text{ k}\Omega$, což je i přesná hodnota odporu snímací cívky.



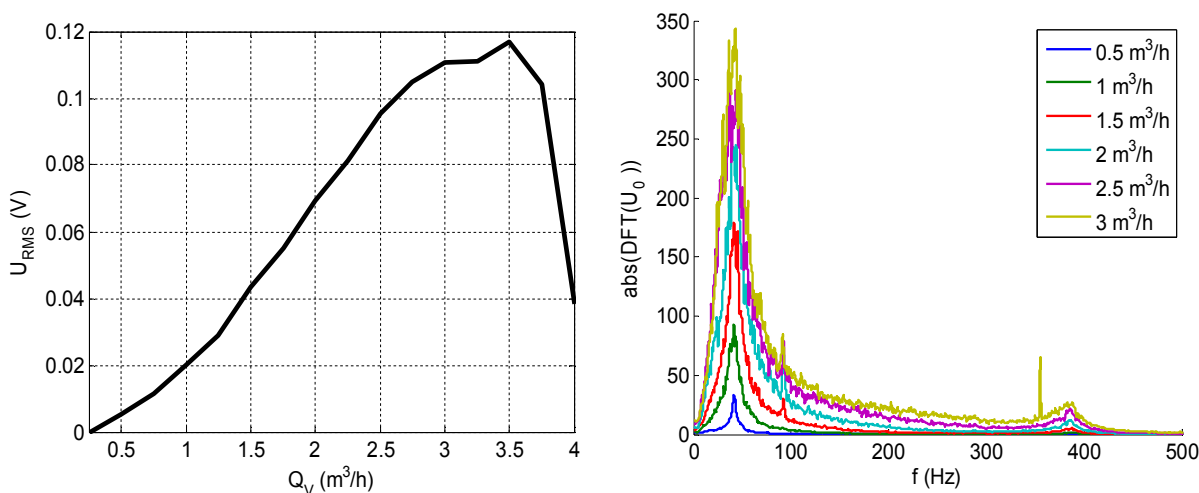
Obrázek 7.10: Graf závislosti generovaného výkonu na odporové zátěži elektromagnetického generátoru (2. prototyp)

Na zmíněném měřicím pracovišti bylo možné přesné měření tlakové ztráty na filtru pevných částic, ve kterém byl generátor instalován. Graf na obrázku 7.11 zobrazuje závislost tlakové ztráty na průtoku pro případ měření na samotném filtru bez generátoru, s generátorem, a také rozdíl těchto měření, který odpovídá tlakové ztrátě způsobené samotným generátorem.



Obrázek 7.11: Závislost tlakové ztráty na objemovém průtoku

Kromě měření výkonu bylo taktéž provedeno měření výstupního napětí naprázdno. Obrázek 7.12 vlevo zobrazuje závislost efektivní hodnoty výstupního napětí naprázdno na objemovém průtoku, obrázek 7.12 vpravo pak stejně jako v předchozích případech průběhy modulových spekter měřených signálů.



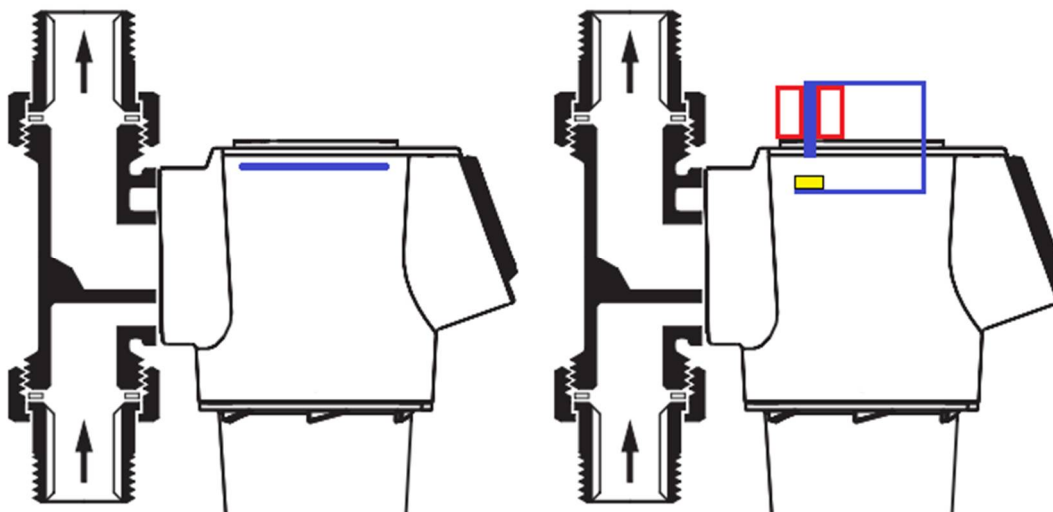
Obrázek 7.12: Graf závislosti efektivní hodnoty výstupního napětí naprázdno druhého elektromagnetického generátoru (vlevo) a příslušná modulová spektra (vpravo)

Z grafu na obrázku 7.12 vlevo je patrné, že při překročení hodnoty $Q_V = 3,5 \text{ m}^3/\text{h}$ došlo k prudkému poklesu výstupního napětí. Lze předpokládat, že při průtocích vyšších než tato hodnota došlo vlivem velkého silového působení na upravenou mechanickou konstrukci k výraznému omezení mechanických kmitů generátoru. Obrázek 7.12 vpravo ilustruje spektrální složení signálu. Zde je vidět předpokládaný

posun vlastního kmitočtu generátoru do oblasti nižších hodnot kmitočtů, vlastní kmitočet generátoru byl po provedených modifikacích snížen na 45 Hz.

7.5 Srovnání prototypů

V předchozích kapitolách byla shrnuta měření jednotlivých sestavených prototypů elektrických generátorů, z nichž jeden využíval piezoelektrického jevu, zbylé dva využívaly Faradayova jevu elektromagnetické indukce.



Obrázek 7.13: Nákres umístění piezoelektrického měniče do filtru pevných částic (vlevo) a principiální nákres elektromagnetického generátoru (vpravo)

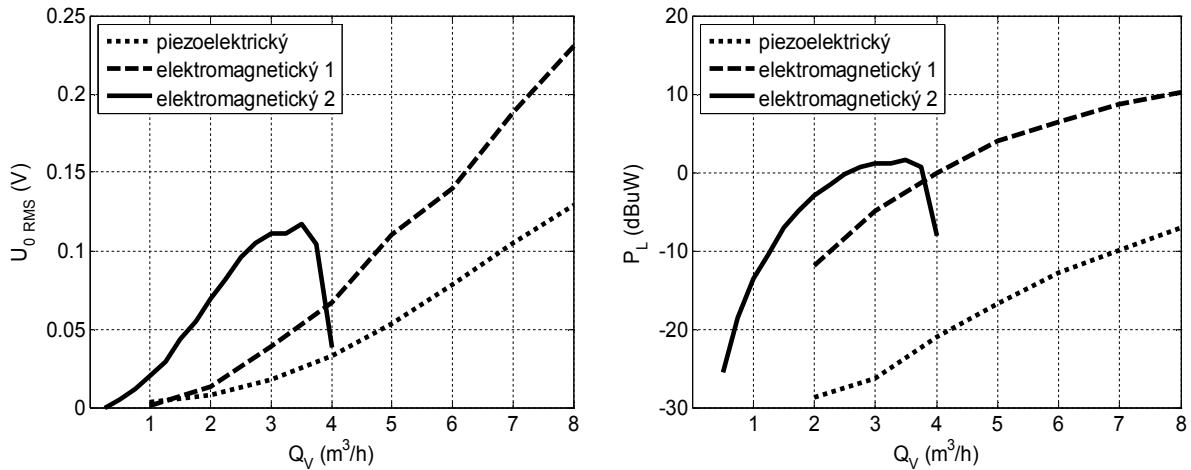
Na obrázku 7.13 vlevo je modrou čarou znázorněno umístění piezoelektrického měniče ve filtru pevných částic F74CS [39]. Na obrázku 7.13 vpravo je principiální náčrt elektromagnetického generátoru – žlutou barvou je znázorněn permanentní magnet a červenou barvou je znázorněno umístění snímací cívky vně filtru. Modrou barvou je pak nakreslen magnetický obvod tvořený kovovým jádrem cívky a magneticky vodivým plechem, který v oblasti uvnitř filtru zároveň zastává funkci pružiny mechanického rezonátoru. Tabulka 7.2 pak uvádí zásadní elektrické vlastnosti jednotlivých zkonstruovaných a změřených generátorů.

Tabulka 7.2: Elektrické vlastnosti jednotlivých zkonstruovaných prototypů

generátor	piezoelektrický	elektromagnetický 1	elektromagnetický 2
vnitřní impedance	$C = 210 \text{ nF}$	$L = 198 \text{ mH}$, $R = 1,18 \text{ k}\Omega$	$L = 792 \text{ mH}$, $R = 2,36 \text{ k}\Omega$
počet závitů	-	3000	6000
Přizpůsobená odporová zátěž	20 – 50 $\text{k}\Omega$	1,18 $\text{k}\Omega$	2,36 $\text{k}\Omega$

Obrázek 7.14 vlevo srovnává dosažená výstupní napětí naprázdno v závislosti na

průtoku, obrázek 7.14 vpravo srovnává maximální generované výkon do přizpůsobené zátěže v logaritmickém měřítku. Jak již bylo zmíněno, druhý elektromagnetický generátor byl měřen pro nižší rozsahy průtoků než předchozí generátory. Maximální dosažené hodnoty generovaných výkonů pro jednotlivé generátory a podmínky, za nichž byly naměřeny, uvádí tabulka 7.3.



Obrázek 7.14: Srovnání výstupních napětí naprázdno jednotlivých generátorů (vlevo) a srovnání výkonů na přizpůsobené zátěži (vpravo)

Tabulka 7.3: Maximální dosažené hodnoty výstupních výkonů jednotlivých prototypů

generátor	P_{MAX} [uW]	Q_V [m^3/h]	R_L [Ω]
piezoelektrický	0,199	8	20k
elektromagnetický 1	10,66	8	1k
elektromagnetický 2	1,44	3,5	2,36k

Z grafů na obrázku 7.14 je patrné, že provedenými úpravami elektromagnetického generátoru došlo ke zvýšení efektivní hodnoty generovaného napětí naprázdno i výkonu na přizpůsobené odporové zátěži pro hodnoty průtoků $Q_V < 3,5 \text{ m}^3/\text{h}$. I přes tento úspěch jsou ale střední hodnoty generovaných výkonů nízké. Pokud by měl zůstat zachován základní koncept generátoru, bylo by podle rovnice (61) možné další navýšení výkonu následujícími způsoby:

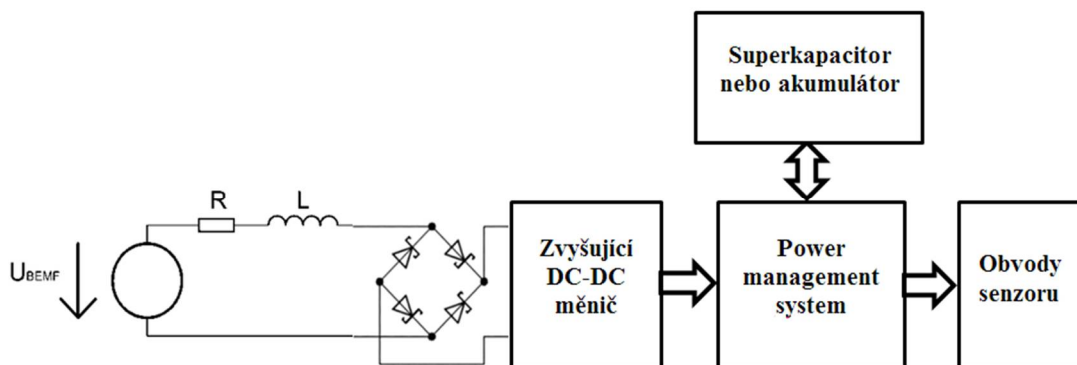
- Opětovné zvýšení počtu závitů cívky – nevýhodou je zvýšení vnitřního odporu generátoru a jeho vnějších rozměrů
- Snížení střední hodnoty vzduchové mezery magnetického obvodu – nevýhodou je zvýšení silového působení permanentního magnetu a jádra cívky, čímž by byly tlumeny mechanické oscilace
- Použití silnějšího permanentního magnetu – opět by došlo k většímu tlumení vlivem vzájemného silového působení magnetu a jádra cívky
- Použitím materiálů s lepšími magnetickými vlastnostmi

- Zvětšení amplitudy mechanických kmitů magnetu generátoru – pomocí vhodného návrhu mechanické části generátoru na základě lepší znalosti charakteru proudění vody v daném místě
- Úpravou rychlosti a směru proudění vody před generátorem

Jako nejvhodnější cesta ke zvýšení hodnot generovaných výkonů se tedy jeví optimalizace směru a rychlosti proudění vody před generátorem a také tvaru a umístění mechanické konstrukce generátoru. Pro efektivní výsledky těchto úprav je potřebná přesná znalost charakteru proudění vody v daném místě a jeho závislost na hodnotě objemového průtoku. Takové postupy však přesahují rozsah této práce, proto jsou zde dosažené výsledky pro účely této práce považovány za konečné.

8 OBVODY PRO NAKLÁDÁNÍ S ELEKTRICKOU ENERGIÍ

Pokud má být energie generovaná navrženým generátorem použita pro napájení elektronických obvodů navrhovaného senzoru, musí být vhodným způsobem zpracována. Princip běžného obvodu pro nakládání s elektrickou energií dodávanou elektromagnetickým generátorem lze popsat blokovým schématem na obrázku 8.1. S výhodou lze využít speciálních integrovaných obvodů určených pro energy harvesting, které v sobě zpravidla sdružují jeden nebo více DC-DC měničů, logiku power managementu pro nabíjení akumulátoru a regulaci výstupů, a také obvody zajišťující optimální impedanční přizpůsobení konkrétnímu typu generátoru. Po připojení několika externích součástek (zejména kondenzátorů a indukčností nebo transformátorů pro měniče) a přivedení stejnosměrného napětí na jejich vstup tedy mohou zajišťovat funkci celé napájecí části zařízení. Příklady takových obvodů jsou BQ25570 [44] od společnosti Texas Instruments nebo LTC3108 [45] od společnosti Linear Technology.



Obrázek 8.1: Obecné schéma senzoru napájeného pomocí elektromagnetického generátoru

Vzhledem k požadavku těchto obvodů na stejnosměrné vstupní napětí by bylo potřeba pro aplikaci s elektromagnetickým generátorem generované napětí usměrnit. Zmíněné obvody navíc jsou schopny pracovat až od jistých hodnot vstupních napětí a proudů, tyto limitní hodnoty jsou uvedeny v tabulkách 8.1 a 8.2. Jednotliví výrobci používají rozdílnou terminologii i strukturu obvodů, proto jsou tyto údaje uvedeny ve zvláštních tabulkách. Terminologie výrobců byla pro oba obvody zachována, pro bližší informace se čtenář může obrátit na katalogové listy zmíněných obvodů [44, 45].

Tabulka 8.1: Minimální požadavky pro funkci obvodu BQ25570 [44]

studený start (zásobní kondenzátor je vybitý)	$U_{IN(DC)}$ [mV]	330
	P_{IN} [uW]	15
po studeném startu (měnič ve standardních podmínkách)	$U_{IN(DC)}$ [mV]	100
	P_{IN} [uW]	5

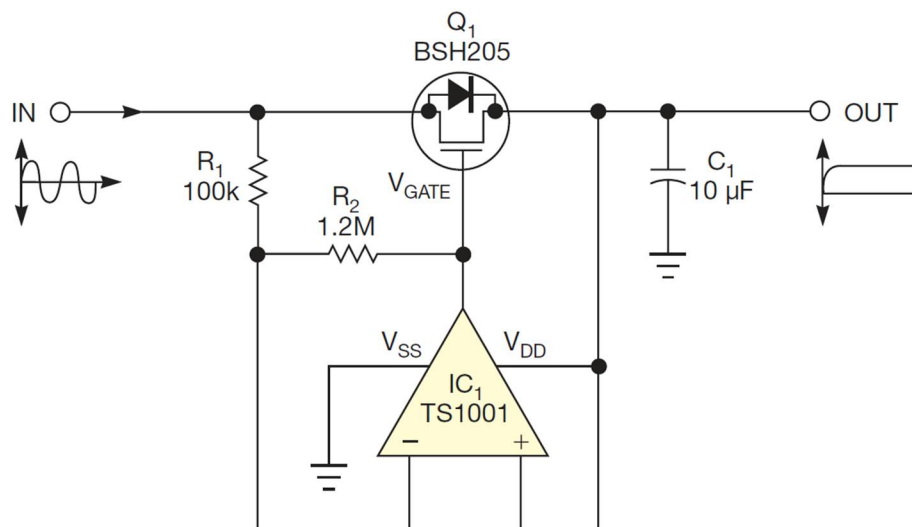
Tabulka 8.2: Minimální požadavky pro funkci obvodu LTC3108 [45]

$U_{IN(Start-Up)}$ [mV]	20
$I_{IN(No-Load)}$ [mA]	3
$*P_{IN} = U_{IN(Start-Up)} * I_{IN(No-Load)}$ [uW]	60

Vzhledem k nízkým hodnotám výstupních napětí a výkonů navržených generátorů (viz obrázek 7.14) není v této aplikaci použití těchto obvodů možné. Stejně tak použití pasivního diodového usměrňovače dle obrázku 8.1 je značně nevýhodné z důvodu vysokých ztrát. Následující text se proto zabývá rozbohem a simulací dvou obvodů, které by byly pro aplikaci se zkonstruovanými generátory vhodnější – konkrétně aktivního napěťového zdvojovače s operačními zesilovači a zvyšujícího AC-DC měniče.

8.1 Aktivní napěťový zdvojovač s operačními zesilovači

Nevýhody pasivního usměrňovače v podobě vysokých ztrát na usměrňovacích diodách může do jisté míry kompenzovat zapojení aktivního usměrňovače [46], viz obrázek 8.2. Již z názvu je ale zřejmé, že takový obvod vyžaduje externí napájení a pro kladnou energetickou bilanci by bylo nutné zajistit, aby energie spotřebovaná tímto obvodem byla nižší než energie dodávaná generátorem.



Obrázek 8.2: Schéma zapojení aktivního usměrňovače, převzato z [46]

Literatura [46] uvádí možnost použití aktivního usměrňovače, který svůj výstup využívá k napájení aktivního prvku obvodu. Tím je v tomto případě operační zesilovač TS1001 [47], který je schopný pracovat v rozsahu napájecích napětí 0,65 až 2,5 V a jeho typický proudový odběr bez zátěže je $I_{CC} = 0,6 \text{ uA}$ při $U_{CC} = 0,8 \text{ V}$ [47].

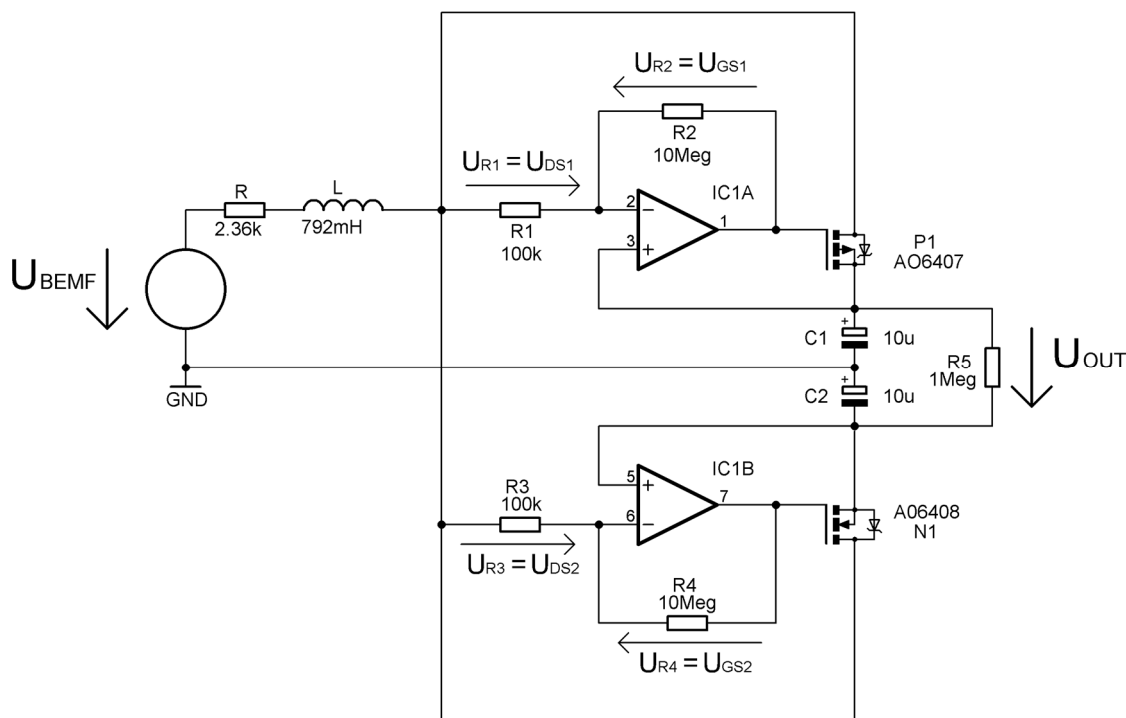
K aktivnímu usměrňování u obvodu na obrázku 8.2 tedy dochází až tehdy, kdy na kondenzátoru na výstupu obvodu je napětí větší než spodní limit napájecího napětí operačního zesilovače. Do té doby je usměrňování realizováno prostřednictvím

substrátových diod spínacího tranzistoru MOSFET. Předpokladem pro energetickou samostatnost takového usměrňovače je tedy dostatečně velká amplituda vstupního napětí, které přes substrátovou diodu spínacího MOSFETu nabije výstupní kondenzátor minimálně na napětí 0,65 V a umožní tak spuštění operačního zesilovače.

Další možností je napájení operačního zesilovače například z baterie tak, aby usměrňoval už od nižších hodnot vstupního napětí. Efektivita je poté ale diskutabilní a systém by navíc musel být vybaven obvodem pro detekci vstupní aktivity, který by zajistil, že operační zesilovač aktivního usměrňovače bude napájen pouze tehdy, kdy je generátor mechanicky buzen a na vstupu usměrňovače je tedy nenulové napětí.

I přes uvedené nevýhody byla provedena simulace tohoto obvodu modifikovaného do podoby aktivního zdvojovače dle schématu na obrázku 8.3. Pro usměrňování kladných vstupních napětí byl použit MOSFET s indukovaným kanálem typu P stejně jako v původním schématu na obrázku 8.2, pro záporné půlčiny pak byl použit MOSFET s indukovaným kanálem typu N. Následující úsek textu popisuje princip funkce simulovaného zdvojovače, za ním jsou uvedeny grafické výstupy simulace.

Pokud budeme uvažovat, že operační zesilovač má mezi svými vstupy nulové napětí a že proud do jeho vstupů je taktéž nulový, lze úbytky napětí na jednotlivých rezistorech obvodu položit rovné napětím mezi svorkami spínacích MOSFETů tak, jak je naznačeno na schématu na obrázku 8.3.



Obrázek 8.3: aktivní napěťový zdvojovač s operačními zesilovači

Operační zesilovače jsou zde zapojeny jako invertující zesilovače. Pro řídicí napětí U_{GS1} tranzistoru P1 tedy platí:

$$U_{GS1} = -\frac{R_2}{R_1} U_{DS1} \text{ [V]} \quad (64)$$

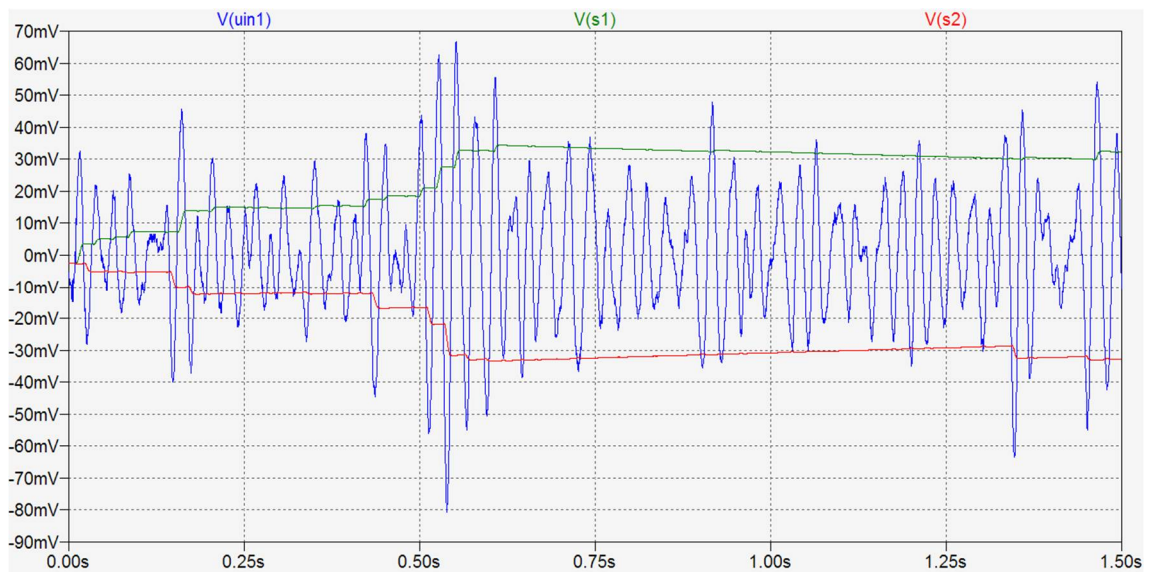
Je – li tedy vstupní napětí zdvojovače kladné a větší než napětí na svorce S tranzistoru P1, dochází k otevření tranzistoru P1 záporným napětím U_{GS1} .

Pro napětí U_{GS2} tranzistoru N1 pak analogicky platí:

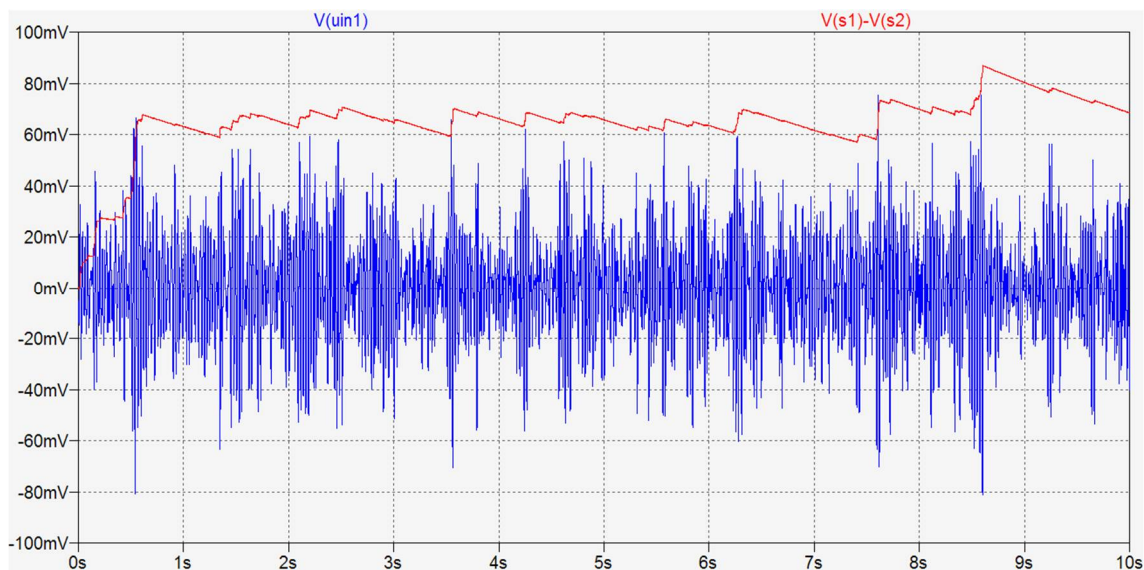
$$U_{GS2} = -\frac{R_4}{R_3} U_{DS2} \text{ [V]} \quad (65)$$

Je-li tedy vstupní napětí zdvojovače záporné a menší než napětí na svorce S tranzistoru N1, dochází k otevření tranzistoru N1 kladným napětím U_{GS2} .

Poměr odporů rezistorů $R2/R1$ (respektive $R4/R3$) řídí zesílení invertujících zesilovačů a zvýšením těchto poměrů lze dosáhnout otevření tranzistorů už při nižších úbytcích napětí mezi svorkami D a S. Z tohoto důvodu byly rezistory $R2$ a $R4$ pro účely simulace nastaveny na hodnotu $10 \text{ M}\Omega$, narozdíl od původního schématu na obrázku 8.2. V simulaci byly operační zesilovače napájeny externím zdrojem symetrického napětí, použité modely MOSFETů byly AO6407 pro P1 a AO6408 pro N1. Simulace zahrnovala vliv vnitřní impedance reálného generátoru ($R_{IN} = 2,36 \text{ k}\Omega$ a $L_{IN} = 792 \text{ mH}$) a jako napětí zdroje U_{BEMF} byl použit signál měřený na generátoru při výstupu naprázdno a průtoku $Q_V = 1 \text{ m}^3/\text{h}$. Na obrázku 8.4 je uveden detail časového průběhu vstupního napětí a napětí na svorkách S tranzistorů N1 a P1. Na obrázku 8.5 je pak uveden delší časový průběh vstupního a výstupního napětí aktivního zdvojovače s operačními zesilovači.



Obrázek 8.4: detail časového průběhu vstupního a výstupních napětí zdvojovače



Obrázek 8.5: Časový průběh vstupního a výstupního napětí aktivního zdvojovače s operačními zesilovači

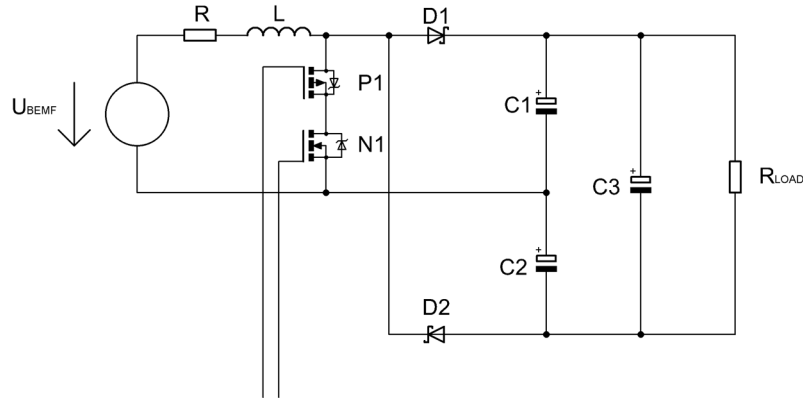
Obdobného efektu aktivního zdvojovače lze rovněž docílit obvodem s komparátory, viz [48].

8.2 Zvyšující AC-DC měnič

Poměrně elegantní možností je využití cívky generátoru jako indukčnosti zvyšujícího měniče dle schématu na obrázku 8.6 [49], kde tranzistory MOSFET N1 a P1 realizují spínač měniče. Pokud by byl použit pouze jeden z nich, mohlo by vlivem střídavého vstupního napětí docházet k nechtěnému otevírání spínače skrz substrátovou diodu MOSFETu. Pokud jsou použity dva tranzistory MOSFET s kanály opačné vodivosti spojenými do série podle obrázku 8.6, jejich substrátové diody jsou spojeny svými katodami a k nechtěnému otevření takového spínače nemůže dojít. Periodickým spínáním obou těchto tranzistorů dochází k opakovanému zkratování výstupu elektromagnetického generátoru. Po jejich rozepnutí se cívka generátoru snaží zachovat směr proudu, který skrz ni prochází, a vlivem toho se na ní indukuje napětí opačné polarity. Toto napětí má shodný směr s aktuální polaritou zdroje magnetomotorického napětí U_{BEMF} , tato napětí se proto sčítají. V případě kladné půlvlny vstupního napětí je pak otevřena dioda D1, v případě záporné půlvlny vstupního napětí pak vede dioda D2. Přes diodu se pak nabíjí kondenzátor C1 nebo C2 a C3, který je paralelně připojen k zátěži.

Výstupní napětí takového obvodu je funkcí středy spínání tranzistorů P1 a N1. Nevýhodou takového obvodu je nutná přítomnost dalších aktivních obvodů – generátoru řídicích signálů pro spínací tranzistory a také regulačního obvodu pro regulaci středy dle hodnoty výstupního napětí. Pro kladnou energetickou bilanci celého obvodu by energie spotřebovaná těmito aktivními obvody musela být nižší než energie dodaná generátorem snižená o ztráty na diodách a spínacích tranzistorech. Další nevýhoda pro tuto aplikaci je stejná jako v případě aktivního usměrňovače – bylo by nutné zajistit, aby veškeré aktivní obvody měniče spotřebovávaly energii pouze při

nenulové hodnotě průtoku.



Obrázek 8.6: Principiální zapojení zvyšujícího AC-DC měniče

Pro ověření funkce byl obvod dle schématu na obrázku 8.6 simulován v prostředí obvodového simulátoru LTSpice. Pro účely simulace byly spínací tranzistory nahrazeny ideálním spínačem, velikost zátěže byla 1 M Ω . Jako modely Schottkyho diod byly použity BAT54 [50], hodnoty kondenzátorů C1 = C2 = C3 byly zvoleny 1 μ F. Jako vstupní napětí obvodu byl stejně jako v předchozí simulaci použit signál napětí naprázdno změřený na zkonstruovaném generátoru při průtoku $Q_V = 1 \text{ m}^3/\text{h}$. Simulace dále zahrnovala vnitřní impedanci generátoru, tedy odpor $R_{IN} = 2,36 \text{ k}\Omega$ a indukčnost $L_{IN} = 792 \text{ mH}$. Výstup nebyl regulován, spínání ideálního spínače probíhalo s konstantní frekvencí a střídou.

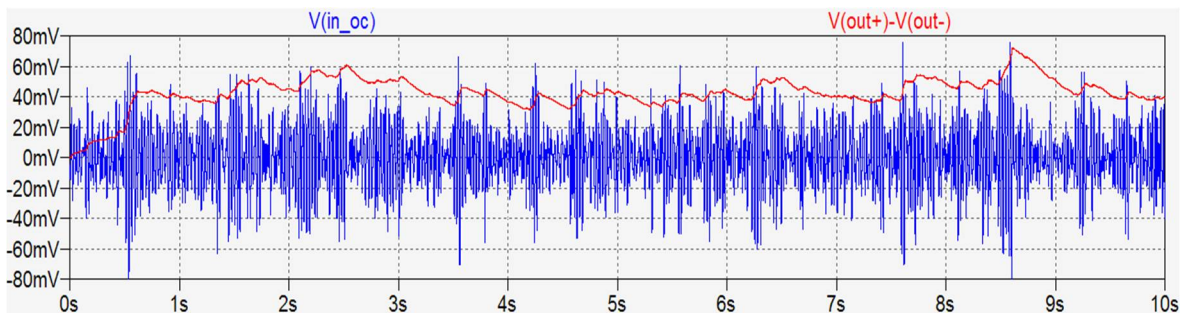
Literatura [49] uvádí doporučení pro provoz takového měniče v režimu nespojitých proudů pro dosažení vyšší účinnosti. Doba sepnutí tranzistorů byla pro účely simulace určena stejná, jako je časová konstanta vinutí:

$$T_{ON} = \tau = \frac{L}{R} = \frac{0,792}{2360} = 336 \mu\text{s} \quad (66)$$

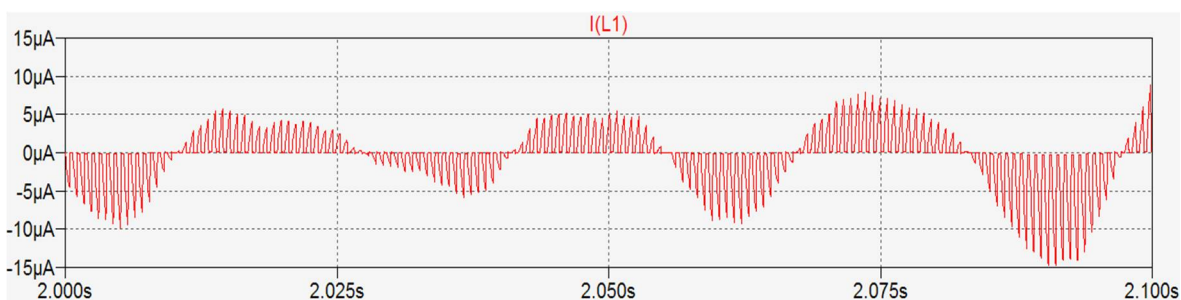
Střída byla zvolena $D = 0,5$, frekvence spínání je poté:

$$f_{SW} = \frac{D}{T_{ON}} = \frac{0,5}{336 \cdot 10^{-6}} = 1488 \text{ Hz} \quad (67)$$

Při těchto podmínkách bylo dodrženo doporučení pro provoz měniče v režimu nespojitých proudů. Na obrázku 8.7 je uveden průběh vstupního a výstupního napětí obvodu. Obrázek 8.8 pak ukazuje detail časového průběhu proudu indukčnosti.



Obrázek 8.7: Průběh vstupního a výstupního napětí simulovaného AC-DC měniče



Obrázek 8.8: Detail časového průběhu proudu indukčnosti AC-DC měniče

8.3 Shrnutí

V této kapitole byla zvážena možnost použití speciálních integrovaných obvodů pro energy harvesting. Na základě minimálních hodnot jejich vstupních napětí a výkonů a nutnosti stejnosměrného vstupního napětí však bylo usouzeno, že jsou pro tuto aplikaci nepoužitelné. Proto byly následně uvedeny a simulovány aktivní obvody, které byly pro použití se zkonstruovaným elektromagnetickým generátorem považovány za vhodnější.

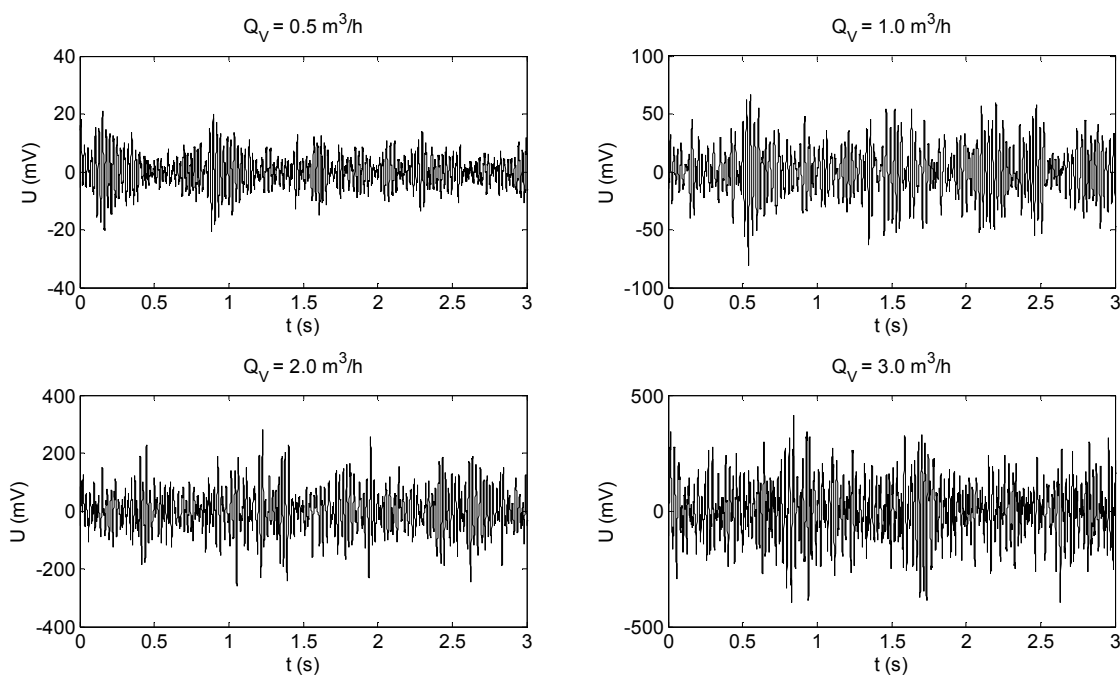
Pro realizaci měření pomocí navrhovaného senzoru bylo na základě velmi nízkých hodnot generovaných výkonů rozhodnuto pro napájení senzoru z baterií. V kapitole 15 je na základě měření spotřeby navrženého senzoru proveden výpočet energetické bilance senzoru a je diskutována možnost energy harvesting pro napájení tohoto senzoru sestaveným generátorem.

9 MĚŘENÍ PRŮTOKU

V předchozím textu byly analyzovány signály měřené na odporové zátěži, klíčovým parametrem byla střední hodnota generovaného výkonu. Kromě generování elektrické energie má zkonstruovaný generátor sloužit rovněž jako senzor průtoku. Pro ověření možnosti využití takového generátoru jako senzoru slouží následující část textu. Pro následující analýzy byl zvolen poslední ze sestavených generátorů. Důvodem pro tuto volbu byl fakt, že tento prototyp vykazoval největší citlivost pro nízké hodnoty průtoků a jeví se tak pro snímání průtoku jako nejvhodnější.

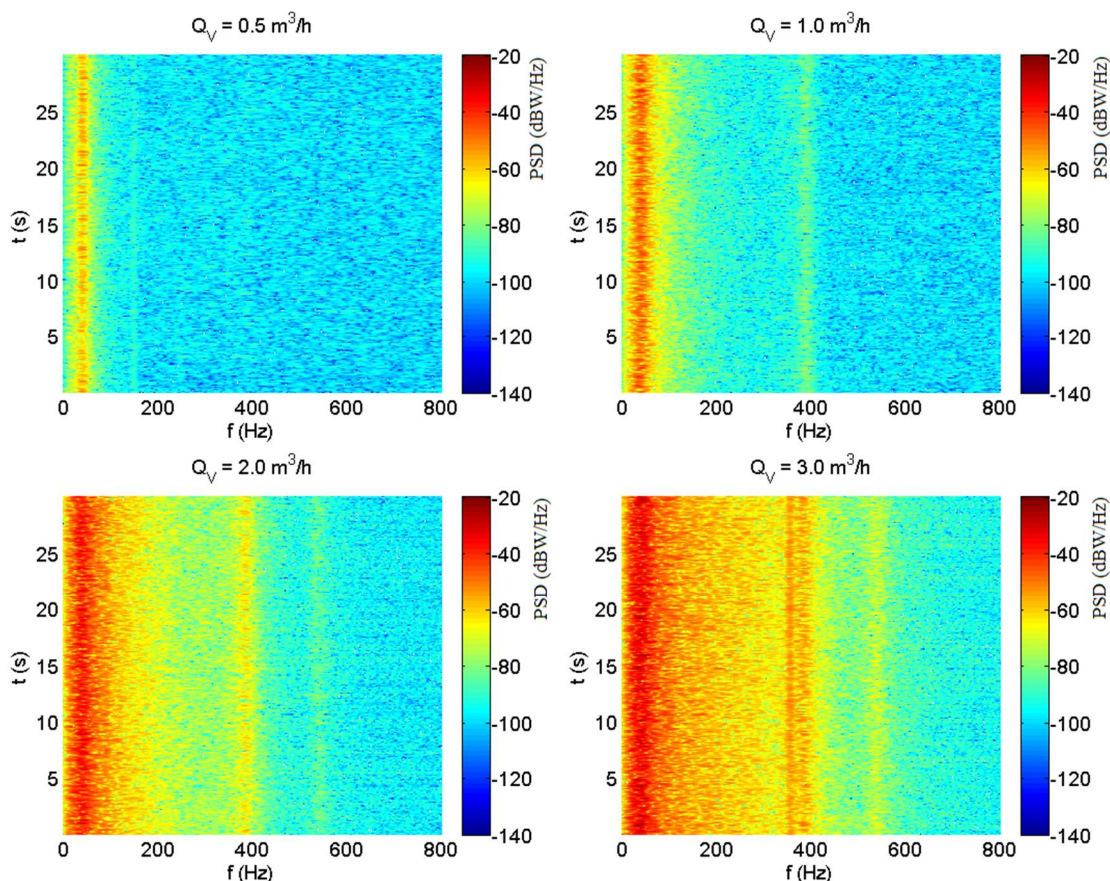
Při vyhodnocování efektivní hodnoty z celého měřeného signálu délky 30 sekund (viz obrázek 7.12 vlevo) byla zřejmá jistá úměra mezi hodnotou objemového průtoku a efektivní hodnotou generovaného napětí. Předpokládané změny průtoku však mohou být rychlejší a proto není vyhodnocování efektivní hodnoty takto dlouhého úseku signálu vhodnou měřicí metodou. Je tedy třeba získat informaci o průtoku z kratších úseků signálu.

Grafy na obrázku 9.1 zobrazují časové průběhy úseku měřených signálů pro hodnoty průtoků $Q_V = 0,5 \text{ m}^3/\text{h}$, $1 \text{ m}^3/\text{h}$, $2 \text{ m}^3/\text{h}$ a $3 \text{ m}^3/\text{h}$. Z těchto grafů je patrné, že amplituda signálu není v čase konstantní a obálka signálu se v čase náhodně mění.



Obrázek 9.1: Časové průběhy výstupního napětí elektromagnetického generátoru naprázdno

Z průběhů modulových spekter na obrázku 7.12 vpravo lze soudit, že měřené signály mají jeden dominantní kmitočet. Průběhy těchto modulových spekter však byly počítány z celého měřeného signálu délky 30 sekund a nevypovídají tedy o časovém vývoji spektrálního složení signálu. Proto byl signál analyzován pomocí spektrogramů zobrazených na obrázku 9.2.



Obrázek 9.2: Spektrogramy výstupních napětí elektromagnetického generátoru naprázdno

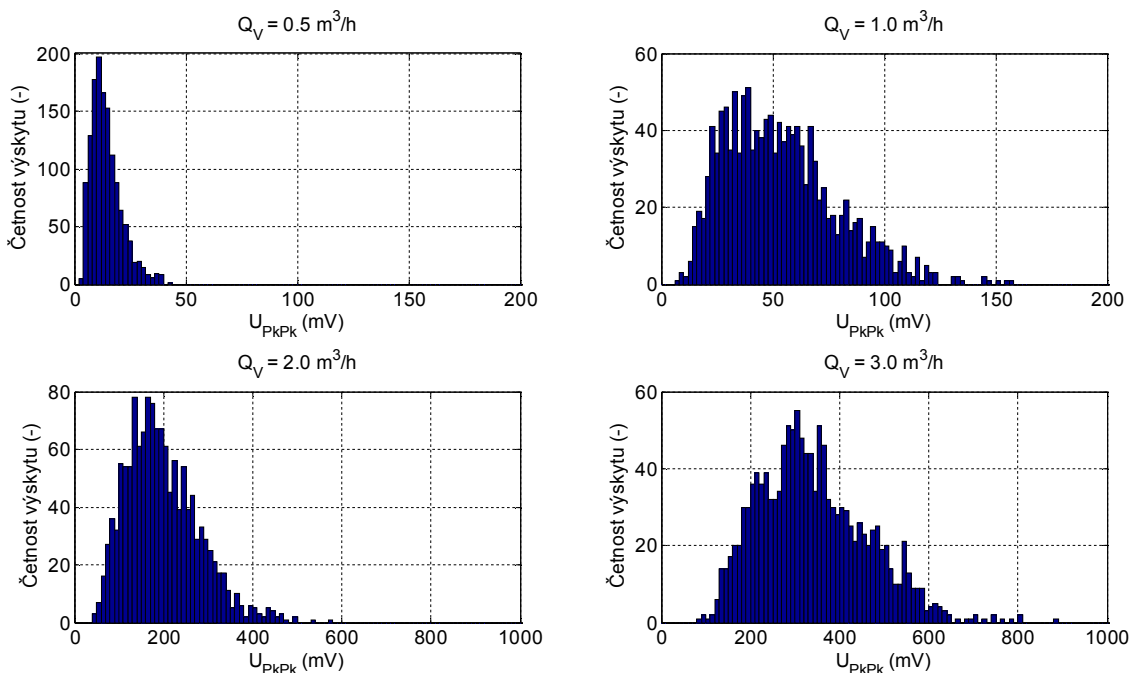
Spektrogramy na obrázku 9.2 potvrzují, že při konstantním průtoku se spektrální složení měřených signálů prakticky nemění. Proto bylo k signálu přistupováno jako ke kvaziperiodickému signálu s frekvencí shodnou s vlastní frekvencí mechanického oscilátoru generátoru, tedy $f_0 = 45$ Hz. Pro statistické vyhodnocení amplitudy byl měřený signál délky 30 sekund rozdělen na časové úseky odpovídající periodě:

$$T_0 = \frac{1}{f_0} = \frac{1}{45} \doteq 22,22 \text{ ms} \quad (68)$$

V jednotlivých periodách měřeného signálu byla poté vyhodnocována mezišpičková hodnota tohoto signálu dle vztahu:

$$U_{PKPK} = \max(u_{Tn}) - \min(u_{Tn}) \text{ [V]} \quad (69)$$

Kde u_{Tn} je n -tá vyhodnocovaná perioda signálu. Vyhodnocované mezišpičkové hodnoty byly poté zaneseny do histogramů na obrázku 9.3. Pro hodnoty průtoku $Q_V = 0,5$ a $1 \text{ m}^3/\text{h}$ byla šířka sloupce histogramu 2 mV, pro průtoky $Q_V = 2$ a $3 \text{ m}^3/\text{h}$ byla šířka sloupce histogramu 10 mV.



Obrázek 9.3: Histogramy mezišpičkových hodnot výstupních napětí elektromagnetického generátoru naprázdno

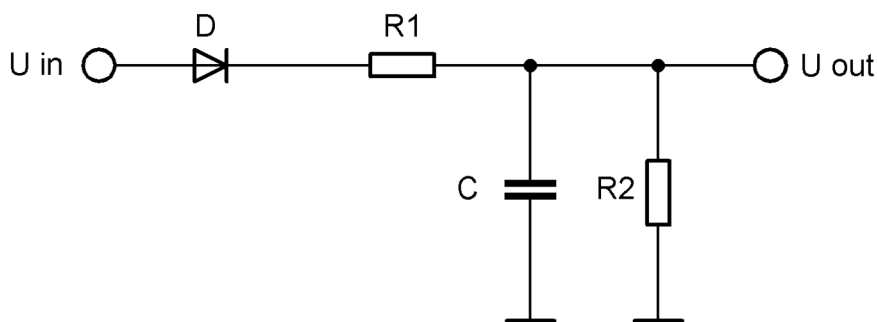
Časové průběhy signálu na obrázku 9.1 naznačují, že obálka měřeného signálu není v čase konstantní a v nepravidelných časových intervalech se v ní objevují různé špičky. Tuto skutečnost potvrzuje i statistické rozložení mezišpičkových hodnot měřených signálů na histogramech na obrázku 9.3. Z modulových spekter na obrázku 7.12 vpravo a ze spektrogramů na obrázku 9.2 zase vyplývá, že generovaný signál má nezávisle na hodnotě průtoku stále jeden dominantní harmonický kmitočet shodný s vlastním kmitočtem mechanického rezonátoru generátoru. Se vzrůstajícím průtokem lze sice pozorovat vznik vyšších harmonických složek v okolí kmitočtů 400 Hz a 540 Hz (přibližně tedy 9. a 12. harmonická složka signálu se základní frekvencí 45 Hz), jejich amplitudy jsou však velmi malé a tím pádem v praxi obtížné na detekci. Na základě těchto pozorování bylo usouzeno, že nejvhodnější bude vyhodnocování průtoku ze signálu v časové oblasti pomocí vhodného obvodu a měřicího algoritmu, který do jisté míry potlačí vliv kolísání obálky měřeného signálu.

10 MĚŘÍCÍ OBVODY

10.1 Obvod pro měření objemového průtoku

Měření signálů odpovídajících objemovému průtoku a teplotě vody má ve finální realizaci obstarávat mikroprocesor. Pro dosažení nízké energetické náročnosti senzoru je vhodné, aby se tento mikroprocesor nacházel po co možná nejdelší dobu v úsporném režimu a byl přepnut do aktivního režimu pouze tehdy, je-li prováděno měření. Proto je vhodné, aby byla vzorkovací perioda měření dostatečně dlouhá a mikroprocesor byl mezi jednotlivými A/D převody v úsporném režimu. Měřený signál na vstupu A/D převodníku mikroprocesoru pak ale musí obsahovat co nejnižší kmitočtové složky, aby při měření s takto dlouhou vzorkovací periodou nedocházelo k aliasingu. Z tohoto důvodu bylo třeba navrhnout měřicí obvod, který bude při buzení výstupním signálem elektromagnetického generátoru mít na svém výstupu dostatečně pomalý signál a zároveň bude do jisté míry potlačovat vliv kolísání obálky vstupního signálu.

Tohoto efektu lze docílit použitím kvazišpičkového detektoru, jehož principiální zapojení je na obrázku 10.1 [51].



Obrázek 10.1: Principiální zapojení kvazišpičkového detektoru

Dioda D v kvazišpičkovém detektoru usměrňuje vstupní napětí, přes rezistor R1 je nabíjen kondenzátor C. Ten se zároveň vybíjí přes rezistor R2. Hodnota nabíjecí časové konstanty je tedy dána vztahem:

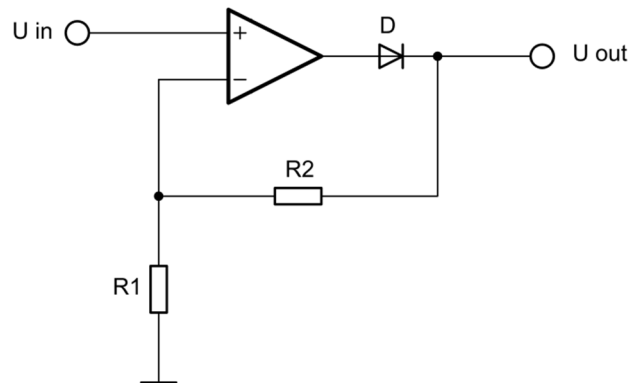
$$\tau_{NAB} = R_1 C \text{ [s]} \quad (70)$$

A hodnota vybíjecí časové konstanty je pak analogicky dána vztahem:

$$\tau_{VYB} = R_2 C \text{ [s]} \quad (71)$$

Vhodnou volbou těchto časových konstant lze dosáhnout potlačení vlivu kolísání obálky vstupního signálu. Zapojení na obrázku 10.1 však není vhodné pro použití k měření výstupního signálu elektromagnetického generátoru, protože amplitudy tohoto signálu jsou zejména pro nižší hodnoty objemového průtoku velmi malé (řádově jednotky až desítky mV) a při takto malých napětích by přes diodu D protékal jen velmi malý proud. Proto je třeba tuto pasivní diodu nahradit aktivním řešením. Jako vhodná

aktivní náhrada diody v kvazišpičkovém detektoru byl zvolen operační zesilovač v zapojení neinvertujícího jednocestného precizního usměrňovače, jehož schéma je uvedeno na obrázku 10.2.



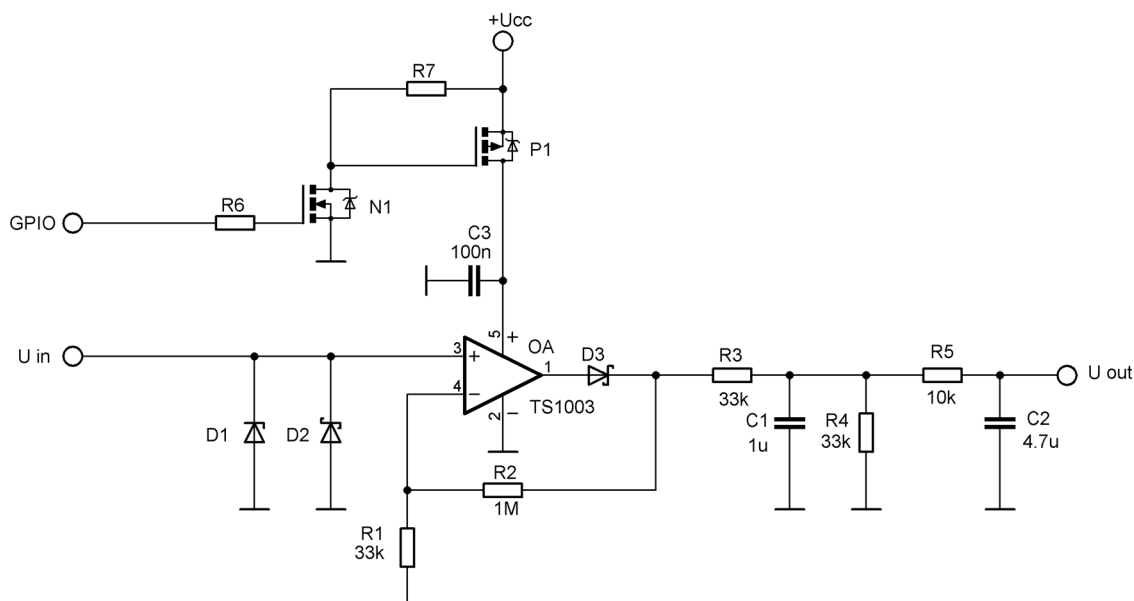
Obrázek 10.2: Schéma zapojení neinvertujícího jednocestného precizního usměrňovače

Pro kladné hodnoty vstupního napětí tohoto obvodu je pomocí zpětné vazby potlačena nelineární charakteristika diody a obvod se chová jako klasický neinvertující zesilovač, kladné hodnoty vstupních napětí tedy zesiluje se zesílením:

$$K_U = 1 + \frac{R_2}{R_1} [-] \quad (72)$$

Pro záporné hodnoty vstupního napětí je pak na výstupu operačního zesilovače minimální napětí jeho výstupu, v ideálním případě rail-to-rail operačního zesilovače tedy hodnota napětí na jeho záporné napájecí svorce. Dioda je pak zavřena a na výstupu takového obvodu je v ideálním případě nulové napětí.

Výhodou tohoto obvodu je jeho velmi vysoká vstupní impedance, velmi nízké vstupní prahové napětí a lineární převodní charakteristika pro kladná vstupní napětí. Nevýhodou je fakt, že pro záporná vstupní napětí nemá operační zesilovač žádnou zápornou zpětnou vazbu a jeho výstup je v záporné saturaci. Při přechodu vstupního napětí zpět do kladných hodnot trvá výstupu operačního zesilovače jistou dobu než nabude opět kladných hodnot. Tato skutečnost je limitující pro vyšší kmitočty vstupních signálů a pro tuto aplikaci s frekvencí vstupního signálu 45 Hz lze tento jev zanedbat.



Obrázek 10.3: Schéma zapojení navrženého aktivního kvazišpičkového detektoru

Kompletní schéma navrženého měřícího obvodu s kvazišpičkovým detektorem a precizním usměrňovačem je na obrázku 10.3. Operační zesilovač je napájen nesymetricky, Zenerova dioda D1 a Schottkyho dioda D2 chrání vstup zesilovače před výraznými napěťovými špičkami mimo rozsah jeho napájecích napětí. Schottkyho dioda D3 s operačním zesilovačem OA a rezistory R1 a R2 realizuje precizní usměrňovač s napěťovým zesílením pro kladná vstupní napětí:

$$K_U = 1 + \frac{R_2}{R_1} = 1 + \frac{10^6}{33 \cdot 10^3} = 31,3 [-] \quad (73)$$

Rezistory $R_3 = R_4 = R_{QP}$ společně s kondenzátorem C1 nastavují nabíjecí a vybíjecí časové konstanty kvazišpičkového detektoru:

$$\tau_{NAB} = \tau_{VYB} = R_{QP} C_1 = 33 \cdot 10^3 \cdot 10^{-6} = 33 \text{ ms} \quad (74)$$

Tyto časové konstanty byly určeny na základě simulace daného obvodu buzeného signály změřenými na prototypu generátoru (viz obrázek 10.4). Jejich nastavení bylo provedeno s kompromisem – delší časové konstanty znamenají lepší potlačení vlivu kolísání obálky vstupního signálu, ale také delší odezvu výstupu na změnu měřeného objemového průtoku Q_V .

Mezní kmitočet dolní propusti tvořené rezistory R3 a R4 a kondenzátorem C1 je:

$$f_{C_1} = \frac{R_1 + R_2}{2\pi R_1 R_2 C_1} = \frac{33 \cdot 10^3 + 33 \cdot 10^3}{2\pi \cdot 33 \cdot 10^3 \cdot 33 \cdot 10^3 \cdot 10^{-6}} = 9,65 \text{ Hz} \quad (75)$$

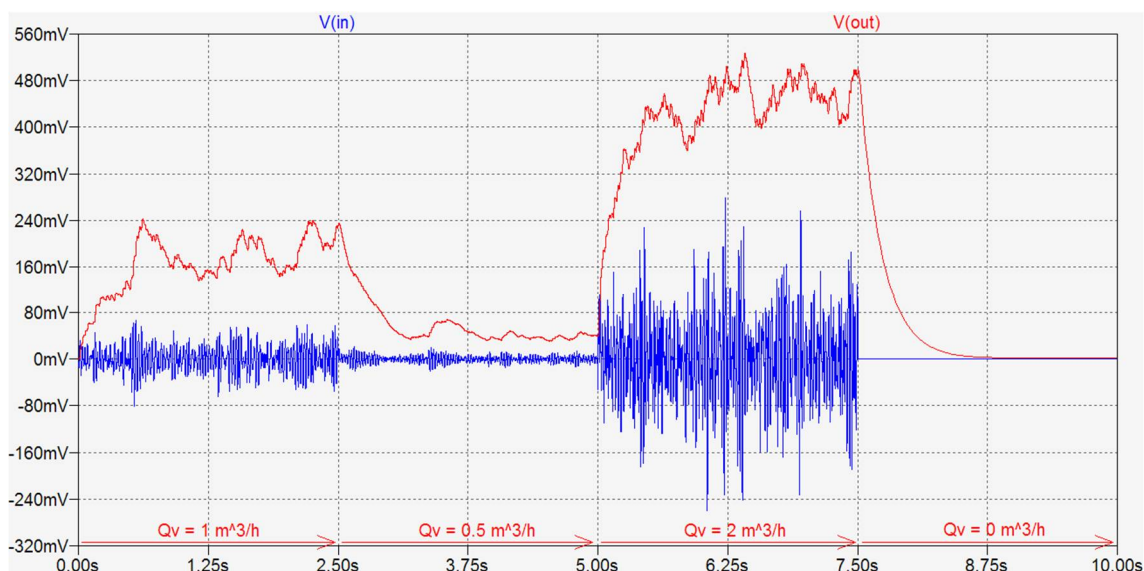
Výstup kvazišpičkového detektoru je poté ještě jednou filtrován dolní propustí tvořenou rezistorem R5 a kondenzátorem C2 s mezním kmitočtem:

$$f_{c_2} = \frac{1}{2\pi R_5 C_2} = \frac{1}{2\pi \cdot 10^4 \cdot 4,7 \cdot 10^{-6}} = 3,39 \text{ Hz} \quad (76)$$

Výstup tohoto filtru je pak přiveden na vstup A/D převodníku mikroprocesoru, na základě předcházející filtrace byl vzorkovací kmitočet zvolen $f_s = 20 \text{ Hz}$. Mikroprocesor zároveň umožňuje v periodických intervalech připojovat prostřednictvím tranzistorů MOSFET P1 a N1 napájecí napětí k operačnímu zesilovači pouze pro nezbytně dlouhé časové intervaly potřebné pro měření a tím tak dále snížit spotřebu celého senzoru.

Jako operační zesilovač byl zvolen TS1003, který se vyznačuje typickým proudovým odběrem $0,6 \mu\text{A}$ bez zátěže při napájecím napětí $1,8 \text{ V}$. Dalšími parametry významnými pro tuto aplikaci je typická hodnota vstupního napětí offsetu $0,8 \text{ mV}$ a rail-to-rail výstup [52].

Navržený obvod byl simulován v obvodovém simulátoru LTSpice. Pro demonstraci rychlosti odezvy na změnu vstupního signálu byla jako vstupní signál použita posloupnost segmentů vytvořená z reálných měřených signálů: pro časový interval 0 až $2,5 \text{ s}$ byl použit segment měřeného signálu odpovídající průtoku $Q_V = 1 \text{ m}^3/\text{h}$, pro časový interval $2,5$ až 5 s byl použit segment signálu odpovídající $Q_V = 0,5 \text{ m}^3/\text{h}$, v časovém intervalu 5 až $7,5 \text{ s}$ byl použit segment signálu změřený při průtoku $Q_V = 2 \text{ m}^3/\text{h}$ a pro časový interval $7,5$ až 10 s bylo vstupní napětí signálu nulové. Budicí zdroj měřícího obvodu obsahoval kromě zdroje napětí naprázdno odpovídajícího této posloupnosti signálů také model vnitřní impedance generátoru, tedy $R_{IN} = 2,36 \text{ k}\Omega$ a $L_{IN} = 792 \text{ mH}$. Časový průběh vstupního a výstupního signálu obvodu dle simulace zobrazuje obrázek 10.4.

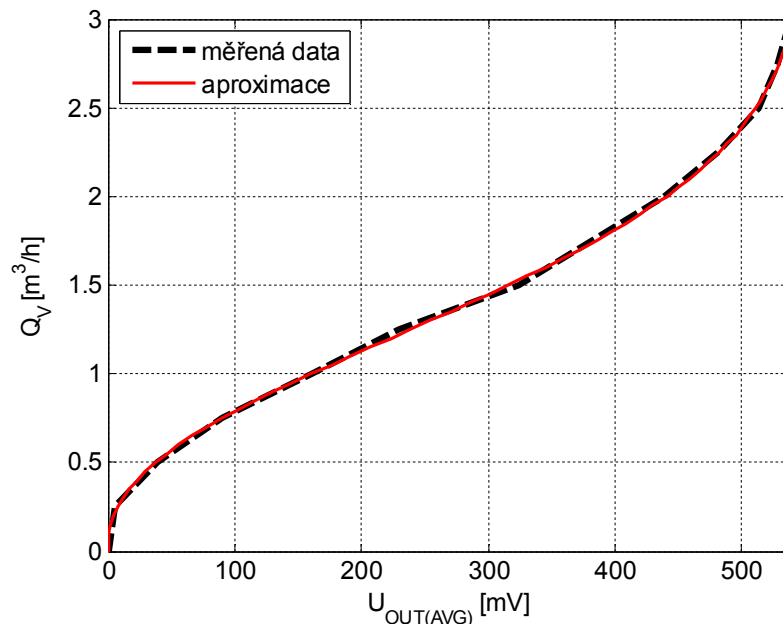


Obrázek 10.4: Časové průběhy vstupního (modrý průběh) a výstupního napětí (červený průběh) simulovaného obvodu pro měření průtoku

Z obrázku 10.4 je patrná závislost střední hodnoty výstupního signálu obvodu na objemovém průtoku. Dále je patrný stále výrazný rozkmit výstupního signálu, který však bude do jisté míry možné odstranit digitální filtrací navzorkovaného signálu. I po tomto dalším zpracování bude převodní charakteristika mezi měřeným výstupním

napětím a hodnotou objemového průtoku nelineární. Výstupní signál má vlivem nenulových časových konstant kvazišpičkového detektoru zpoždění za vstupním signálem. S přihlédnutím k faktu, že hodnoty nabíjecí a vybíjecí konstanty jsou stejné, nemělo by toto zpoždění zanechat výraznou chybu měření průtoku ale pouze jistý posun měřených hodnot po časové ose.

Jak již bylo zmíněno v předchozím odstavci, pro výslednou realizaci je předpokládána dodatečná digitální filtrace měřeného výstupního signálu kvazišpičkového detektoru. Pro účely převodu takto filtrovaných hodnot na odpovídající hodnotu průtoku je třeba sestavit převodní charakteristiku mezi hodnotou měřeného napětí a objemovým průtokem Q_V . Ta byla stanovena na základě středních hodnot výstupních napětí simulovaného obvodu při konstantních hodnotách průtoku v rozsahu $Q_V = 0,5 \text{ m}^3/\text{h}$ až $3 \text{ m}^3/\text{h}$ a po její aproximaci posloužila jako výchozí převodní charakteristika pro měření průtoku. Průběh měřené charakteristiky a její aproximace je uveden na obrázku 10.5, pro měření s reálným obvodem bylo poté tato charakteristika korigována (viz kapitola 13, obrázek 13.3 vlevo).



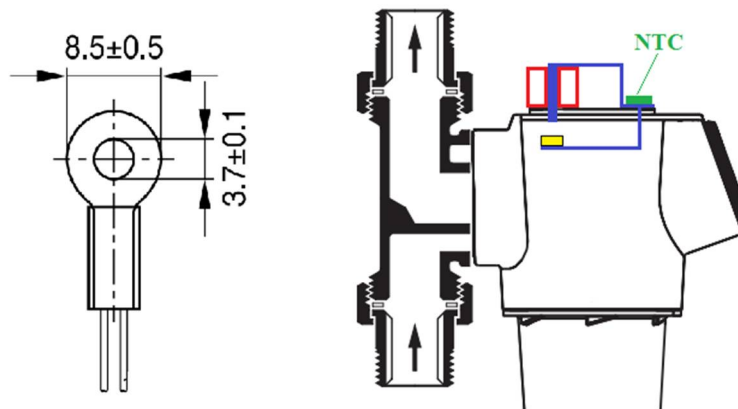
Obrázek 10.5: převodní charakteristika pro měření průtoku získaná simulací a její aproximace

10.2 Měření teploty

Pro jednoduchost konstrukce a absenci nutnosti dalšího utěšňování bylo pro měření teploty vody zvoleno přišroubování senzoru teploty ve vhodném pouzdře k části magnetického obvodu nacházejícího se na vnější straně víčka filtru pevných částic. Předpokladem bylo, že tepelný odpor mezi pouzdrem teplotního senzoru a okolním vzduchem bude mnohem větší než tepelný odpor mezi pouzdrem teplotního senzoru a plechy magnetického obvodu a vliv teploty okolí bude proto zanedbatelný. Umístění NTC termistoru na filtru pevných částic je znázorněno na obrázku 10.6 vpravo.

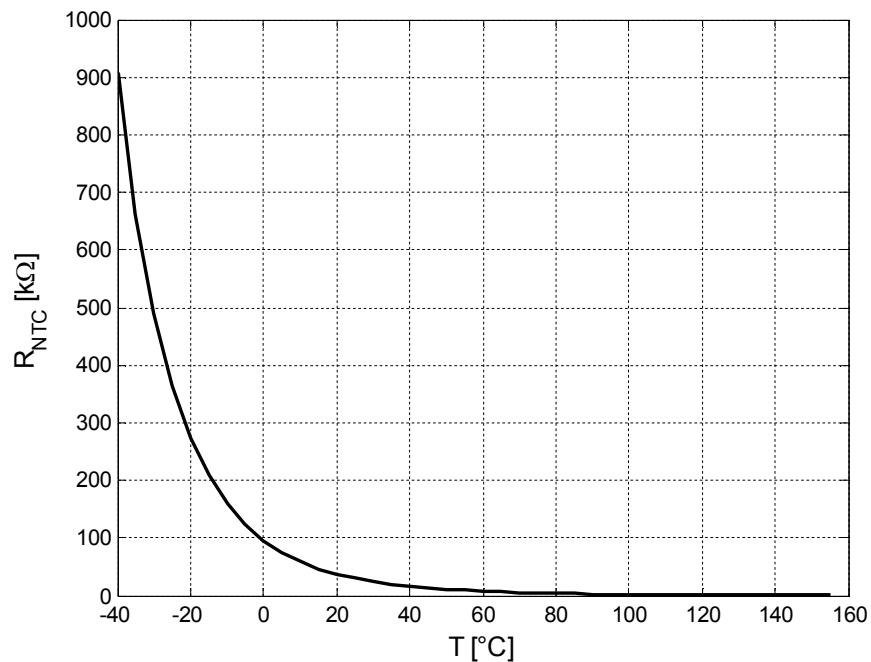
Pro měření teploty byla zvolena metoda měření pomocí NTC termistoru. NTC

termistory vykazují v širokém rozsahu teplot velkou nelinearitu závislosti jejich elektrického odporu na teplotě, která se projeví nelinearitou převodní charakteristiky mezi měřeným napětím a teplotou.

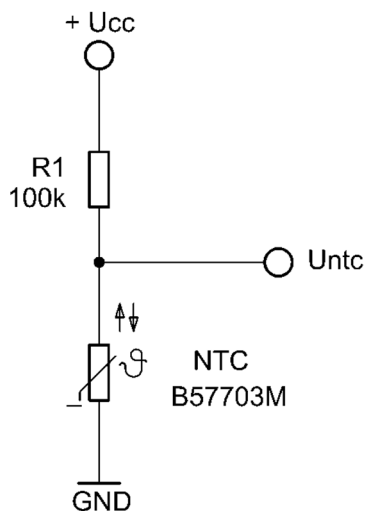


Obrázek 10.6: Provedení pouzdra použitého termistoru [53] (vlevo) a jeho umístění na filtru pevných částic (vpravo)

Z důvodu jednoduchého konstrukčního řešení kontaktu mezi termistorem a měřicím místem byl vybrán termistor Epcos B57703M [53]. Jeho elektrický odpor při teplotě $T = 25^{\circ}\text{C}$ je $R_{25} = 30 \text{ k}\Omega$, průběh závislosti odporu NTC na teplotě je zobrazen na obrázku 10.7.



Obrázek 10.7: Graf závislosti odporu NTC termistoru B57703M na teplotě [53]

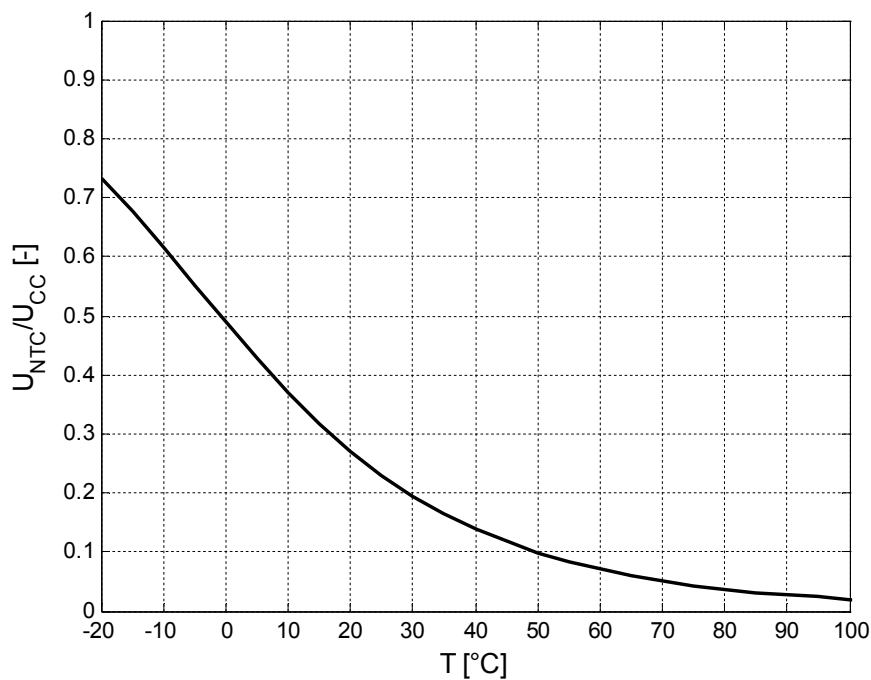


Obrázek 10.8: Schéma zapojení měřicího děliče

Pro měření teploty pomocí termistoru bylo zvoleno jeho zapojení v jednoduchém odporovém děliči dle obrázku 10.8. Měřená teplota by neměla být nižší než 0°C, hodnota odporu rezistoru R1 byla zvolena tak, aby při napájecím napětí 3 V nepřesáhlo měřené napětí nejnižší z interních referencí zvoleného procesoru MSP430, která je rovna 1,5 V. Hodnota měřeného napětí je pak:

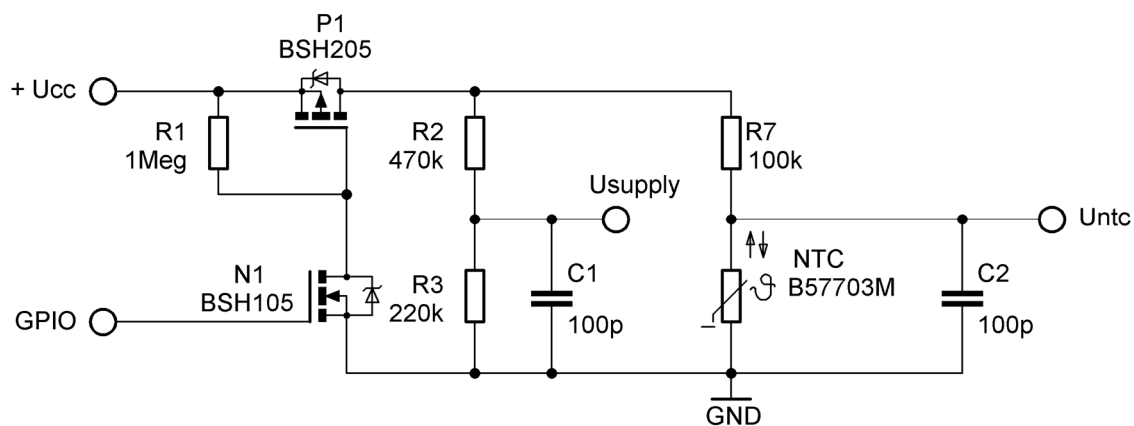
$$U_{NTC} = U_{CC} \cdot \frac{R_{NTC}}{R_1 + R_{NTC}} \quad (78)$$

Závislost měřeného napětí na teplotě znázorňuje obrázek 10.9.



Obrázek 10.9: Závislost měřeného napětí na teplotě

Jistá chyba měření by mohla být způsobena ohřevem NTC termistoru protékajícím proudem. Vzhledem k tomu, že měření teploty je žádoucí pouze tehdy, kdy je měřen i objemový průtok vody (tedy tehdy, kdy hodnota objemového průtoku není nulová), lze celý měřicí obvod s termistorem připojovat k napájecímu napětí pouze v době měření průtoku. Za takto krátkou dobu bude vliv ohřevu NTC vlivem protékajícího proudu minimalizován. Celkové schéma zapojení obvodu pro měření teploty je uvedeno na obrázku 10.10.



Obrázek 10.10: Schéma zapojení obvodu pro měření teploty

11 KONCEPT SENZORU

Vzhledem k nízkým hodnotám výkonů a napětí generovaných zkonstruovanými generátory bylo rozhodnuto pro využití výstupního signálu generátoru pouze pro účely vyhodnocování objemového průtoku vody, napájení senzoru je realizováno prostřednictvím konvenčních baterií. Aby byla životnost těchto baterií co nejvyšší, byla zavedena jistá opatření pro snížení spotřeby elektrické energie. Základní myšlenka je postavena na úvaze, že měřená hodnota objemového průtoku nebude po celou dobu provozu senzoru nenulová. V případě, že bude hodnota průtoku rovna nule, není třeba provádět měření průtoku ani teploty vody a není tedy nutné, aby byl mikroprocesor aktivní. V takových případech lze využít úsporných režimů procesoru. Následující text se zabývá celkovou koncepcí senzoru a opatřeními provedenými za účelem snížení jeho spotřeby elektrické energie.

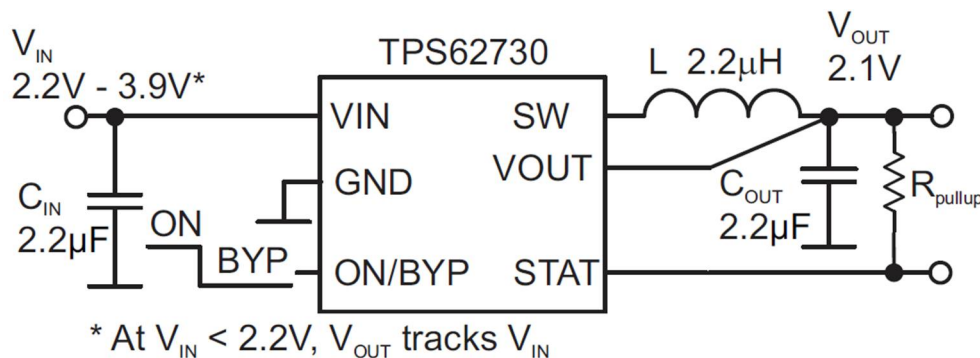
11.1 Snižující DC-DC měnič

Největší podíl na spotřebě elektrické energie bezdrátového senzoru mají použitý mikroprocesor a bezdrátový modul. V zájmu úspory elektrické energie je vhodné, aby byla hodnota napětí na jejich napájecích svorkách co nejbližší spodní hranici rozsahu napájecích napětí specifikovaných jejich výrobcem a byl tak minimalizován jejich proudový odběr.

Za účelem snížení napětí na napájecích svorkách procesoru a bezdrátového modulu bylo rozhodnuto pro využití snižujícího DC-DC měniče. V navrhovaném senzoru je zamýšleno využívat úsporných režimů procesoru, zapínání bezdrátového modulu by bylo prováděno pouze na nezbytně dlouhou dobu. Hodnota výstupního proudu měniče se tedy bude v závislosti na situaci pohybovat v rozsahu jednotek μA pro případ mikroprocesoru v úsporném režimu (viz tabulka 11.4) až desítek mA pro případ mikroprocesoru (viz tabulka 11.3) a bezdrátového modulu v aktivním režimu.

Jako vhodné řešení se zde jeví použití snižujícího DC-DC měniče TPS62730 výrobce Texas Instruments [54]. Tento měnič je určen pro použití v nízkopříkonových bezdrátových aplikacích a disponuje tzv. bypass přepínačem, který na základě vnějšího logického signálu nebo poklesu vstupního napětí pod stanovenou hodnotu vypne a přemostí obvody měniče, čímž minimalizuje proud odebíraný měničem [54]. Výstupní napětí v režimu bypass je pak prakticky rovné napětí vstupnímu.

Měnič TPS62730 je dostupný ve formě integrovaného obvodu, pro správnou funkci vyžaduje pouze připojení cívky měniče, vstupního a výstupního kondenzátoru a přivedení signálu pro řízení bypass přepínače na příslušný pin. Typické schéma zapojení měniče s obvodem TPS62730 je na obrázku 11.1 [54].



Obrázek 11.1: Typické schéma zapojení snižujícího měniče s obvodem TPS62730, převzato z [54]

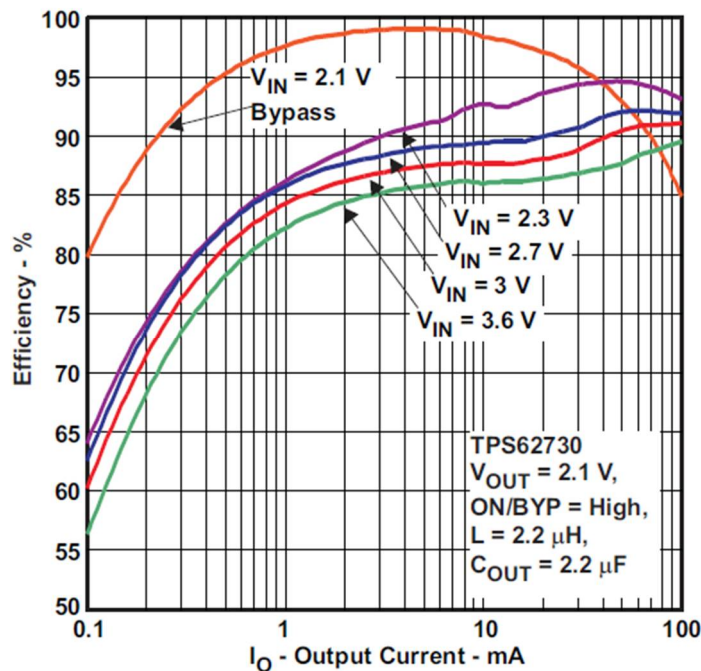
Rozsah vstupních napětí obvodu TPS62730 je 1,9 až 3,9 V, při poklesu vstupního napětí pod 2,2 V obvod samovolně přechází do bypass režimu. Výběr dalších klíčových katalogových hodnot obvodu TPS62730 pak uvádí tabulka 11.1 [54]. Tyto hodnoty jsou typické za podmínek specifikovaných v hlavičce tabulky.

Tabulka 11.1: Výběr klíčových katalogových hodnot obvodu TPS62730 [54]

$U_{IN} = 3 \text{ V}, T_A = 25^\circ\text{C}, C_{IN} = 2.2 \mu\text{F}, L = 2.2 \mu\text{H}, C_{OUT} = 2.2 \mu\text{F}$		
výstupní napětí (ON/BYPASS = HIGH)	$U_{OUT} [\text{V}]$	2,1
klidový proud v aktivním režimu (ON/BYPASS = HIGH)	$I_Q [\mu\text{A}]$	34
klidový proud v bypass režimu (ON/BYPASS = GND)	$I_{SD} [\text{nA}]$	30
maximální výstupní proud	$I_{OUT} [\text{mA}]$	100
odpor kanálu sepnutého horního spínače měniče	$R_{DS(ON) \text{ HIGH}} [\Omega]$	0,6
odpor kanálu sepnutého spodního spínače měniče	$R_{DS(ON) \text{ LOW}} [\Omega]$	0,35
odpor kanálu sepnutého bypass spínače	$R_{DS(ON) \text{ BYPASS}} [\Omega]$	2,1

Myšlenka použití tohoto měniče je tedy taková, že měnič bude aktivován pouze tehdy, kdy se mikroprocesor nebo bezdrátový modul nacházejí v aktivním režimu. V opačném případě je DC-DC měnič v režimu bypass, kdy je jeho klidový proud zanedbatelný ve srovnání s proudem, který z baterie odebírá mikroprocesor v úsporném režimu.

Dle specifikací výrobce je tento snižující měnič navržen tak, aby v širokém rozsahu zátěží poskytoval vysokou účinnost. Závislost účinnosti tohoto měniče na výstupním proudu je uvedena na obrázku 11.2 [54]. V této práci byl využit vývojový modul TPS62730-EVM [61], jehož zapojení i hodnoty použitých součástek odpovídají schématu na obrázku 11.1.



Obrázek 11.2: závislost účinnosti měniče TPS62730 na výstupním proudu, převzato z [54]

11.2 Úsporné režimy mikroprocesoru

Významného snížení spotřeby elektrické energie senzoru lze dosáhnout vhodnou volbou mikroprocesoru zajišťujícího měření, zpracování dat a komunikaci s nadřazeným systémem. Proto byl zvolen mikroprocesor MSP430F5529 [55] výrobce Texas Instruments, patřící do rodiny úsporných modelů MSP430. Mikroprocesory této rodiny disponují několika úspornými režimy, které se od sebe odlišují zejména výčtem aktivních hodinových signálů. Dalšími rozdíly jsou například dostupné zdroje těchto hodinových signálů – úsporné režimy s vyšším číslem neumožňují použití frekvenčního závěsu pro stabilizaci hodinového signálu. Jednotlivé úsporné režimy se také liší dobou přechodu do aktivního režimu – obecně lze říci, že čím úspornější režim je zvolen, tím delší je doba přechodu zpět do aktivního režimu.

Srovnání jednotlivých režimů podle aktivních hodinových signálů je uvedeno v tabulce 11.2. Pro lepší porozumění hlavičkám jednotlivých sloupců tabulky 11.2 je zde také uveden souhrn popisu hodinových signálů procesorů rodiny MSP430 [55]:

- **MCLK – Master Clock**
 - Hlavní hodinový signál používaný jednotkou CPU
- **SMCLK – Subsystem Master Clock**
 - Hodinový signál softwarově volitelný pro jednotlivé periferie
 - kmitočet tohoto signálu bývá často odvozen od kmitočtu MCLK
- **ACLK – Auxiliary Clock**
 - Hodinový signál softwarově volitelný pro jednotlivé periferie
 - obvykle používán jako zdroj „pomalých hodin“ s kmitočtem řádově v desítkách kHz
 - typicky pro čítače nebo RTC modul běžící v úsporném režimu

Jednotlivé hodinové signály pak mohou být buzeny několika softwarově volitelnými oscilátory, mezi které patří interní digitálně řízený oscilátor s možností stabilizace kmitočtu frekvenčním závěsem, dva interní nízkofrekvenční oscilátory a dva volitelné externí krystalové oscilátory. Tyto jednotlivé zdroje se mezi sebou liší kmitočtem, jeho stabilitou a spotřebou.

Tabulka 11.2: srovnání aktivního režimu a úsporných režimů LPM0 až LPM4 procesoru MSP430F5529 [55]

	CPU	MCLK	SMCLK	ACLK
aktivní režim (AM)	zap	zap	zap	zap
úsporný režim 0 (LPM0)	vyp	vyp	volitelně	zap
úsporný režim 1 (LPM1)	vyp	vyp	volitelně	zap
úsporný režim 2 (LPM2)	vyp	vyp	vyp	zap
úsporný režim 3 (LPM3)	vyp	vyp	vyp	zap
úsporný režim 4 (LPM4)	vyp	vyp	vyp	vyp

Zvolený mikroprocesor disponuje interním regulátorem napájecího napětí jádra mikroprocesoru, které lze softwarově volit ve 4 rozsazích. Hodnota napětí jádra také limituje maximální hodinový kmitočet jednotky CPU. Nejnižším možným nastavitelným rozsahem tohoto napětí je 1,8 až 2 V, maximální hodnota hodinového kmitočtu f_{MCLK} je pak omezena na 8 MHz. Tabulka 11.3 srovnává hodnoty napájecího proudu v aktivním režimu při výkonu kódu programu z paměti RAM a paměti FLASH. Odpovídající rozsah napájecího napětí jádra je 1,8 až 2 V. Tabulka 11.4 pak srovnává hodnoty napájecích proudů pro vybrané úsporné režimy. Odpovídající napětí jádra je opět v nejnižším možném rozsahu a teplota okolí je $T_A = 25^\circ\text{C}$.

Tabulka 11.3: Srovnání odebíraného proudu procesorem při výkonu programu z paměti Flash a RAM [55]

paměť	U_{CC} [V]	I_{AM} [mA]	
		$f_{MCLK} = 1 \text{ MHz}$	$f_{MCLK} = 8 \text{ MHz}$
Flash	3	0,36	2,32
RAM	3	0,20	1,20

Tabulka 11.4: Tabulka vybraných úsporných režimů procesoru MSP430F5529 [55]

Úsporný režim	U_{CC} [V]	I_{LPM} [uA]
LPM0	2,2	77
	3	83,00
LPM2	2,2	6,50
	3	7,00
LPM3	2,2	1,90
	3	2,10

11.3 Celkový koncept

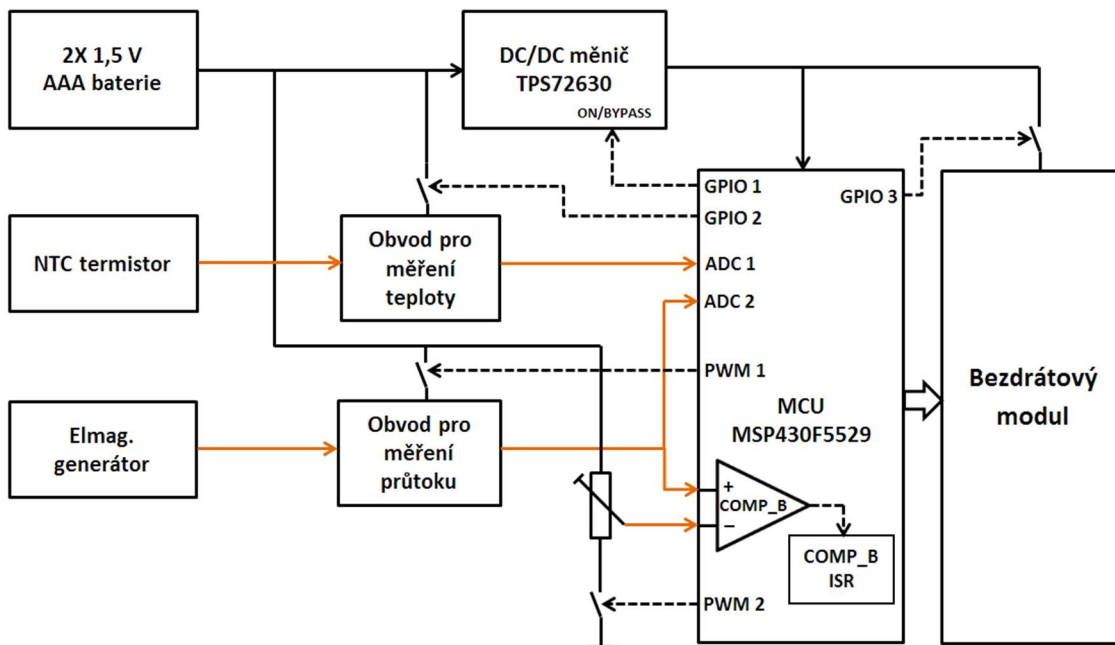
U senzoru průtoku vody je předpokládáno, že měřený objemový průtok nebude mít trvale nenulovou hodnotu. Pokud je hodnota průtoku nulová, je zbytečné provádět měření průtoku a teploty a je tedy nežádoucí, aby se mikroprocesor nacházel v aktivním režimu. Proto je třeba zajistit periodické ověřování, zda je hodnota objemového průtoku nenulová a zda je tedy třeba přejít do aktivního režimu nebo zda je možné setrvat v úsporném režimu. Pro toto ověření byly zváženy 2 varianty:

- **Probouzení procesoru žádostí o přerušení od komparátoru**
 - Komparátor porovnává výstupní napětí kvazišpičkového detektoru s hodnotou nastavenou trimrem, tím ověřuje, zda $Q_V > 0$
 - Pro samotné ověření podmínky $Q_V > 0$ nemusí mikroprocesor přecházet do aktivního režimu
 - Pokud si jsou hodnoty porovnávaných napětí blízké, výstup oscilátoru může oscilovat a vyvolávat tak nechtěné přerušení
- **Periodické probouzení procesoru žádostí o přerušení od čítače**
 - Ověřování, zda Q_V je větší než nastavená mezní hodnota na základě výsledků A/D převodu
 - Pro samotné ověření podmínky $Q_V > 0$ je nutné přejít do aktivního stavu

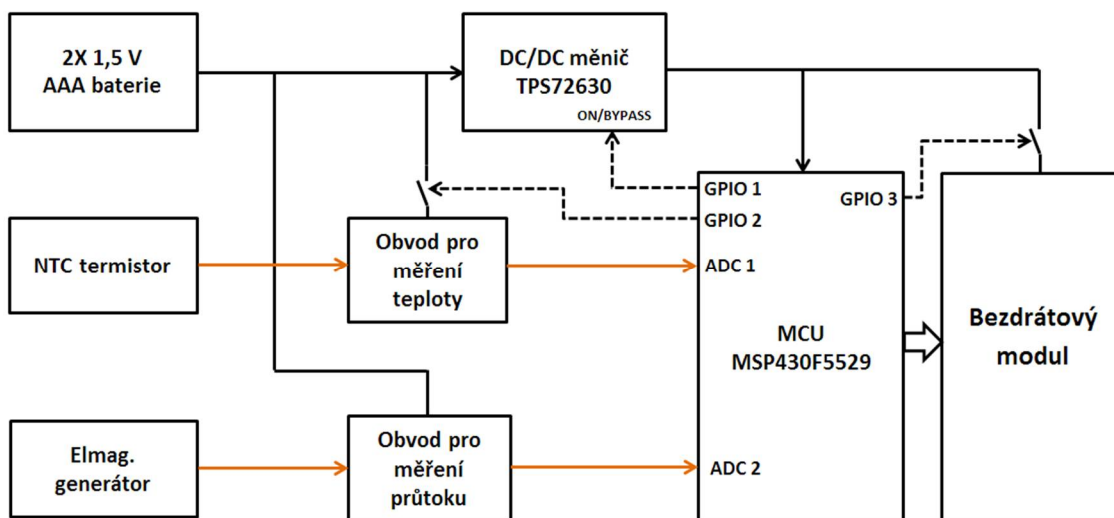
První z uvedených metod je popsána blokovým schématem na obrázku 11.3, druhá je naznačena na blokovém schématu na obrázku 11.4. Plné černé čáry na těchto blokových schématech naznačují napájecí větve, přerušované šipky logické signály mikroprocesoru a oranžové šipky analogové signály. Pro obě zvolené metody lze navíc využít čítače běžícího v úsporném režimu ke generování obdélníkového průběhu, který bude periodicky připojovat obvod pro měření průtoku k napájecímu napětí a tím dále snížit spotřebu senzoru v okamžiku, kdy je procesor v úsporném režimu.

První z navrhovaných metod využívající pro probouzení mikroprocesoru integrovaný komparátor se zdála vhodnější z hlediska energetické úspory. Po praktické realizaci ale vyšlo najevo, že toto řešení je nespolehlivé – pokud byla mezní hodnota nastavená trimrem přijatelně nízká tak, aby ještě výrazně neomezovala rozsah měřených průtoků, docházelo k oscilacím výstupu komparátoru a následně k nežádoucím přechodům do aktivního režimu. Dalším problematickým bodem se ukázalo být připojování a odpojování napájení k obvodu pro měření průtoku – vlivem poměrně dlouhých časových konstant trvá ustálení výstupního napětí kvazišpičkového detektoru poměrně dlouhou dobu.

Z uvedených důvodů byl nakonec zvolen jednodušší koncept uvedený na blokovém schématu na obrázku 11.4. Mikroprocesor je periodicky probouzen přerušením od čítače B, ve kterém je spuštěn A/D převod. Pokud je na výstupu obvodu pro měření průtoku přečtena hodnota vyšší než softwarově nastavená prahová hodnota, je zahájeno plnohodnotné měření. Bylo ověřeno, že pro spolehlivé vyhodnocení podmínky ($Q_V > 0$) postačuje, aby tato prahová hodnota byla nastavena na 1,83 mV. Obvod pro měření průtoku byl v konečném konceptu trvale napájen, napěťový dělič s termistorem byl napájen pouze v případě nutnosti měření teploty.



Obrázek 11.3: Blokové schéma senzoru při probouzení mikroprocesoru integrovaným komparátorem



Obrázek 11.4: Blokové schéma senzoru při probouzení mikroprocesoru čítačem

11.4 Návrh desky plošného spoje

Oba měřicí obvody (kapitoly 10.1 a 10.2) byly včetně tranzistorů MOSFET umožňujících zapnutí či vypnutí napájení jednotlivých obvodů umístěny na desku plošného spoje. Paralelně ke kanálům těchto tranzistorů byly připojeny jumpery pro jednodušší oživování a možnost trvalého napájení vybraných částí obvodu. Protože procesor zvolený pro prototyp senzoru byl umístěn ve vývojovém kitu MSP430F5529LP [56], byly jednotlivé řídicí vstupy a analogové výstupy zmíněných obvodů připojeny na vhodné piny konektorů a celý navržený obvod byl realizován jako

rozšiřující modul pro tento vývojový kit. Na desce plošného spoje se dále nachází slot pro 2 baterie typu AAA pro napájení senzoru a konektory pro připojení vývojového modulu snižujícího DC-DC měniče TPS62730EVM [61] (viz kapitola 11.1). Celkové schéma zapojení je uvedeno v příloze B.1. Tabulka popisující význam jednotlivých konektorů a jumperů uvedených ve schématu je uvedena v příloze B.2, výkresy jednotlivých vrstev plošného spoje jsou v přílohách B.3 a B.4 a příslušné osazovací plány pak v přílohách B.5 a B.6.

12 FIRMWARE MIKROPROCESORU

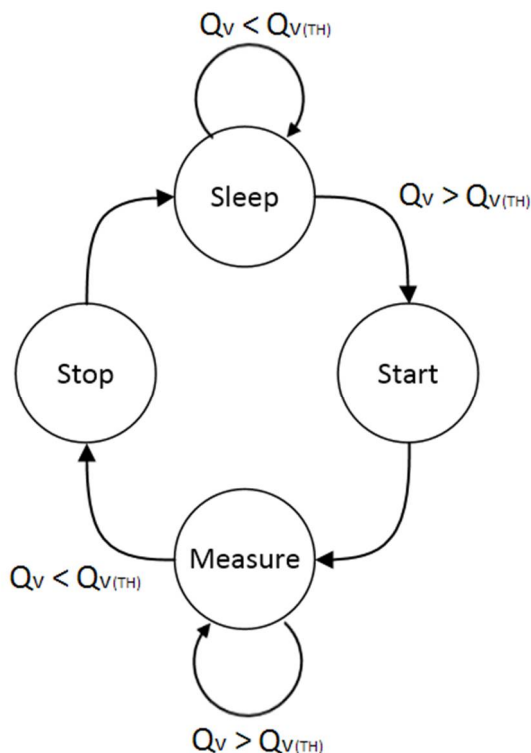
Firmware mikroprocesoru byl vytvořen v prostředí Code Composer Studio 6 v jazyce ANSI C. Pro některé specifické operace byly použity balíčky vývojových nástrojů MSPWare Driverlib [60] a MSP430 USB Development Package [59].

Kromě běžných knihoven pro matematické operace (`math.h`), pro použití standardních celočíselných typů (`stdint.h`), práci s textovými řetězci (`string.h`) a se standardními výstupy (`stdio.h`) je ve zdrojovém kódu procesoru taktéž přiložena knihovna `msp430f5529.h`, která obsahuje definice názvů jednotlivých registrů daného procesoru a její použití tak značně zpřehledňuje psaný kód. Dále je v kódu také přiložena knihovna `driverlib.h` z balíčku MSPWare DriverLib [60], jejíž funkce byly použity pro nastavení hodinových signálů procesoru. Dalšími externími knihovnami jsou knihovny pro podporu USB rozhraní [59].

Kompletní projekt pro prostředí Code Composer Studio 6 obsahující finální verzi firmwaru je přiložen v elektronické příloze této diplomové práce v adresáři FLOWMETER_FIRMWARE.

12.1 Stavový automat

Pro realizaci základního algoritmu byl zvolen jednoduchý stavový automat. Ten odpovídá principu naznačenému na obrázku 12.1.



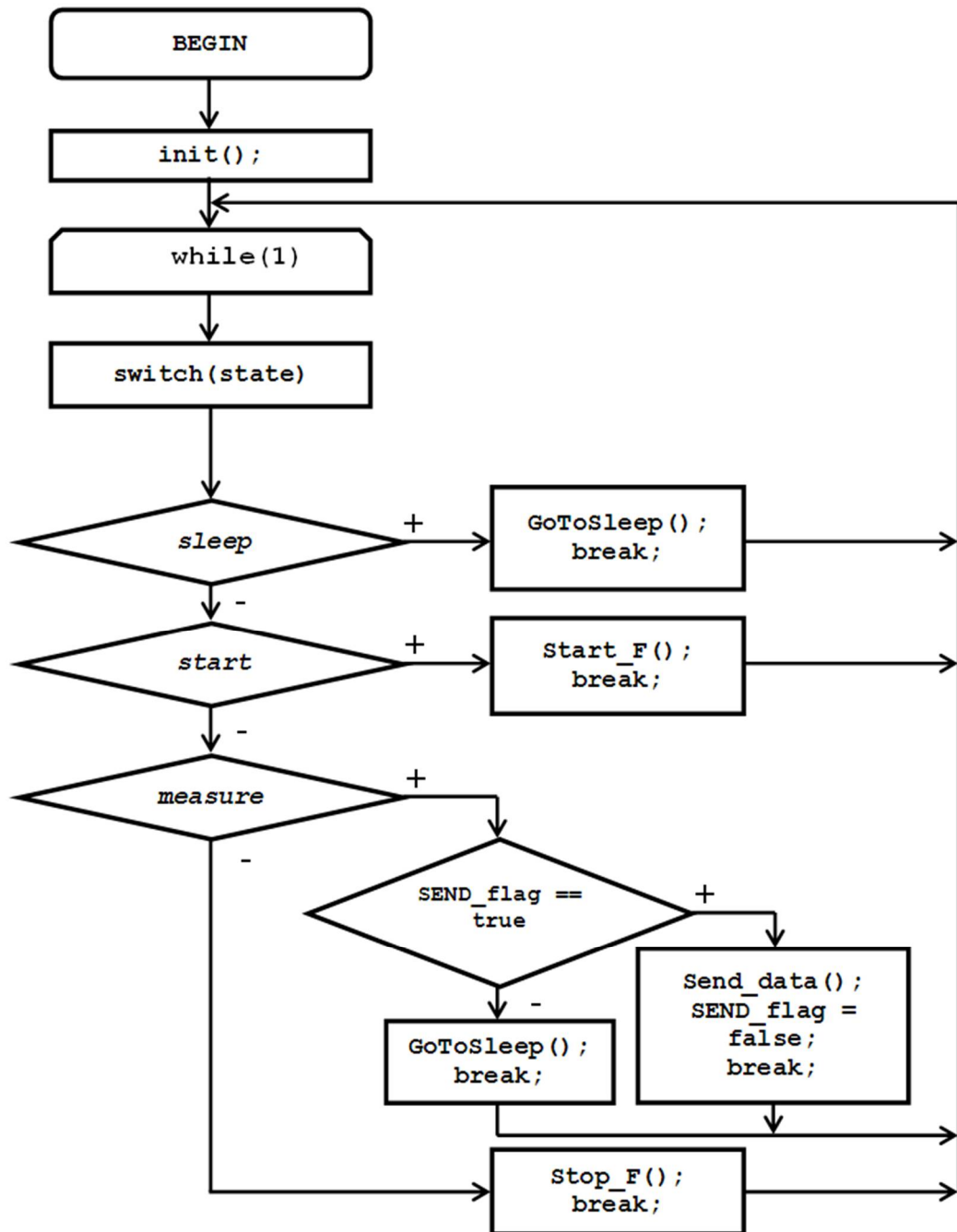
Obrázek 12.1: Stavový automat pro realizaci měřícího algoritmu

Stavový automat na obrázku 12.1 je charakterizován čtyřmi stavy nazvanými Sleep, Start, Measure a Stop. Ve stavu Sleep se systém nachází, pokud hodnota průtoku je nižší než nastavená prahová hodnota $Q_{V(TH)}$ a průtok je tedy považován za nulový. Ve stavu Start jsou provedeny operace nutné pro zahájení měření a přechod do stavu Measure. Ve stavu Measure je prováděno měření průtoku, teploty a napětí baterie a tyto hodnoty jsou odesílány přes rozhraní CDC po USB sběrnici (viz kapitola 12.3). Ve stavu Stop jsou provedeny operace inverzní k těm provedeným ve stavu Start.

Přechody ze stavu Start do stavu Measure a ze stavu Stop do stavu Sleep jsou prováděny nepodmíněně, v těchto stavech jsou globálně zakázána všechna přerušení. Ve stavech Sleep a Measure je pomocí přerušení od čítače B periodicky spouštěn A/D převod a o setrvání v daném stavu či přechodu do jiného stavu je pak rozhodováno v obsluze přerušení A/D převodníku. Frekvence opakování těchto operací ve stavu Sleep je 2 Hz a slouží pouze pro ověření, zda je vyžadován přechod do stavu Measure. Mikroprocesor tak setrvává po většinu času v úsporném režimu. Ve stavu Measure poté probíhá samotné měření, mikroprocesor je probouzen s frekvencí 20 Hz odpovídající hodnotě vzorkovacího kmitočtu uvedeného v kapitole 10.1.

V jazyce ANSI C je stavový automat realizován v nekonečné smyčce hlavního programu pomocí konstrukce `switch-case`. Vývojový diagram hlavního programu je uveden na obrázku 12.2. V hlavní smyčce programu jsou na základě aktuálního stavu určeného hodnotou výčtové proměnné `state` volány následující funkce:

- `GoToSleep()`
 - realizuje přechod mikroprocesoru do úsporného režimu
 - pro opětovný přechod do aktivního režimu musí být vyvoláno přerušení čítače B nebo A/D převodníku
- `Start_F()`
 - provádí operace nutné pro spuštění měření
 - Změnou periody mezi přerušeními čítače B je dosaženo zvýšení vzorkovací frekvence A/D převodníku
 - Systém přechází do stavu Measure
- `Send_data()`
 - V případě nastaveného uživatelského příznaku `SEND_flag` jsou odesílána měřená data a příznak `SEND_flag` je nulován
- `Stop_F()`
 - provádí operace nutné pro přechod do stavu Sleep
 - Změnou periody probouzení čítačem B je dosaženo snížení vzorkovací frekvence A/D převodníku
 - Systém přechází do stavu Sleep

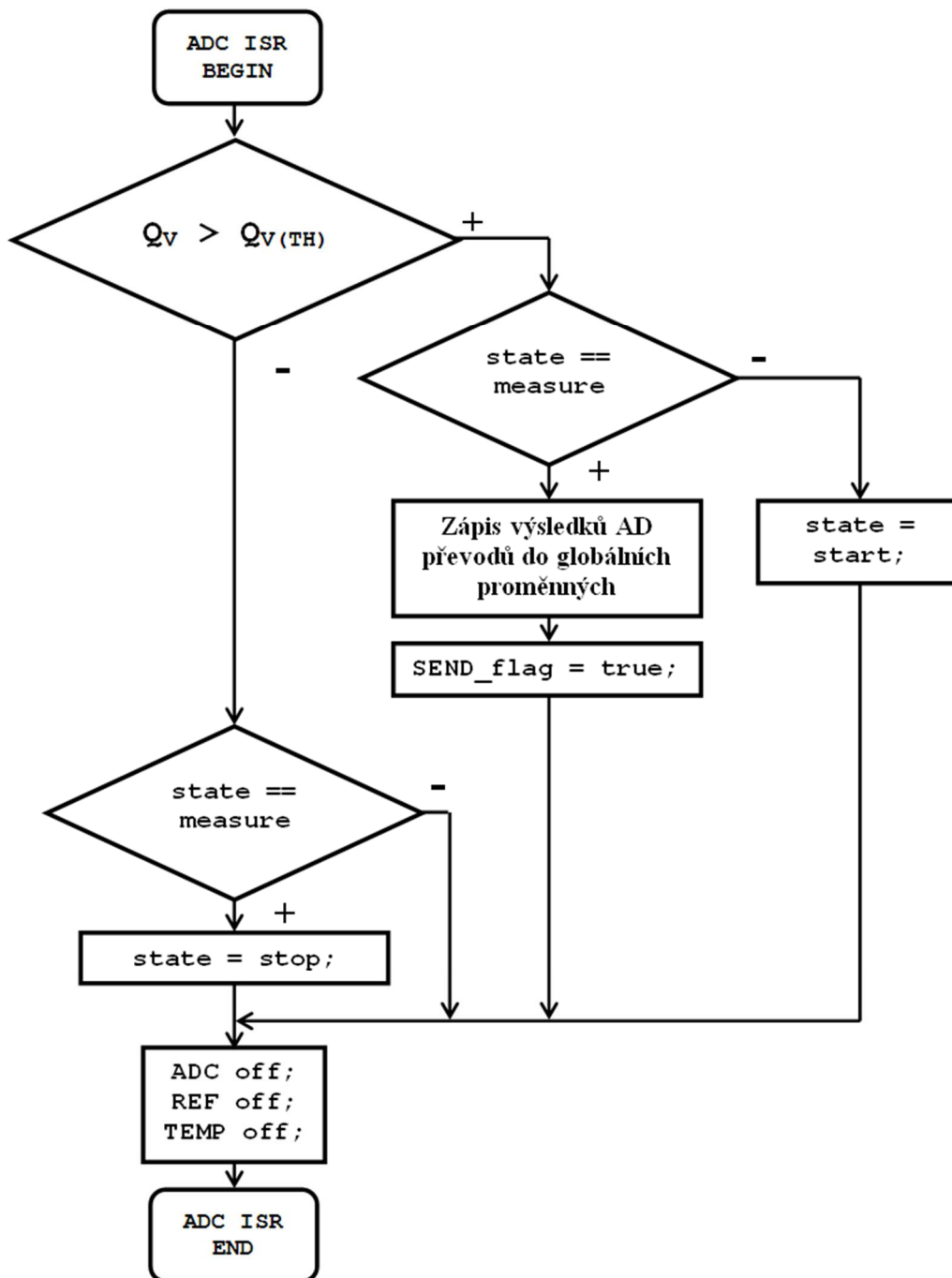


Obrázek 12.2: Vývojový diagram hlavní smyčky programu realizující stavový automat

Ve stavech Sleep a Measure je tedy procesor periodicky probouzen přerušením od čítače B (viz kapitola 12.2.2), který zajistí spuštění A/D převodu. Před tím je provedeno spuštění modulu REF (viz kapitola 12.2.3) a modulu A/D převodníku (viz kapitola 12.2.4), které jsou za účelem úspory energie v úsporném módu vypnuty. Pokud se stavový automat nachází ve stavu Measure, dochází v přerušení čítače B zároveň k zapnutí napájení napěťových děličů pro měření teploty.

Po provedení A/D převodů na vybraných kanálech je vyvoláno přerušení od modulu A/D převodníku. Obsluha tohoto přerušení pak na základě měřené hodnoty Q_V

rozhoduje o setrvání ve stavu Sleep či Measure nebo o přechodu do jiného stavu. V podprogramu obsluhy tohoto přerušení rovněž dochází k nastavování uživatelského příznaku `SEND_flag`, který hlavní program informuje o tom, zda jsou připravena nová data k odeslání. Na této konci obsluhy přerušení je provedeno vypnutí REF modulu, A/D převodníku a obvodu pro měření teploty. Vývojový diagram této obsluhy přerušení je uveden na obrázku 12.3. Prahová hodnota $Q_{V(TH)}$ na obrázku 12.3 je definována jako konstanta překladače.



Obrázek 12.3: Vývojový diagram zobrazující průběh přerušení A/D převodníku

12.2 Použité periferie

12.2.1 UCS – Unified Clock System

Procesory rodiny MSP430 disponují periferií s názvem UCS, jejímž úkolem je generování hodinových signálů pro jednotku MCU a ostatní periferie. Jednotlivé hodinové signály byly již popsány v kapitole 11.2, proto je zde uveden jen souhrn inicializace tohoto modulu. Pro inicializaci této periferie byly použity funkce balíčku DriverLib [60], který tento úkol značně zjednodušil. K ostatním periferiím je pro zachování přehledu nad výkonem programu přístupováno přes jejich registry bez využívání funkcí dodatečných nástaveb.

Hodinový signál Master Clock (MCLK) sloužící jako hodinový signál jednotky CPU a signál Subsystem Master Clock (SMCLK) byly shodně nastaveny na kmitočet 8 MHz, který byl pomocí frekvenčního závěsu stabilizován a odvozen z kmitočtu externího krystalu XT1CLK [57] s kmitočtem 32768 Hz. Tento krystalový oscilátor byl přímo použit i jako zdroj hodinového signálu ACLK (Auxiliary Clock), který je jako jediný ze zmíněných hodinových signálů aktivní v úsporném módu LPM3 a slouží jako zdroj hodin pro čítač použitý pro periodické probouzení procesoru. Použití nízkofrekvenčního krystalového oscilátoru bylo zvoleno pro co nejnižší spotřebu energie v úsporném režimu při zachování přesnosti časování.

12.2.2 Čítač/časovač B

16bitový čítač B je v této aplikaci jedinou stále aktivní periferií a slouží pro periodické probouzení mikroprocesoru z úsporného módu a spouštění A/D převodu. Za tímto účelem byl nastaven pro čítání vpřed a přerušování při události Capture/Compare. Ve stavu Sleep je perioda přerušování nastavena na 500 ms. Kmitočet hodinového signálu čítače B je:

$$f_{ACLK} = 32768 \text{ Hz} \quad (79)$$

Konstanta překladače definující periodu probouzení ve stavu Sleep je:

$$check\ period = 0,5 \quad (80)$$

Hodnota stavu čítače pro přerušování po intervalu 0,5 s je tedy:

$$TB_{LONG} = \text{floor}(check\ period \cdot f_{ACLK}) = \text{floor}(0,5 \cdot 32768) = 16384 \quad (81)$$

Kde funkce floor() provádí zaokrouhlení na celá čísla směrem dolů. Pro stav Measure jsou požadovány častější přechody do aktivního režimu tak, aby bylo dosaženo měření s vzorkovacím kmitočtem $f_s = 20 \text{ Hz}$. Vzorkovací perioda A/D převodu (a tedy i časový interval mezi jednotlivými přerušováními čítače B) je:

$$measure\ period = 0,05 \quad (82)$$

A hodnota stavu čítače pro přerušování po tomto časovém intervalu je:

$$TB_{SHORT} = \text{floor}(\text{check period} \cdot f_{CLK}) = \text{floor}(0,5 \cdot 32768) = 1638 \quad (83)$$

Autor si je vědom toho, že v tomto kontextu nemusí zvolené názvy vypočtených hodnot působit přehledně, ale takto byly pojmenovány odpovídající konstanty překladače v zdrojovém kódu a pro jistou konzistenci byly zachovány i v tomto textu.

Hodnota čítače, při které dochází k přerušení, je zapsána do registru TB0CCR0 [57] (Timer B 0 – Capture/Compare 0). Ke změně tohoto registru dochází ve stavech Start a Stop stavového automatu, kdy jsou globálně zakázána všechna přerušení. Před změnou hodnoty registru TB0CCR0 je čítač vždy zastaven a po opětovném spuštění začíná čítat od nuly.

12.2.3 REF modul

REF modul slouží pro generování stabilních referenčních napětí pro ostatní periferie. Základem tohoto modulu je obvod bandgap reference [58]. Výstupní napětí REF modulu jsou laděna při výrobě procesoru, softwarově lze pak volit mezi hodnotami 1,5 V, 2 a 2,5 V. Modul REF se vyznačuje vysokou přesností, nízkou závislostí na teplotě a vysokým potlačením zvlnění napájecího napětí [57].

V této aplikaci slouží REF modul jako generátor reference pro A/D převodník ADC12_A. Vzhledem k nízkým hodnotám měřených napětí a snaze o co nejvyšší rozlišení byla zvolena nejnižší možná referenční hodnota 1,5 V. REF modul není aktivní po celou dobu výkonu kódu, k jeho zapnutí dochází v přerušení čítače B, na konci přerušení A/D převodníku je opět vypnut pro snížení spotřeby procesoru.

12.2.4 A/D převodník ADC12_A

Zvolený procesor disponuje 12-bitovým A/D převodníkem s postupnou aproximací a 16 kanály volitelnými multiplexorem vstupů. Výstupní hodnota A/D převodu je při rozlišení $n = 12$ bitů a referenčním napětí $U_{REF} = 1,5$ V rovna [57]:

$$N_{ADC} = (2^n - 1) \cdot \frac{U_{IN}}{U_{REF}} = 4095 \cdot \frac{U_{IN}}{1,5} [-] \quad (85)$$

Kde U_{IN} je hodnota měřeného napětí. Hodnota nejméně významného bitu A/D převodu odpovídá napětí:

$$U_{LSB} = \frac{U_{REF}}{2^n} = \frac{1,5}{4096} \doteq 366,2 \text{ uV} \quad (86)$$

Tento A/D převodník umožňuje automatické měření sekvence zvolených vstupních kanálů bez zásahu programu mikroprocesoru [57]. V praxi je možné povolit obsluhu přerušení pouze posledního z měřených kanálů a v obsluze tohoto přerušení pak přečíst výsledky všech A/D převodů z dané sekvence. V průběhu sekvence měření může procesor setrvat v úsporném stavu a do aktivního stavu být probuzen až při dokončení A/D převodu posledního z vybraných kanálů.

V této aplikaci je A/D převodník nastaven na sekvenci 3 vstupních kanálů – první z kanálů měří výstupní napětí obvodu pro měření průtoku a tato měřená hodnota je tedy

tou rozhodující pro přechod mezi stavy stavového automatu na obrázku 12.1. Zbývající dva kanály jsou použity pro měření napětí na NTC termistoru a pro měření napětí baterie. Tabulka 12.1 uvádí přiřazení jednotlivých kanálů konkrétním pinům procesoru.

A/D převodník ADC12_A je stejně jako REF modul v úsporném stavu vypnut. Jeho zapnutí je provedeno v obsluze přerušení čítače B, jeho vypnutí je pak realizováno na konci jeho vlastní obsluhy přerušení.

Tabulka 12.1: vstupní kanály A/D převodníku

pin procesoru	funkce
P6.0	1. kanál A/D převodníku pro měření průtoku
P6.4	2. kanál A/D převodníku pro měření napětí baterie
P7.0	3. kanál A/D převodníku pro měření teploty

12.3 Komunikace s PC

Vzhledem k tomu, že velká část práce se zabývá návrhem a měřením jednotlivých generátorů energie, nebyla po dohodě s vedoucím práce z důvodu nedostatku časových prostředků realizována bezdrátová komunikace senzoru. Pro přenos měřených dat do PC tedy byla zvolena komunikace po sběrnici USB, realizující virtuální sériový přenos.

Pro ladění měřicího algoritmu byly přenášeny nijak nezpracované výsledky A/D převodů. Tento přístup byl zvolen pro možnost odladění parametrů filtrů, ověření měřicí metody a odladění přijímací aplikace pro PC.

Výsledky A/D převodů jsou přímo formátovány do textových řetězců opatřených znaky sloužícími pro identifikaci jednotlivých měřených veličin. Celková délka jedné zprávy je 22 bajtů, struktura zprávy je zobrazena na obrázku 12.4.

2B	4B	3B	4B	3B	4B	2B			
V =	napětí baterie	;	T =	měřená teplota	;	F =	měřený průtok	;	\n

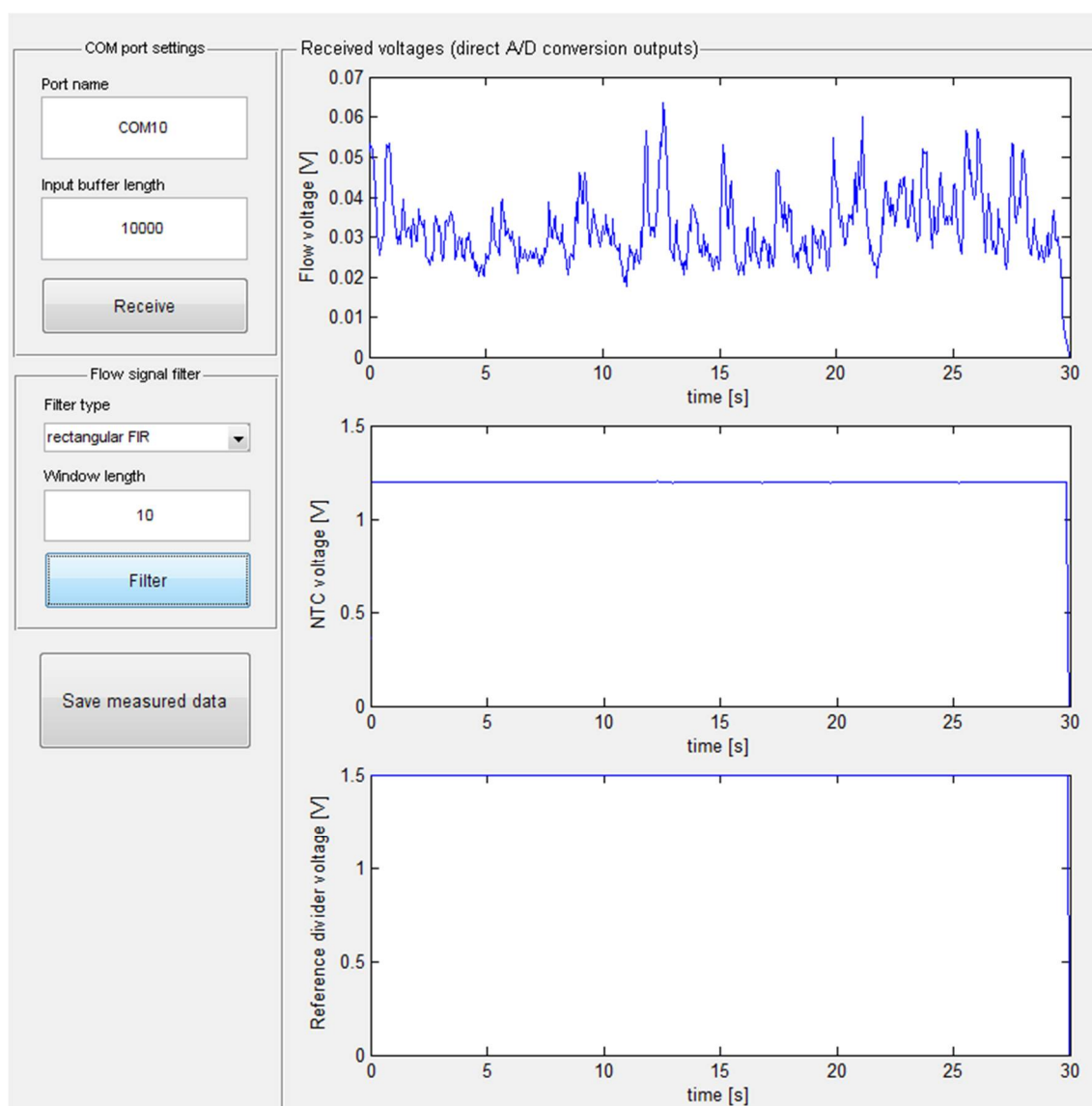
Obrázek 12.4: formát posílaných dat

Použitý vývojový kit MSP430F5529LP [56] je vybaven USB rozhraním a pomocí takzvaných deskriptorů vytvořených nástrojem MSP430 USB Descriptor Tool [59] byl nastaven jako zařízení třídy CDC (Communication Device Class). Zmíněným nástrojem byly vygenerovány soubory `descriptor.c` a `descriptor.h`, které byly vloženy do projektu programu procesoru v prostředí Code Composer Studio 6. Zároveň byl pomocí tohoto nástroje vygenerován soubor ovladače pro PC. Po připojení takto nastaveného vývojového kitu k PC a instalaci ovladače se vývojový kit operačnímu systému jeví jako virtuální COM port. Data posílaná programem mikroprocesoru lze pak přijímat vhodnou aplikací na zvoleném sériovém portu.

13 APLIKACE PRO PŘÍJEM DAT NA PC

Pro příjem dat na PC, jejich prezentaci a ukládání byla vytvořena aplikace v prostředí Matlab 8.5 pomocí nástroje pro tvorbu grafických rozhraní `guide`. Úkolem této aplikace je přijímat hodnoty změřené A/D převodníkem mikroprocesoru na zvoleném sériovém portu a převést je na hodnoty měřených veličin. Dalším úkolem této aplikace je provádění číslicové filtrace signálu měřeného na výstupu aktivního kvazišpičkového detektoru tak, aby byl potlačen vliv kolísání tohoto signálu a bylo možné určit hodnotu objemového průtoku.

Aplikace je dostupná v elektronické příloze této práce v adresáři `GUI_RECEIVER`, kompatibilitu s jinými verzemi prostředí Matlab však nelze zaručit. Pro správné zobrazení celého okna grafického rozhraní je nutné minimální rozlišení 1280x768 pixelů.

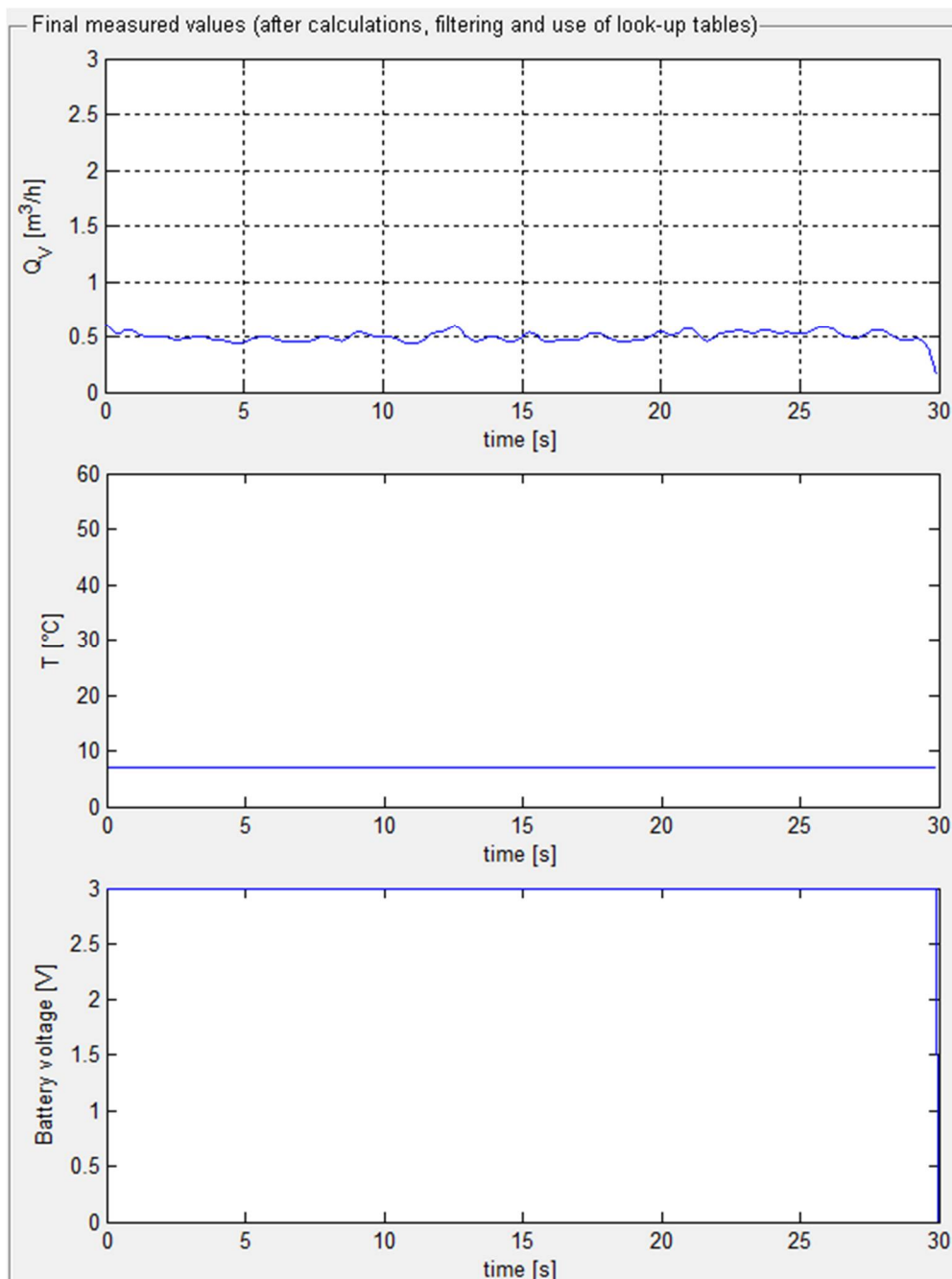


Obrázek 13.1: Levá polovina okna navržené aplikace - prvky pro nastavení komunikace, filtru signálu objemového průtoku a grafy pro zobrazení měřených napětí

Na obrázku 13.1 je zobrazena levá polovina okna vytvořené aplikace. V levé části obrazovky jsou ovládací prvky pro nastavení příjmu dat – jméno virtuálního COM portu a velikost zásobníku pro přijaté vzorky. Tím zde není myšlen přímo vstupní zásobník sériového rozhraní, ale velikost polí, do nichž budou ukládána přijatá data. Pevnou délkou těchto polí je zajištěna optimální rychlost aplikace. Příjem dat je spuštěn stiskem tlačítka „Receive“. Po opětovném stisku tlačítka dochází k vypnutí přenosu a v levém sloupci grafů jsou zobrazeny hodnoty napětí měřených A/D převodníkem mikroprocesoru. Do spodních dvou grafů v pravé polovině okna (obrázek 13.2) jsou vykresleny grafy odpovídající hodnotě měřeného napětí baterie a teploty.

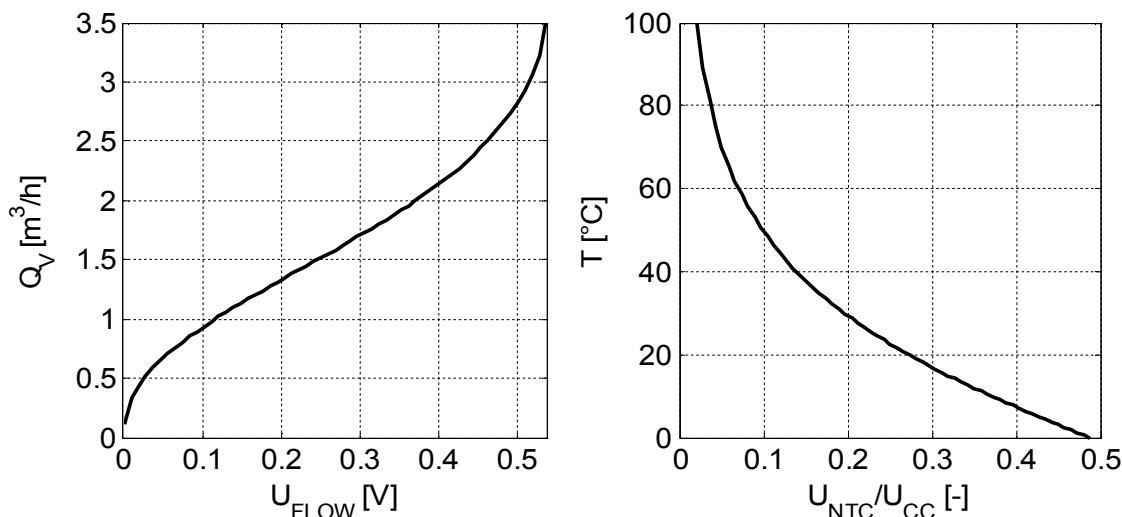
Dalšími prvky v levé části okna lze nastavit parametry filtru pro filtraci signálu k určení objemového průtoku. Nachází se zde rozbalovací menu pro výběr metody filtrace umožňující volit mezi FIR filtry s obdélníkovým nebo Hannovým oknem a mediánovým filtrem. Dále je zde textové pole pro volbu délky okna filtru ve vzorcích. Po stisku tlačítka „Filter“ je zvoleným filtrem filtrován průběh měřeného výstupního napětí kvazišpičkového detektoru a z tohoto průběhu je poté pomocí převodní charakteristiky vypočten průběh objemového průtoku. Časový průběh měřeného objemového průtoku je poté zobrazen v horním grafu v pravé části obrazovky (obrázek 13.2).

Posledním ovládacím prvkem v okně aplikace je tlačítko „Save measured data“. Po stisku tohoto tlačítka je vyvoláno dialogové okno pro výběr souboru, do kterého jsou poté uloženy časové průběhy signálů zobrazených v pravém sloupci grafů – tedy napětí baterie, měřené teploty a objemového průtoku.



Obrázek 13.2: Pravá polovina okna aplikace s grafy výsledných měřených hodnot

Sklon a rozsah převodní charakteristiky pro měření průtoku získané ze simulace v kapitole 10.1 byly na základě měření s reálnými obvody korigovány, tvar charakteristiky zůstal zachován. Společně s převodní charakteristikou pro měření teploty jsou definovány v kódu aplikace a jsou zobrazeny na obrázku 13.3. Vzhledem k operacím a výpočtům, které přepočtu dle převodních charakteristik předcházejí je pravděpodobné, že převáděné hodnoty nebudou vždy přesně odpovídat bodům těchto charakteristik. Z tohoto důvodu je pro získání hodnot teploty a průtoku z převodních charakteristik použita lineární interpolace.



Obrázek 13.3: Převodní charakteristiky pro výpočet průtoku a teploty

13.1 Callback funkce

Po vytvoření rozložení grafického rozhraní v prostředí `guide` je automaticky vygenerován skript sestávající z tzv. callback funkcí jednotlivých prvků grafického rozhraní. Do těchto funkcí byl doplněn kód pro provádění požadovaných operací, tedy pro příjem dat po sériovém rozhraní, zobrazování dat, číslíkovou filtraci a ukládání dat. Následující text popisuje callback funkce vyvolávané stisky tlačítek „Receive“, „Filter“ a „Save measured data“.

13.1.1 Tlačítko „Receive“

Po stisku tlačítka „Receive“ je pro zadaný COM port vytvořen objekt sériového portu, na kterém je následně navázána komunikace. Také jsou vytvořena prázdná pole nastavené délky pro ukládání hodnot měřených signálů. Dále je nastavena délka vstupního zásobníku sériového přenosu. Jsou zde nastaveny i další parametry sériového přenosu, ty zde ale mají pouze význam potlačení varovných hlášení – při použití rozhraní CDC jsou hodnoty datové rychlosti sériového přenosu, parita či počet stop bitů irelevantní.

Do dalšího stisku tlačítka probíhá příjem dat – z textového řetězce jsou mezi příslušnými značkami (viz obrázek 12.4) vyjmuty číselné hodnoty a jsou uloženy do připravených polí. Po opětovném stisku tlačítka je přenos zastaven, port je uzavřen a jeho objekt je smazán. Je vytvořen vektor časové osy s krokem odpovídajícím vzorkovací periodě A/D převodníku mikroprocesoru a hodnoty měřených napětí jsou zobrazeny do grafů v levé polovině okna aplikace. Poté jsou vypočteny hodnoty měřené teploty a napětí baterie a příslušné signály jsou vykresleny do odpovídajících grafů v pravé polovině okna. Na závěr jsou vektory časové osy, napětí baterie a měřené teploty uloženy do globální struktury `handles`, aby byly přístupné callback funkci pro ukládání dat do souboru. Do této globální struktury je také uložen vektor napětí U_{FLOW} , který bude použit v callback funkci po stisku tlačítka „Filter“.

13.1.2 Tlačítko „Filter“

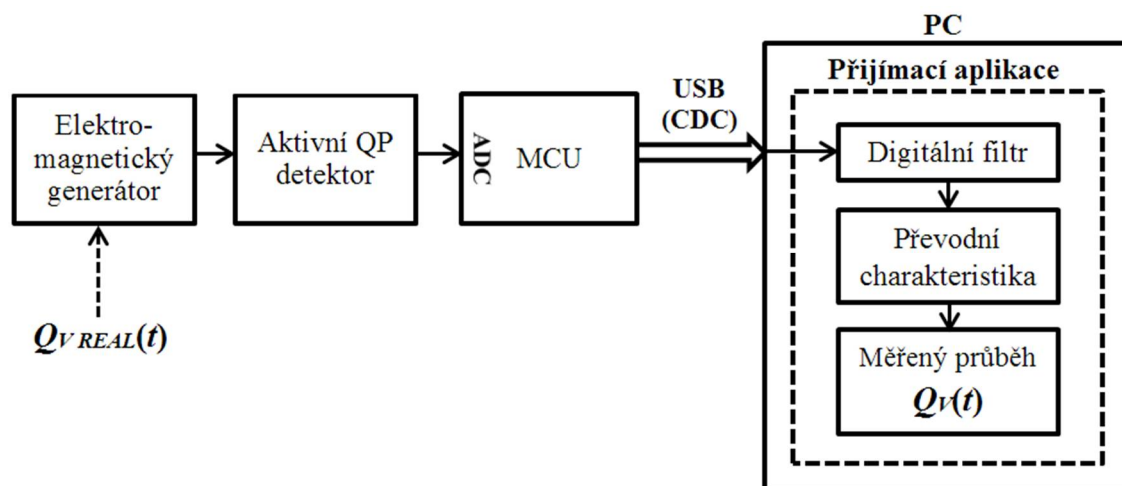
Po stisku tohoto tlačítka je na základě vybrané metody filtrace a délky okna filtru provedena filtrace signálu U_{FLOW} předaného funkci pomocí globální struktury handles. Poté je z hodnot filtrovaného signálu pomocí lineární interpolace proveden výpočet hodnot objemového průtoku z převodní charakteristiky definované lokálně v této funkci (viz obrázek 13.3 vlevo). Takto zpracovaný signál je vykreslen do grafu v horním pravém okraji okna aplikace. Po změně parametrů filtru a opětovném stisku tlačítka je signál překreslen. Dále je vektor tohoto signálu také uložen do zmíněné globální struktury, aby byl přístupný callback funkci vyvolané stiskem tlačítka „Save measured data“.

13.1.3 Tlačítko „Save measured data“

Po stisku tohoto tlačítka je vytvořena hlavička pro jednotlivé sloupce datového souboru. Do jednotlivých sloupců pod hlavičku jsou poté z globální struktury handles přiřazeny vektory časové osy, napětí baterie, měřené teploty a objemového průtoku. Poté, co uživatel zvolí umístění a název souboru, jsou takto uspořádaná data uložena do souboru ve formátu csv. Realizace uložení dat včetně hlaviček je provedena pomocí modifikované funkce csvwrite [62].

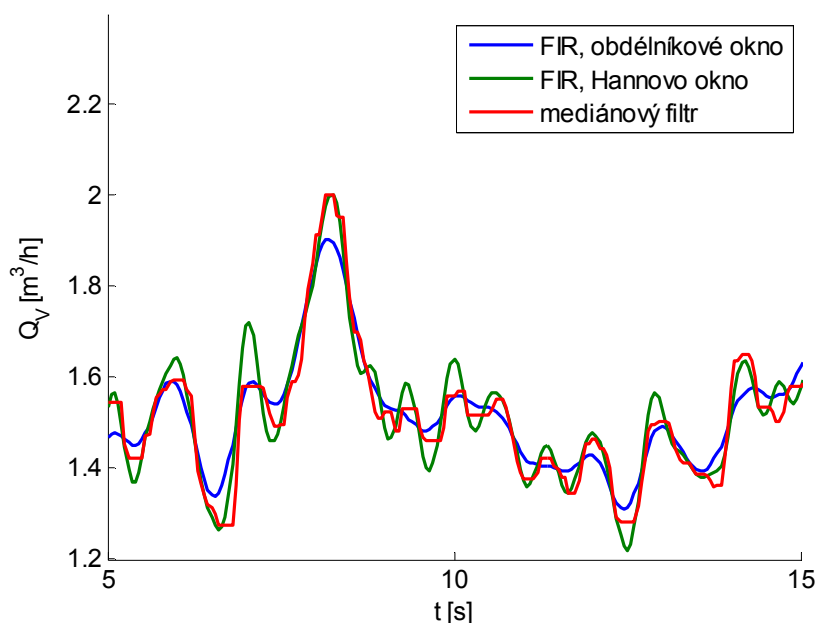
14 OVĚŘENÍ METODY MĚŘENÍ PRŮTOKU

V této kapitole jsou shrnuty vlivy číslicové filtrace na výsledky měření průtoku. Převodní charakteristika pro měření objemového průtoku byla sestavena na základě středních hodnot výstupních napětí kvazišpičkového detektoru. Kvazišpičkový detektor ale sám o sobě dostatečně nepotlačuje náhodný výskyt špiček v jeho vstupním signálu. Aby tedy bylo možné sestavenou převodní charakteristiku pro měření použít, je třeba výstupní napětí kvazišpičkového detektoru dále filtrovat. Blokové schéma metody měření průtoku je uvedeno na obrázku 14.1.

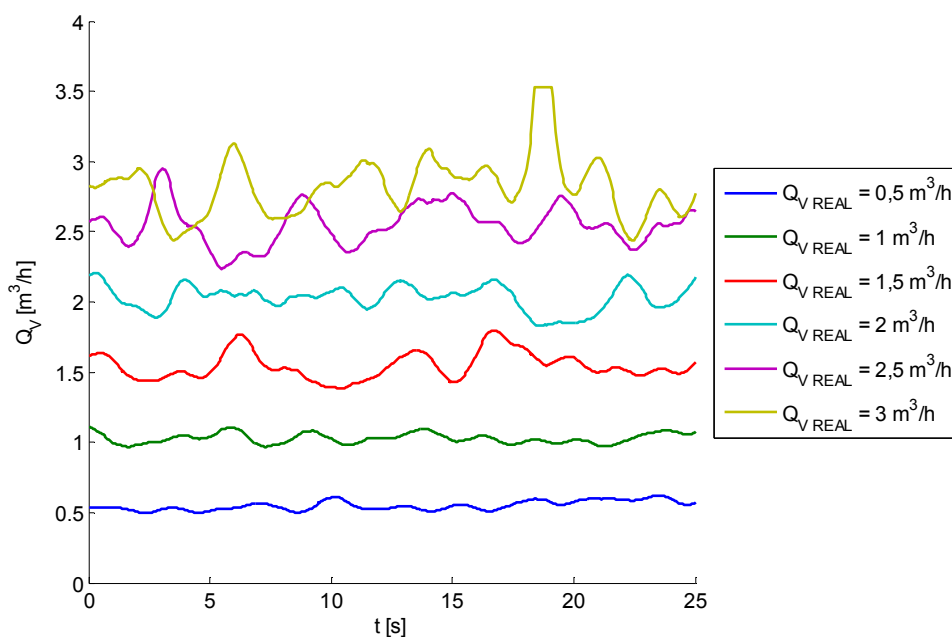


Obrázek 14.1: Blokové schéma metody měření průtoku

Pro ověření vlivu filtrace na výsledky měření byl vstup kvazišpičkového detektoru buzen signály změřenými na výstupu generátoru v kapitole 7.4, tyto signály odpovídají skutečným hodnotám průtoku $Q_{V REAL}$. Na obrázku 14.2 je zobrazen vliv jednotlivých filtrů na výsledný měřený signál $Q_V(t)$ při konstantní hodnotě skutečného průtoku $Q_{V REAL} = 1,5 \text{ m}^3/\text{h}$. Délka okna zde byla pro všechny filtry shodně nastavena na 10 vzorků, při vzorkovací periodě 50 ms byla tedy délka okna 500 ms. Rozdíly mezi jednotlivými filtry jsou malé, nejlépe zde potlačuje zvlnění FIR filtr s obdélníkovým oknem.



Obrázek 14.2: srovnání vlivu jednotlivých filtrů s délkou okna 10 vzorků na měření průtoku

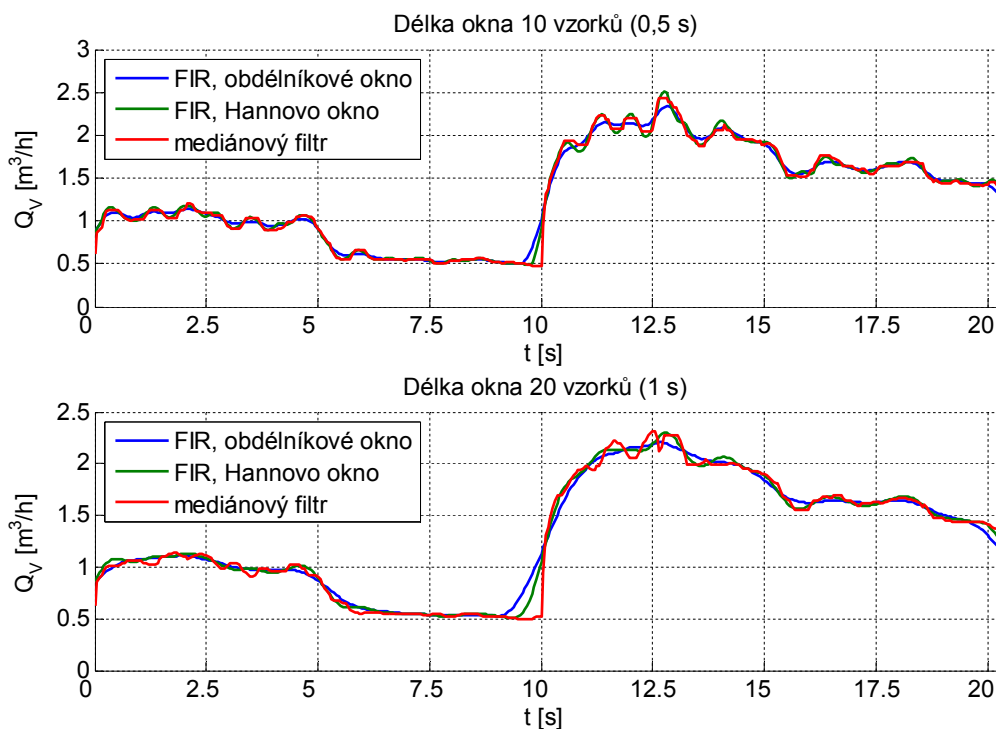


Obrázek 14.3: Výstupy měření průtoku při filtraci FIR filtrem s obdélníkovým oknem délky 20 vzorků

V grafu na obrázku 14.3 jsou zobrazeny časové průběhy měřených signálů $Q_V(t)$ pro různé hodnoty skutečného průtoku $Q_{V\text{ REAL}}$. Použitým filtrem zde byl FIR filtr s obdélníkovým oknem, délka okna byla 20 vzorků, tedy 1 sekunda. Aby bylo možné zachovat jistou dynamiku měření pro případ, kdy se skutečná hodnota měřeného průtoku mění, nebyly vyšší hodnoty délky okna filtru považovány za přípustné. V grafu

je patrná závislost střední hodnoty měřených signálů $Q_V(t)$ na hodnotě skutečného průtoku Q_{VREAL} , nežádoucí rozkmit signálu $Q_V(t)$ je však stále velký.

Na obrázku 14.4 jsou uvedeny měřené průběhy $Q_V(t)$ pro případ, kdy se skutečná hodnota objemového průtoku skokově mění po intervalech délky 5 sekund mezi hodnotami $Q_{VREAL} = 1 \text{ m}^3/\text{h}$, $0,5 \text{ m}^3/\text{h}$, $2 \text{ m}^3/\text{h}$ a $1,5 \text{ m}^3/\text{h}$. Vstupní signál kvazišpičkového detektoru byl v tomto případě složen ze segmentů příslušných signálů, změny skutečného průtoku jsou tedy skokové. Z časových průběhů na obrázku 14.4 je patrné, že pro zachování dynamiky měření je nejučinější mediánový filtr, FIR filtry hrany signálu způsobené změnou průtoku protahují a zpožďují. Tato skutečnost je způsobena principem těchto filtrů. Při použití FIR filtrů je navíc v grafu na obrázku 14.4 patrná jistá nekauzalita – měřená hodnota $Q_V(t)$ se mění dříve, než skutečná hodnota $Q_{VREAL}(t)$. To je způsobeno tím, že filtrace probíhá až po skončení měření v PC a je prováděna pomocí funkce `filtfilt()`, která kompenzuje zpoždění jednotlivých filtrů.



Obrázek 14.4: vliv odezvy jednotlivých filtrů na změnu měřeného průtoku

Měřicí metoda byla navržena tak, aby i přes náhodný charakter obálky výstupního signálu sestaveného generátoru bylo možné určit hodnotu objemového průtoku při zachování jisté dynamiky měření. Pokud by nebyla dynamika měření důležitá, bylo by možné integrací získat z měřených průběhů průměrné hodnoty průtoku. Filtrace použitá před přepočtem pomocí převodní charakteristiky by pak měla vliv zejména při měření hodnot průtoků na okrajích této charakteristiky v oblasti její nelinearity. Pro měření za účelem odečtů spotřeby vody není navržena metoda měření dostatečně přesná, pro orientační určení průměrného průtoku však postačuje. Lze ji tedy použít například pro určení okamžiku, kdy je třeba vyčistit filtrační síťku filtru tak, jak bylo uvedeno v kapitole 7.

15 MĚŘENÍ SPOTŘEBY SENZORU

Tato kapitola se zabývá měřením spotřeby elektrické energie senzoru sestávajícího z vývojového modulu s procesorem MSP430F5529 [56], ze sestaveného rozšiřujícího modulu s obvody pro měření teploty a průtoku vody a z vývojového modulu se snižujícím měničem TPS62730 [61]. Nejprve je ověřen vliv provedených úsporných opatření při napájení z baterií, poté je srovnána energie spotřebovaná s energií dodávanou generátorem. Provedená měření spotřeby zahrnují pouze provádění měření průtoku a teploty vody a ukládání měřených dat do paměti procesoru. Jedná se tedy o spotřebu dílčího bloku potencionálního bezdrátového senzoru.

Měření probíhalo při čtyřech různých režimech senzoru lišících se režimem procesoru, výčtem jeho aktivních periférií a režimem snižujícího měniče. Tyto režimy jsou uvedeny v tabulce 15.1 a odpovídají energeticky různě náročným stavům, které mohou při provozu navrženého senzoru nastat.

Tabulka 15.1: tabulka jednotlivých energeticky různě náročných režimů senzoru

režim	režim procesoru	aktivní periférie	režim měniče TPS62730	Aktivní měřící obvody
ACT	aktivní	ADC, REF, čítač B	ON	NTC (25 °C), QP detektor
ACT*	aktivní	ADC, REF, čítač B	-	NTC (25 °C), QP detektor
LPM*	LPM3	ADC, REF, čítač B	bypass	QP detektor
LPM	LPM3	čítač B	bypass	QP detektor

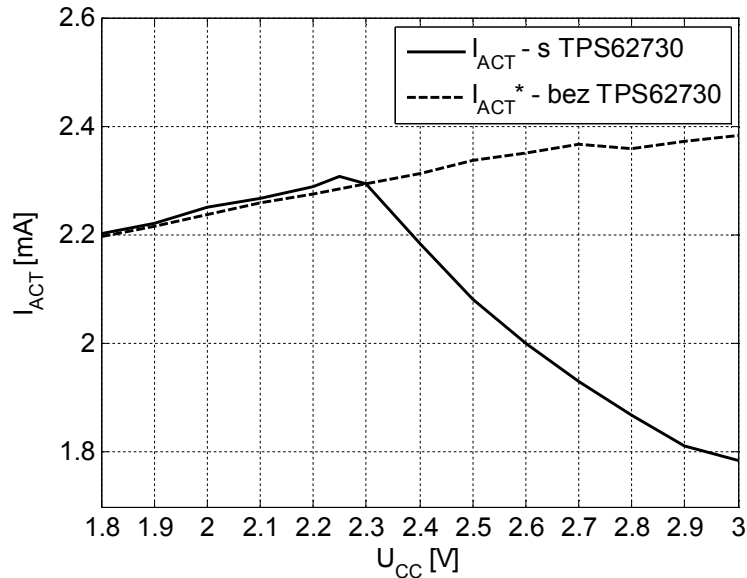
Režim ACT odpovídá plně aktivnímu mikroprocesoru provádějícímu měření s aktivním DC-DC měničem. Proud změřený v tomto stavu je z baterie odebírán při výkonu obsluhy přerušení čítače B nebo A/D převodníku. Režim ACT* poté představuje stejný případ bez použití zmíněného DC-DC měniče.

Režim LPM* odpovídá časovému intervalu mezi přerušenými čítače B a A/D převodníku (viz obrázek 15.4), kdy je mikroprocesor v úsporném režimu a moduly A/D převodníku a napěťové reference REF jsou aktivní. Poslední režim odpovídá zbývajícím částem měřícího cyklu, kdy je mikroprocesor v úsporném režimu a jedinou jeho aktivní periférií je čítač B.

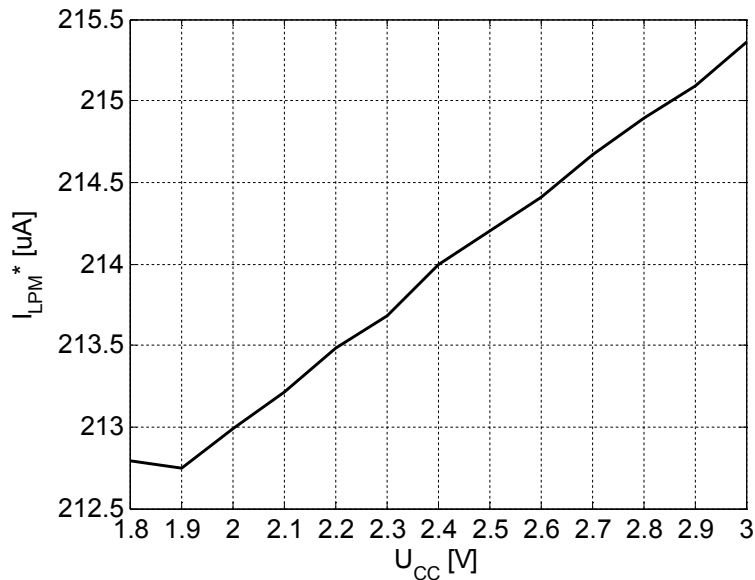
Pro všechny zmíněné režimy byla měřena hodnota proudu baterie v závislosti na napájecím napětí, které bylo měněno v rozmezí 1,8 V (minimální hodnota napájecího napětí mikroprocesoru) až 3 V (nominální hodnota napětí na sériovém spojení zvolených baterií).

Graf na obrázku 15.1 uvádí srovnání měřeného proudu v závislosti na napájecím napětí pro režimy ACT a ACT*. Snižující měnič TPS62730 setrvává pro nízké hodnoty

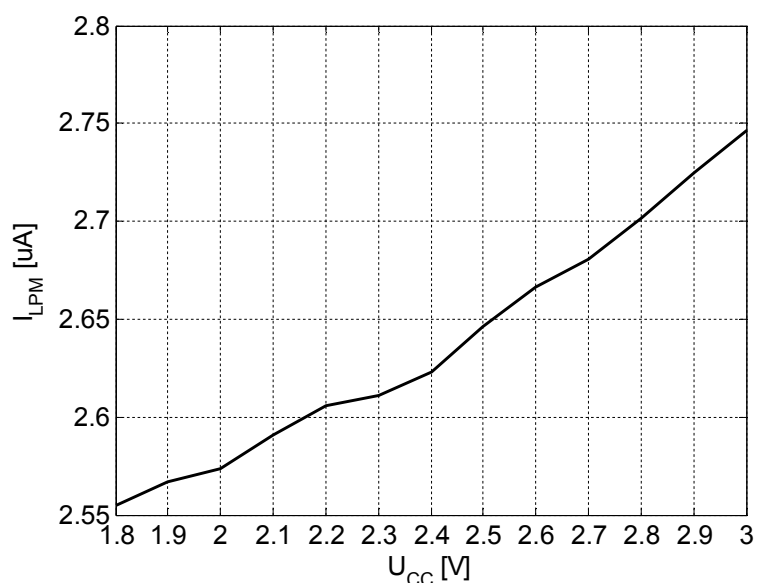
napájecího napětí v režimu bypass nezávisle na hodnotě jeho řídicího signálu a může být aktivován až po překročení jisté prahové hodnoty napájecího napětí. Dle katalogového listu tohoto měniče [54] je při rostoucím napájecím napětí tato prahová hodnota $U_{CC} = 2,25$ V. Z grafu na obrázku 15.1 lze soudit, že měnič je plně aktivní při hodnotě $U_{CC} = 2,3$ V. Při vyšších hodnotách napájecího napětí je pak znatelný výrazný pokles proudu ve srovnání s měřením bez DC-DC měniče.



Obrázek 15.1: závislost proudu na napájecím napětí v aktivním módu procesoru s a bez DC-DC měniče TPS62730



Obrázek 15.2: závislost proudu na napájecím napětí senzoru v režimu LPM*



Obrázek 15.3: Závislost proudu na napájecím napětí senzoru v režimu LPM

Na grafu na obrázku 15.2 je zobrazena závislost proudu na napájecím napětí v režimu LPM*, tedy při úsporném módu procesoru s aktivními moduly A/D převodníku a modulu napěťové reference REF. Graf na obrázku 15.3 zobrazuje závislost proudu na napájecím napětí pro nejúspornější z možných režimů LPM, kdy se procesor nachází v úsporném módu a jeho jedinou aktivní periferií je čítač B. V tomto režimu se navržený senzor nachází po většinu času. Tabulka 15.2 shrnuje hodnoty proudů v jednotlivých režimech při minimální hodnotě napájecího napětí, při nominální hodnotě napětí baterií a také při $U_{CC} = 2,3$ V, kdy dochází k sepnutí snižujícího měniče.

Tabulka 15.2: Hodnoty napájecího proudu pro vybrané hodnoty napájecích napětí

U_{CC} [V]	1,8	2,3	3
I_{ACT} [mA]	2,203	2,295	1,786
I_{LPM} [μ A]	2,555	2,611	2,747
I_{LPM}^* [μ A]	213,43	214,33	216,01

15.1 Energetická bilance

Provedená měření proudu odebíraného z baterie v jednotlivých provozních režimech nemají sama o sobě dostatečnou vypovídací hodnotu o spotřebě senzoru. Vzhledem ke koncepci stavového automatu, který dle potřeby přechází mezi stavem Measure a úspornějším stavem Sleep je třeba zjistit, jak dlouho budou jednotlivé stavy trvat. Doby trvání těchto stavů se odvíjejí od aplikace, ve které je senzor použit – čím častěji a déle je požadováno provádění měření, tím déle bude senzor v energeticky náročnějším stavu a tím vyšší bude spotřeba elektrické energie senzoru.

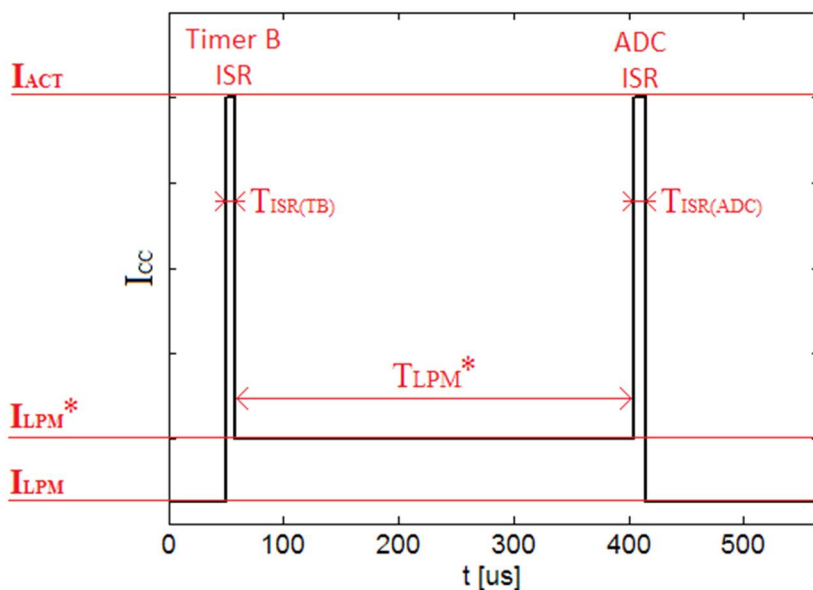
Pro výpočet průměrných hodnot proudů v jednotlivých stavech jsou uvažovány

statické hodnoty proudů odpovídající jednotlivým režimům v tabulce 15.1, přechodové děje při přechodu mezi stavy stavového automatu nebo režimy mikroprocesoru jsou zde zanedbány.

Tabulka 15.3 shrnuje doby trvání přerušení vyvolaných v jednom měřicím cyklu, při kterých se mikroprocesor nachází v aktivním režimu a také interval mezi těmito přerušeními, kdy je procesor v úsporném režimu s aktivními moduly A/D převodníku a napěťové reference. Posloupnost jednotlivých intervalů v rámci měřicího cyklu ilustruje obrázek 15.4. Dále jsou v tabulce 15.3 uvedeny periody, po kterých dochází k probuzení mikroprocesoru a spuštění měřicího cyklu ve stavu Measure a stavu Sleep.

Tabulka 15.3: trvání jednotlivých událostí programu mikroprocesoru

přerušení čítače B (Timer B ISR)	$T_{ISR(TB)}$ [us]	8
přerušení A/D převodníku (ADC ISR)	$T_{ISR(ADC)}$ [us]	11,3
interval mezi přerušeními (LPM*)	T_{LPM^*} [us]	346
perioda probouzení ve stavu Measure	$T_{MEASURE}$ [ms]	50
perioda probouzení ve stavu Sleep	T_{SLEEP} [ms]	500



Obrázek 15.4: časový průběh proudu baterie v rámci jednoho měřicího cyklu

Průměrná hodnota proudu spotřebovávaného senzorem ve stavu Sleep je:

$$I_{SLEEP(AVG)} = \frac{1}{T_{SLEEP}} \left[(T_{ISR(TB)} + T_{ISR(ADC)}) \cdot I_{ACT} + T_{LPM^*} \cdot I_{LPM^*} + (T_{SLEEP} - T_{ISR(TB)} - T_{ISR(ADC)} - T_{LPM^*}) \cdot I_{LPM} \right] [A] \quad (87)$$

Pro stav Measure pak analogicky platí:

$$I_{MEASURE(AVG)} = \frac{1}{T_{MEASURE}} \left[(T_{ISR(TB)} + T_{ISR(ADC)}) \cdot I_{ACT} + T_{LPM^*} \cdot I_{LPM^*} + (T_{SLEEP} - T_{ISR(TB)} - T_{ISR(ADC)} - T_{LPM^*}) \cdot I_{LPM} \right] [A] \quad (88)$$

Hodnoty těchto proudů byly určeny pro 3 hodnoty napájecích napětí – pro limitní hodnoty $U_{CC} = 1,8$ V a 3 V a také pro napětí $U_{CC} = 2,3$ V, při kterém dochází v aktivním stavu k sepnutí DC-DC měniče (viz obrázek 15.1). Z hodnot měřených proudů v tabulce 15.2 a z hodnot časů uvedených v tabulce 15.3 byly dosazením do vztahů (87) a (88) získány hodnoty proudů $I_{SLEEP(AVG)}$ a $I_{MEASURE(AVG)}$ uvedené v tabulce 15.4.

Tabulka 15.4: Vypočtené hodnoty proudu baterie a příkonu senzoru ve stavech Sleep a Measure

U_{CC} [V]	1,8	2,3	3
$I_{SLEEP(AVG)}$ [uA]	2,786	2,846	2,963
$I_{MEASURE(AVG)}$ [uA]	4,864	4,961	4,911
$P_{SLEEP(AVG)}$ [uW]	5,015	6,546	8,889
$P_{MEASURE(AVG)}$ [uW]	8,755	11,410	14,733

Vzhledem k nízkým hodnotám těchto proudů je nyní vhodné porovnat množství energie spotřebované senzorem s energií dodávanou sestaveným elektromagnetickým generátorem. Aby byla pokryta spotřeba senzoru za delší časový úsek (například 1 den), je nutné uvažovat i energii spotřebovanou senzorem ve stavu Sleep, kdy neprobíhá měření ani mechanické buzení generátoru. Proto zde nejsou přímo srovnávány hodnoty příkonu senzoru a výkonu generátoru, ale hodnoty energie v závislosti na celkové době měření (buzení). Známý vztah pro výpočet energie je:

$$W = P \cdot t [J] \quad (89)$$

Energie spotřebovaná senzorem při měření po dobu T_{REQ} v hodinách je pak:

$$W_{MEASURE} = T_{REQ} \cdot 3600 \cdot U_{CC} \cdot I_{MEASURE(AVG)} [J] \quad (90)$$

Energie, která je po zbytek dne spotřebovávaná senzorem ve stavu Sleep je:

$$W_{SLEEP} = (24 - T_{REQ}) \cdot 3600 \cdot U_{CC} \cdot I_{SLEEP(AVG)} [J] \quad (91)$$

A celková energie spotřebovaná senzorem za 1 den je:

$$\begin{aligned}
 W_{SENZOR} &= W_{MEASURE} + W_{SLEEP} \\
 &= 3600 \cdot U_{CC} \cdot [T_{REQ} \cdot I_{MEASURE(AVG)} + (24 - T_{REQ}) \cdot I_{SLEEP(AVG)}] \text{ [J]} \quad (92)
 \end{aligned}$$

Pro energetickou samostatnost vyhodnocovaného dílčího bloku senzoru by tedy bylo třeba za dobu T_{REQ} dodat sestaveným generátorem stejné množství energie. Energie W_{GEN} dodaná sestaveným generátorem mechanicky buzeným po dobu T_{REQ} je:

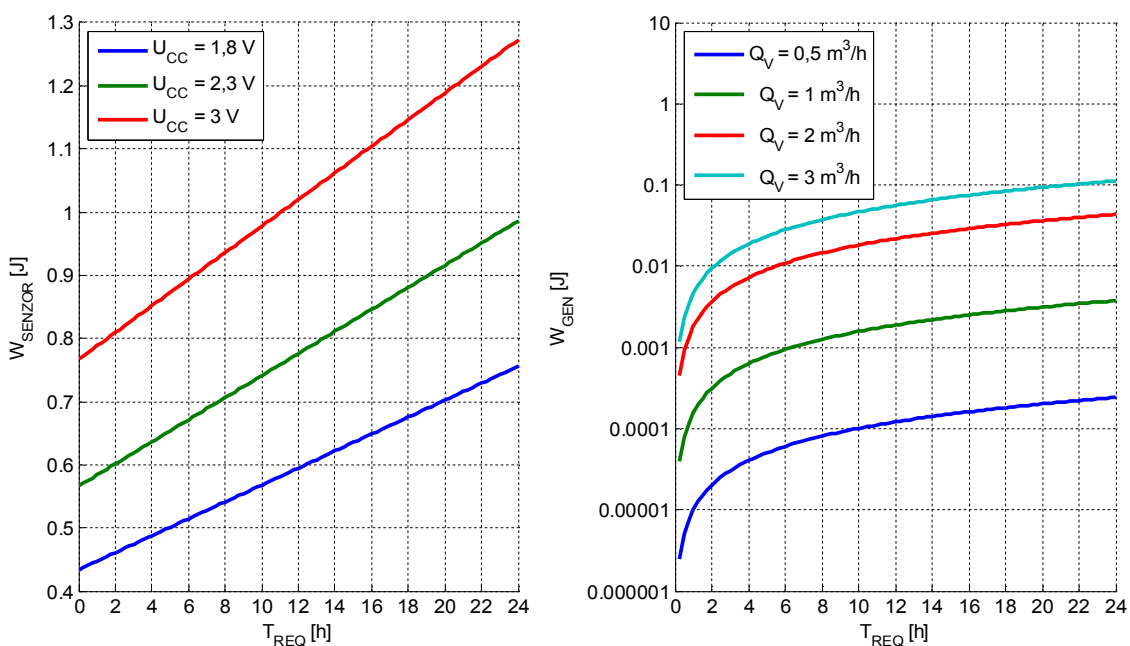
$$W_{GEN} = T_{REQ} \cdot 3600 \cdot P_{GEN} \text{ [J]} \quad (93)$$

Tabulka 15.5 shrnuje množství výkonu P_{GEN} generovaného sestaveným generátorem pro vybrané hodnoty objemového průtoku Q_V za předpokladu impedančního přizpůsobení.

Tabulka 15.5: Tabulka výkonu generátoru při vybraných hodnotách průtoku

Q_V [m ³ /h]	0,5	1	2	3
P_{GEN} [dBuW]	-25,532	-13,607	-2,970	1,135
P_{GEN} [nW]	2,80	43,58	504,66	1298,67

Graf na obrázku 15.5 vlevo zobrazuje energii spotřebovanou senzorem za den v závislosti na době měření T_{REQ} . Na grafu na obrázku 15.5 vpravo je uvedena závislost energie W_{GEN} dodané generátorem na době jeho buzení T_{REQ} . Z těchto grafů je patrný rozdíl mezi energií spotřebovanou senzorem a energií dodávanou generátorem. Energie spotřebovaná senzorem by při rozšíření senzoru o modul pro bezdrátovou komunikaci výrazně narostla. Poté by hlavními parametry ovlivňujícími spotřebu celého senzoru byl vysílací výkon bezdrátového modulu, střída komunikace, zvolený komunikační protokol a s ním související hodnota přenosové rychlosti. Ta ovlivňuje dobu, po kterou by musel být tento modul aktivní pro odvysílání zprávy. Doba a četnost vysílání by mohly být zkráceny, pokud by veškeré výpočty a operace nad měřenými signály probíhaly lokálně v procesoru, pak by ale byl naopak navýšen čas procesoru v aktivním režimu. Naopak celková energie dodaná generátorem by byla snížena o ztráty na obvodech realizujících zpracování energie.



Obrázek 15.5: Závislost energie spotřebované senzorem na trvání měření (vlevo) a závislost generované energie na trvání buzení generátoru (vpravo)

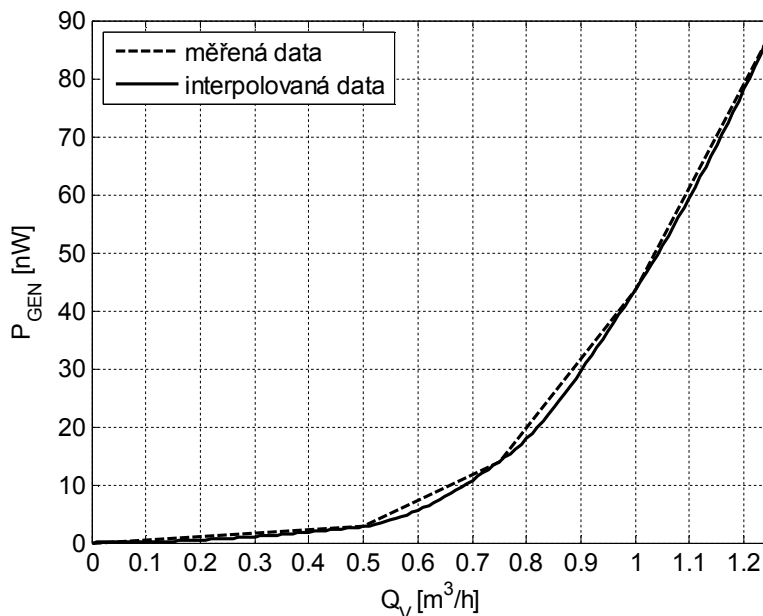
15.2 Modelová aplikace

Pro získání konkrétní představy o poměru mezi energií spotřebovanou obvodem senzoru a energií dodanou generátorem byl sestaven jednoduchý model aplikace pro navržený senzor. Ten je v této aplikaci osazen na filtru pevných částic, který je nainstalován na vodovodním potrubí před domácností. Měření prováděné senzorem neslouží vzhledem k nedostatečné přesnosti pro měření spotřeby vody dané domácností, ale pouze pro orientační určení okamžiku, kdy je nutné vyčistit síťku filtru.

Uvažovaná domácnost je obývána čtyřmi osobami. Každá z těchto osob provede za den několik úkonů spojených s osobní hygienou. Doba trvání těchto úkonů, objem spotřebované vody a počet těchto úkonů za den pro každého z obyvatel domácnosti jsou uvedeny v tabulce 15.6. Dále je zde uvedeno také praní prádla v pračce a ruční mytí nádobí, oba tyto úkony probíhají v dané domácnosti jednou denně. Doby trvání jednotlivých úkonů, stejně jako spotřebovaný objem vody, se v reálných podmínkách mohou lišit v závislosti na vybavení domácnosti nebo hygienických návycích jejích obyvatel. Hodnoty v tabulce 15.6 byly navrženy podle [64] a zahrnují pouze činnosti s významnou spotřebou vody.

Dále byly v tabulce 15.6 určeny hodnoty objemového průtoku vyvolaného každou z uvedených činností. Předpokládejme, že tyto činnosti probíhají postupně a v čase se navzájem nekryjí. Tyto hodnoty objemových průtoků slouží pro určení výkonu P_{GEN} dodávaného generátorem dle grafu na obrázku 15.6. Hodnoty v tomto grafu odpovídají výkonům na přizpůsobené zátěži změřeným v kapitole 7.4 a pro účely odečtu hodnot pro tabulku 15.6 zde byly interpolovány. Pro každou z činností v tabulce 15.6 pak byla z hodnoty generovaného výkonu P_{GEN} a doby trvání $\sum t$ určena hodnota energie W_{GEN} . Tato hodnota odpovídá množství energie, kterou generátor dodal, když

byla vykonávána příslušná činnost.



Obrázek 15.6: Měřený a interpolovaný průběh závislosti generovaného výkonu na objemovém průtoku

V zeleně zvýrazněném řádku tabulky 15.6 je uveden mezisoučet doby trvání všech činností osobní hygieny pro všechny obyvatele domácnosti. Dále je zde uveden celkový objem spotřebované vody a celkové množství energie, která byla vygenerována v průběhu těchto činností. V oranžovém řádku jsou poté k těmto hodnotám přičteny ještě doby trvání, objem spotřebované vody a generovaná energie odpovídající použití pračky a mytí nádobí.

Tabulka 15.6: výčet činností prováděných ve fiktivní domácnosti

činnost	t [s]	V [l]	počet	$\sum t$ [s]	$\sum V$ [l]	Q_V [m ³ /h]	P_{GEN} [nW]	W_{GEN} [nJ]
spláchnutí WC	60	10	4	240	40	0,6	5,55	1332,2
mytí rukou	10	1	6	60	6	0,36	1,47	88,4
sprcha	300	50	1	300	50	0,6	5,55	1665,3
celkem 4 osoby	$\sum 4 \text{ osob} =$			2400 s	384 l	-		12343,7 nJ
pračka	-			180	50	1	43,58	7844,4
nádobí	-			600	40	0,24	0,66	398,0
celá domácnost za den	$\sum \text{domácnosti} =$			3180 s	474 l	-		20586,1 nJ

Celkové množství energie dodané generátorem za den je:

$$\Sigma W_{GEN} = 20,5861 \text{ uJ} \quad (94)$$

Za zmíněného předpokladu, že veškeré činnosti uvedené v tabulce 15.6 probíhají postupně a vzájemně se v čase nekryjí je nutné provádět měření průtoku po dobu 3180 s, tedy 53 minut. Pokud budeme uvažovat napájecí napětí senzoru $U_{CC} = 1,8 \text{ V}$ a jemu odpovídající hodnoty proudů $I_{SLEEP(AVG)}$ a $I_{MEASURE(AVG)}$ dle tabulky 15.4, energie spotřebovaná senzorem za den bude:

$$\begin{aligned} \Sigma W_{SENZOR} &= 3600 \cdot U_{CC} \cdot [T_{REQ} \cdot I_{MEASURE(AVG)} + (24 - T_{REQ}) \cdot I_{SLEEP(AVG)}] \\ &= 3600 \cdot 1,8 \cdot \left[\frac{53}{60} \cdot 4,864 \cdot 10^{-6} + \left(24 - \frac{53}{60} \right) \cdot 2,786 \cdot 10^{-6} \right] = 445,17 \text{ mJ} \quad (95) \end{aligned}$$

Aby tedy bylo možné pomocí energie dostupné z generátoru v této aplikaci pokrýt spotřebu bloku senzoru provádějícího měření, bylo by potřeba navýšit generovaný výkon X krát, kde X je:

$$X = \frac{\Sigma W_{SENZOR}}{\Sigma W_{GEN} \cdot \eta} = \frac{445,17 \cdot 10^{-3}}{20,5861 \cdot 10^{-6} \cdot \eta} = \frac{21625}{\eta} [-] \quad (96)$$

Kde η je celková účinnost všech obvodů pro nakládání s generovanou energií. I bez bližšího vyčíslení této účinnosti je zřejmé, že pro energetickou samostatnost měření v této aplikaci by výkon dodávaný generátorem musel být zvýšen minimálně o 4 řády.

Snížení poměru mezi generovanou a spotřebovanou energií by bylo možné při použití v aplikaci s vyššími hodnotami průtoku než u této fiktivní domácnosti. Rozdíl mezi spotřebovanou a generovanou energií pro různé hodnoty objemového průtoku ilustrují grafy na obrázku 15.5.

16 ZÁVĚR

Úvodní část práce se věnuje shrnutí teoretických poznatků z oborů měření průtoku a teploty vody, energy harvesting a bezdrátové komunikace. Tyto poznatky posloužily jako teoretický základ pro následnou praktickou část práce.

Hlavní část práce byla zaměřena na vývoj elektrického generátoru mechanicky buzeného turbulentním prouděním vznikajícím uvnitř reálných prvků vodovodního potrubí. Proto byl generátor umístěn do součásti filtru pevných částic, uvnitř které dochází k výrazné změně rychlosti a směru proudění vody a kde byl vznik turbulencí předpokládán. Turbulence, které měly být využity pro buzení tohoto generátoru, jsou obecně nepravidelným jevem. Proto bylo ke konstrukci prototypu přistupováno experimentálně. Postupně byly sestaveny tři prototypy generátorů, první z nich využíval piezoelektrického jevu, zbylé dva jsou založeny na principu elektromagnetické indukce. Velikost generovaných výkonů byla poté měřena v závislosti na objemovém průtoku vody zmíněným filtrem. Maximální výkon generovaný piezoelektrickým generátorem do přizpůsobené zátěže byl 199 nW při objemovém průtoku 8 m³/h. Prvním z elektromagnetických generátorů byl při stejné hodnotě průtoku generován výkon 10,66 uW. Poslední ze sestavených generátorů byl navržen za účelem zvýšení generovaných výkonů v rozsahu nižších průtoků, do přizpůsobené zátěže dodával maximálně 1,44 uW při průtoku 3,5 m³/h.

Poslední ze sestavených generátorů byl dále zvolen pro realizaci měření objemového průtoku. Jeho výstupní signál byl analyzován za účelem návrhu měřicí metody. Na základě nízkých amplitud napětí a náhodného charakteru obálky generovaného signálu byl pro analogové předzpracování tohoto signálu navržen aktivní kvazišpičkový detektor. Střední hodnota výstupního napětí tohoto obvodu je úměrná měřenému průtoku, vlivem vlastností vstupního signálu byl však tento signál výrazně zvlněn. Proto byl výstupní signál kvazišpičkového detektoru dále digitálně filtrován a z takto filtrovaného signálu byla poté pomocí sestavené převodní charakteristiky určena hodnota měřeného průtoku. Vhodnou volbou filtrace lze dosáhnout kompromisu mezi potlačením zvlnění měřeného signálu a dynamickou odezvou měření. Navrženou metodou lze orientačně určit hodnotu objemového průtoku vody.

Vzhledem k nízkým hodnotám napětí a výkonů dodávaných sestavenými generátory nebylo možné generovanou energii efektivně zpracovat. Proto bylo napájení senzoru realizováno prostřednictvím baterií. Celkový koncept senzoru byl navržen s důrazem na maximální energetickou úspornost měření. Firmware mikroprocesoru senzoru byl realizován jako stavový automat, který na základě hodnoty průtoku setrvává v jednom ze dvou energeticky různě náročných stavů. V energeticky náročnějším stavu se procesor nachází, pokud je hodnota objemového průtoku nenulová a je tedy nutné její periodické měření. V opačném případě setrvává procesor v úspornějším stavu. V obou těchto stavech je využíván úsporný režim mikroprocesoru. Pro měření teploty vody byl použit NTC termistor připevněný k magnetickému obvodu sestaveného generátoru.

Vzhledem ke skutečnosti, že velká část vyhrazených časových prostředků byla věnována vývoji jednotlivých generátorů a snaze o jejich optimalizaci pro zvýšení generovaných výkonů, bylo po konzultaci s vedoucím práce upuštěno od realizace bezdrátové komunikace. Místo toho byl přenos měřených dat ze senzoru do PC realizován prostřednictvím virtuální sériové komunikace po sběrnici USB. Pro příjem,

zpracování a následné zobrazení a ukládání měřených dat na PC byla vytvořena aplikace s grafickým rozhraním v prostředí Matlab.

V závěru práce bylo provedeno měření spotřeby elektrické energie navrženého senzoru. Výpočtem energetické bilance založené na modelové aplikaci senzoru bylo zjištěno, že pro dosažení energetické samostatnosti senzoru v této aplikaci by bylo nutné zvýšit množství generovaného výkonu nejméně o 4 řády. Hodnoty objemových průtoků v této aplikaci odpovídaly hodnotám dosažitelným v domácnosti, v aplikacích s vyššími hodnotami průtoku vody by poměr mezi spotřebovanou a generovanou energií byl menší. Provedený výpočet energetické bilance uvažuje pouze samotné provádění měření bez přenosu měřených dat. V případě rozšíření senzoru o modul pro bezdrátovou komunikaci by rozdíl mezi dostupnou a požadovanou energií dále narostl.

LITERATURA

- [1] ALLAN, Roger. Energy harvesting powers industrial wireless sensor networks. *Electronic Design* [online]. 2012, 09/12 [cit. 2014-11-27]. Dostupné z: http://cds.linear.com/docs/en/article/Elec_Design_energy_harvesting_0912.pdf
- [2] Demystifying 802.15.4 and ZigBee®: White Paper. In: *Digi International* [online]. www.digi.com, 2008 [cit. 2014-12-03]. Dostupné z: http://www.digi.com/pdf/wp_zigbee.pdf
- [3] KANG, Kai. *Multi-source Energy Harvesting for Wireless Sensor Nodes* [online]. 2012 [cit. 2014-11-29]. Dostupné z: <http://www.diva-portal.org/smash/get/diva2:556732/FULLTEXT01.pdf>. Independent Student Thesis. Royal Institute of Technology (KTH).
- [4] RIPKA, Pavel, Stanislav ĎADO, Marcel KREIDL a Jiří NOVÁK. *Senzory a převodníky*. 1. vyd. Praha: Vydavatelství ČVUT, 2005, 136 s. ISBN 80-010-3123-3.
- [5] JANALÍK, Jaroslav a Pavel ŠTÁVA. *Mechanika tekutin* [online]. 1. vyd. Ostrava: Vysoká škola báňská - Technická univerzita Ostrava, 2002, 125 s. [cit. 2014-12-05]. ISBN 80-248-0038-1. Dostupné z: <http://www.338.vsb.cz/PDF/Janalik,Stava-MechanikaTekutin.pdf>
- [6] REICHL, Jaroslav a Martin VŠETIČKA. Základní pojmy dynamiky tekutin. In: [Http://fyzika.jreichl.com](http://fyzika.jreichl.com) [online]. [cit. 2014-12-05]. Dostupné z: <http://fyzika.jreichl.com/main.article/print/123-zakladni-pojmy-dynamiky-tekutin>
- [7] VALENTOVÁ, Zita. Určování povahy toku a výpočet příslušných hodnot Reynoldsova čísla. In: [online]. [cit. 2014-12-06]. Dostupné z: http://www.mssch.cz/sites/default/files/_uzivatele/valentova/Re09.pdf
- [8] KINOVIČ, Filip, Rostislav KÁŇA a Karel KADLEC. Tepelné hmotnostní průtokoměry a regulátory. *ELEKTRO: Časopis pro elektrotechniku* [online]. [cit. 2014-12-07]. Dostupné z: http://www.odbornecasopisy.cz/index.php?id_document=29006
- [9] HRUŠKA, František. *Senzory: Fyzikální principy, úpravy signálů, praktické použití* [online]. Univerzita Tomáše Bati ve Zlíně, 2010 [cit. 2014-12-09]. ISBN 978-80-7454-096-7. Dostupné z: www.utb.cz/file/15534_1_1/. Skripta. Univerzita Tomáše Bati ve Zlíně.
- [10] BRZOBOHATÝ, Jaromír, Vladislav MUSIL, Arnošt BAJER, Jaroslav BOUŠEK a Roman PROKOP. *Elektronické součástky*. Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií Vysoké učení technické v Brně.
- [11] BARTUŠEK, Karel, Eva GESCHIEDTOVÁ, Jiří REZ, Miroslav STEINBAUER, Radek KUBÁSEK a Jan MIKULKA. *Měření v elektrotechnice*. Brno, 2010.
- [12] GILBERT, James M. a Farooq BALOUCHI. Comparison of energy harvesting systems for wireless sensor networks. In: *International Journal of Automation and Computing* [online]. 2008, s. 334-347 [cit. 2014-12-06]. ISSN 1476-8186. DOI: 10.1007/s11633-008-0334-2. Dostupné z: <http://link.springer.com/10.1007/s11633-008-0334-2>

- [13] OSTAFFE, Harry. Energy Harvesting Technology: RF-based Wireless Charging and Energy Harvesting Enables New Applications and Improves Product Design. In: *Mouser Electronics* [online]. [cit. 2014-12-03]. Dostupné z: http://cz.mouser.com/applications/rf_energy_harvesting/
- [14] DZIURDZIA, Piotr. Modeling and Simulation of Thermoelectric Energy Harvesting Processes. In: *Sustainable Energy Harvesting Technologies - Past, Present and Future* [online]. InTech, 2011-12-22 [cit. 2014-12-16]. ISBN 978-953-307-438-2. DOI: 10.5772/28530. Dostupné z: <http://www.intechopen.com/books/sustainable-energy-harvesting-technologies-past-present-and-future/modeling-and-simulation-of-thermoelectric-energy-harvesting-processes>
- [15] *Peltier Device Information Directory* [online]. [cit. 2014-12-9]. Dostupné z: <http://www.peltier-info.com/>
- [16] KONG, Ling Bing, Tao LI, Huey Hoon HNG, Freddy BOEY, Tianshu ZHANG a Sean LI. Waste Mechanical Energy Harvesting (I): Piezoelectric Effect. In: [online]. s. 19 [cit. 2014-12-16]. DOI: 10.1007/978-3-642-54634-1_2. Dostupné z: http://link.springer.com/10.1007/978-3-642-54634-1_2
- [17] REICHL, Jaroslav a Martin VŠETIČKA. Faradayův zákon elektromagnetické indukce. In: *Http://fyzika.jreichl.com* [online]. [cit. 2014-12-05]. Dostupné z: <http://fyzika.jreichl.com/main/article/view/304-faradayuv-zakon-elektromagneticke-indukce>
- [18] ZHU, Dibin. Vibration Energy Harvesting: Machinery Vibration, Human Movement and Flow Induced Vibration. In: *Sustainable Energy Harvesting Technologies - Past, Present and Future* [online]. InTech, 2011-12-22 [cit. 2014-12-16]. ISBN 978-953-307-438-2. DOI: 10.5772/25731. Dostupné z: <http://www.intechopen.com/books/sustainable-energy-harvesting-technologies-past-present-and-future/vibration-energy-harvesting-machinery-vibration-human-movement-and-flow-induced-vibration>
- [19] FLEMING, S.O. Reza Moheimani and Andrew J. *Piezoelectric transducers for vibration control and damping* [online]. 1. Ed. London: Springer, 2006, s. 9-35 [cit. 2014-12-04]. ISBN 9781846283321.
- [20] Piezoelektrické jevy: Základy piezoelektrických jevů a jejich aplikace v moderních technologiích. In: *Fakulta strojní ČVUT: Ústav Fyziky* [online]. [cit. 2014-12-09]. Dostupné z: http://fyzika.fs.cvut.cz/subjects/fzmt/lectures/FZMT_11.pdf
- [21] WANG, Dung-An, Huy-Tuan PHAM, Chia-Wei CHAO a Jerry M. CHEN. A Piezoelectric Energy Harvester Based on Pressure Fluctuations in Kármán Vortex Street. In: *World Renewable Energy Congress 2011 - Sweden* [online]. 2011 [cit. 2014-11-14]. Dostupné z: http://www.ep.liu.se/ecp/057/vol6/011/ecp57vol6_011.pdf
- [22] Akustické charakteristiky Helmholtzova (dutinového) rezonátoru. In: *Ústav fyzikálního inženýrství: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta strojního inženýrství* [online]. [cit. 2014-12-13]. Dostupné z: http://physics.fme.vutbr.cz/~mirdo/frvs09/helmholtz/Priloha_2_Helmholtzuv_rezomotor.pdf

- [23] SLAVĚTÍNSKÝ, Dušan. Aeroelastické jevy. In: *Dušan Slavětinský: O letadlech* [online]. 2010 [cit. 2014-12-13]. Dostupné z: <http://www.slavetind.cz/stavba/Mechanika/Aeroelastickejevy.aspx>
- [24] GUTIERREZ, José A. IEEE Std. 802.15.4: Enabling Pervasive Wireless Sensor Networks. In: *UC Berkeley: Electrical Engineering and Computer Sciences* [online]. [cit. 2014-12-16]. Dostupné z: <http://www.cs.berkeley.edu/~prabal/teaching/cs294-11-f05/slides/day21.pdf>
- [25] Compact Low-Cost Radio Module: 868 MHz ISM band. In: *Amber Wireless* [online]. 2012 [cit. 2014-12-09]. Dostupné z: http://amber-wireless.de/files/amb8420_ds.pdf
- [26] ZigBit™ 700/800/900 MHz Wireless Modules: ATZB-900-B0 Datasheet. In: *Atmel* [online]. 2009 [cit. 2014-12-08]. Dostupné z: <http://www.atmel.com/Images/doc8227.pdf>
- [27] Radio modules deRFmega128: 22A00/22C00 Datasheet. In: *Dresden Elektronik* [online]. 2013 [cit. 2014-12-08]. Dostupné z: http://www.dresden-elektronik.de/funktechnik/products/radio-modules/avr-single-chip-modules/description/?L=1&eID=dam_frontend_push&docID=1203
- [28] Radio module deRFarm7: 25A00 Datasheet. In: *Dresden Elektronik* [online]. 2014 [cit. 2014-12-08]. Dostupné z: http://www.dresden-elektronik.de/funktechnik/products/radio-modules/eval-derfarm7/description/?L=1&eID=dam_frontend_push&docID=1205
- [29] EnOcean Radio Protocol 2. In: *EnOcean: Green. Smart. Wireless.* [online]. 2013 [cit. 2014-12-16]. Dostupné z: <http://www.enocean.com/erp2/>
- [30] EnOcean Radio Protocol. In: *EnOcean: Green. Smart. Wireless.* [online]. 2012 [cit. 2014-12-16]. Dostupné z: http://www.enocean.com/fileadmin/redaktion/pdf/tec_docs/EnOceanRadioProtocol.pdf
- [31] EnOcean Modules & Accessories - 868 MHz: Modules with 868 MHz frequency are suitable for Europe and other countries adopting R&TTE specification. *EnOcean: Green. Smart. Wireless.* [online]. 2014 [cit. 2014-12-16]. Dostupné z: https://www.enocean.com/en/enocean_modules/
- [32] Sběrnice Wireless M-BUS - jde to i bezdrátově... In: *Automatizace.hw.cz: rady a poslední novinky z oboru* [online]. 2010 [cit. 2014-12-16]. Dostupné z: <http://automatizace.hw.cz/sbernice-wireless-mbus-jde-i-bezdratove>
- [33] AMB8426-M: Compact Wireless M-Bus Radio Module. In: *Amber Wireless* [online]. 2014 [cit. 2014-12-16]. Dostupné z: http://amber-wireless.de/files/amb8426-m_ds.pdf
- [34] RC1180-MBUS: Wireless M-Bus Multi-Mode RF Transceiver Module. In: *Radiocrafts: Embedded Wireless Solutions* [online]. 2010 [cit. 2014-12-16]. Dostupné z: http://radiocrafts.com/uploads/rc1180-mbus_data_sheet_2_20.pdf
- [35] POULSEN, Lars. RF links: How Far and How Fast. *Afar Communications* [online]. [cit. 2014-12-16]. Dostupné z: <http://www.afar.net/tutorials/how-far/>

- [36] A Tutorial on Indoor Radio Propagation. *Spread Spectrum Scene* [online]. 2008 [cit. 2014-12-16]. Dostupné z: <http://www.sss-mag.com/indoor.html>
- [37] CC1101: Low-Power Sub-1 GHz RF Transceiver. *Texas Instruments* [online]. [cit. 2015-02-14]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/cc1101.pdf>
- [38] MRF89XA Data Sheet: Ultra Low-Power, Integrated ISM Band Sub-GHz Transceiver. Farnell [online]. [cit. 2015-02-14]. Dostupné z: <http://www.farnell.com/datasheets/1605551.pdf>
- [39] F74CS / FN74CS Reverse rinsing fine filter: Product specification sheet. In: *Honeywell Product Catalogue - Europe* [online]. 2011 [cit. 2014-12-16]. Dostupné z: <https://products.ecc.emea.honeywell.com/europe/pdf/f74cs-fn74cs-pd-en0h-1157-ge23r0311.pdf>
- [40] Multicomp Piezoelectric Diaphragm. In: *Www.newark.com* [online]. 2009 [cit. 2014-12-16]. Dostupné z: <http://www.newark.com/pdfs/datasheets/spc/25R0582.pdf>
- [41] Liquid Electrical Tape. *Star brite* [online]. 2014 [cit. 2014-12-16]. Dostupné z: <http://www.starbrite.com/category/liquid-electrical-tape>
- [42] KIRTLEY, J.L. 2011. Introduction to Power Systems: Magnetic Circuit Analog to Electric Circuits. In: *MIT OpenCourseWare* [online]. [cit. 2015-02-24]. Dostupné z: http://ocw.mit.edu/courses/electrical-engineering-and-computer-science/6-061-introduction-to-electric-power-systems-spring-2011/readings/MIT6_061S11_ch6.pdf
- [43] REICHL, Jaroslav. 2012. Faradayův zákon elektromagnetické indukce. REICHL, Jaroslav. *Encyklopedie fyziky* [online]. [cit. 2015-03-12]. Dostupné z: <http://fyzika.jreichl.com/main/article/view/304-faradayuv-zakon-elektromagneticke-indukce>
- [44] Bq25570 Nano Power Boost Charger and Buck Converter for Energy Harvester Powered Applications. 2015. In: *Texas Instruments* [online]. [cit. 2015-03-10]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/bq25570.pdf>
- [45] LTC3108: Ultralow Voltage Step-Up Converter and Power Manager. 2010. In: *Linear Technology* [online]. [cit. 2015-03-10]. Dostupné z: <http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/3108fc.pdf>
- [46] TOMASZ, Martin. 2011. Use a self-powered op amp to create a low-leakage rectifier. *EDN Design Ideas* [online]. (October 20) [cit. 2015-03-27]. Dostupné z: <http://m.eet.com/media/1155990/10-20-11%20design%20ideas.pdf>
- [47] TS1001: THE ONLY 0.8V/0.6μA RAIL-TO-RAIL OP AMP. 2011. In: *Farnell.com* [online]. [cit. 2015-03-24]. Dostupné z: <http://www.farnell.com/datasheets/1774443.pdf>
- [48] CHENG, Shuo, Ying JIN, Yuan RAO a David P. ARNOLD. *A BRIDGE VOLTAGE DOUBLER AC/DC CONVERTER FOR LOW-VOLTAGE ENERGY HARVESTING APPLICATIONS* [online]. In: . 2013 [cit. 2015-03-20]. Dostupné z: http://cap.ee.ic.ac.uk/~pdm97/powermems/2009/pdfs/papers/007_0105.pdf
- [49] NAATH, Anoop D, K RADHAKRISHNAN a K A ELDHOSE. Low-Voltage Direct AC-DC Boost Converter for Microgenerator Based Energy Harvesting.

- In: *International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering* [online]. 2013 [cit. 2015-04-01]. ISSN 2278-8875. Dostupné z: http://www.ijareeie.com/upload/march/12_Low-Voltage%20Direct.pdf
- [50] BAT54 series Schottky barrier diodes: Product data sheet. In: *NXP* [online]. 2012 [cit. 2015-04-03]. Dostupné z: http://www.nxp.com/documents/data_sheet/BAT54_SER.pdf
- [51] DŘÍNOVSKÝ, Jiří. 2012. *Radioelektronická měření* [online]. Vyd. 1. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav radioelektroniky, 75 s. [cit. 2015-04-05]. ISBN 978-80-214-4495-9.
- [52] TS1003: THE ONLY 0.8V TO 5.5V, 0.6 μ A RAIL-TO-RAIL SINGLE OP AMP. In: *Silicon Labs* [online]. 2014 [cit. 2015-04-05]. Dostupné z: <http://www.silabs.com/Support%20Documents/TechnicalDocs/TS1003.pdf>
- [53] NTC thermistors for temperature measurement. In: *Farnell* [online]. 2013 [cit. 2015-03-15]. Dostupné z: <http://www.farnell.com/datasheets/1783518.pdf>
- [54] TPS6273x Step-Down Converter With Bypass Mode for Ultra Low-Power Wireless Applications. In: *Texas Instruments* [online]. 2014 [cit. 2015-05-15]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tps62730.pdf>
- [55] MSP430F5529: MIXED SIGNAL MICROCONTROLLER. In: *Texas Instruments* [online]. 2013 [cit. 2015-04-20]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/msp430f5529.pdf>
- [56] MSP-EXP430F5529LP LaunchPad™ Development Kit: User's Guide. In: *Texas Instruments* [online]. 2013 [cit. 2015-04-25]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ug/slau533b/slau533b.pdf>
- [57] MSP430x5xx and MSP430x6xx Family: User's Guide. In: *Texas Instruments* [online]. 2008 [cit. 2015-04-25]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ug/slau208n/slau208n.pdf>
- [58] NOVOTNÝ, Vlastislav, Pavel VOREL a Miroslav PATOČKA. *Napájení elektronických zařízení* [online]. [cit. 2015-05-10]. Dostupné z: https://www.vutbr.cz/elearning/file.php/133261/Prednasky/Skripta_BNEZ.pdf
- [59] MSP430 USB Developers Package. *Texas Instruments* [online]. 2015 [cit. 2015-05-8]. Dostupné z: <http://www.ti.com/tool/msp430usbdevpack>
- [60] MSP Driver Library. *Texas Instruments* [online]. 2015 [cit. 2015-05-10]. Dostupné z: <http://www.ti.com/tool/mspdriverlib>
- [61] TPS62730, TPS62733 Stepdown Converters With Bypass Mode for Ultralow-Power Wireless Applications: User's Guide. In: *Texas Instruments* [online]. 2012 [cit. 2015-05-15]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ug/slvu455a/slvu455a.pdf>
- [62] CSV with column headers. In: *MATLAB Central* [online]. 2011 [cit. 2015-05-07]. Dostupné z: <http://www.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/29933-csv-with-column-headers>
- [63] 4003: VARTA Industrial. In: *Farnell* [online]. 2002 [cit. 2015-05-05]. Dostupné z:

<http://www.farnell.com/datasheets/1504041.pdf>

- [64] Spotřeba vody v domácnosti + Tipy, jak šetřit. *Ceny energie* [online]. 2010 [cit. 2015-05-04]. Dostupné z: <http://www.cenyenergie.cz/spotreba-vody-v-domacnosti-tipy-jak-setrit/#/promo-ele>

SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK

Q_V	objemový průtok
\bar{v}	střední rychlost proudění
Q_m	hmotnostní průtok
ν	kinematická viskozita
η	dynamická viskozita, účinnost
ρ	hustota proudící kapaliny
Re	Reynoldsovo číslo
Sr	Strouhalovo číslo
F	frekvence
K	konstanta turbínkového generátoru
a	charakteristický rozměr překážky
q	elektrický náboj
B	hustota magnetického toku
E	intenzita elektrického pole
U	elektrické napětí
α	průtokový součinitel, teplotní součinitel odporu
ε	expanzní součinitel, permitivita
F	síla
C_d	konstanta terčíku
S	plocha
R	elektrický odpor
ϑ	absolutní teplota v Kelvinech
T	absolutní teplota ve stupních Celsia
σ	měrná vodivost
μ_n, μ_p	pohyblivost elektronů a děr
U_D	napětí na diodě
U_T	teplotní napětí
I_S	saturační proud diody
I_D	proud diodou
k	Boltzmanova konstanta
P	elektrický výkon

P_t	vysílací výkon
A_r	plocha přijímací antény
s	elastická poddajnost
d	nábojová konstanta
g	napěťová konstanta
PZT	piezoelektrická keramika
PVDF	Polyvinylidene fluoride
x, y, z	prostorové souřadnice
m	hmotnost
b	tlumení
k	tuhost pružiny
a	akcelerace
ω	úhlový rezonanční kmitočet
L	indukčnost, cívka
C	kapacita, kondenzátor
R	elektrický odpor, rezistor
ζ_T	celkové tlumení
Y	výchylka pouzdra generátoru
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
CSMA CA	přístup k přenosovému médiu s předcházením kolizím
BPSK	dvoustavová fázová digitální modulace
MSK	Minimum Shift Keying modulace
FSK	frekvenční digitální modulace
ASK	amplitudová digitální modulace
DSSS	rozprostírání spektra přímou sekvencí
PN	pseudonáhodná sekvence
UART	univerzální sériová asynchronní komunikace
BER	bit error rate, bitová chybovost
PER	packet error rate, paketová chybovost
FSPL	útlum šířením volným prostorem
U_{CC}	napájecí napětí
R_{LOAD}	odporová zátěž
IC	integrováný obvod
f_C	mezní kmitočet

f_S	vzorkovací kmitočet
U_{RMS}	efektivní hodnota napětí
DFT	diskrétní Fourierova transformace
F_M	magnetomotorická síla
Φ	magnetický indukční tok
R_M	magnetická reluktance
N	počet závitů cívky
U_{BEMF}	elektromotorické napětí
μ	permeabilita
l_{VM}	délka vzduchové mezery
S_{VM}	průřez vzduchové mezery
R_{MO}	reluktance magnetického obvodu
G	elektroda gate
D	elektroda drain, dioda
S	elektroda source
T_0	perioda
f_0	základní frekvence, vlastní kmitočet
U_{PkPk}	mezišpičková hodnota napětí
τ_{NAB}, τ_{VYB}	nabíjecí a vybíjecí konstanta
K_U	napěťový přenos
OA	operační zesilovač
QP	kvazišpičkový (detektor)
$U_{OUT(AVG)}$	střední hodnota výstupního napětí
NTC	termistor s negativním teplotním koeficientem
GND	zemní svorka, potenciál země
U_{OUT}, I_{OUT}	výstupní napětí, proud
$R_{DS(ON)}$	odpor kanálu sepnutého tranzistoru MOSFET
MCLK	Master clock
ACLK	Auxiliary clock
SMCLK	Subsystem master clock
RTC	čítač reálného času
ADC12_A	A/D převodník
REF	modul napěťové reference
U_{REF}	referenční napětí

MCU	mikrokontroler
CDC	Communication Device Class
USB	Universal Serial Bus
FIR	filtr s konečnou impulzní charakteristikou
$Q_{V REAL}$	skutečná hodnota objemového průtoku
$Q_{V MĚŘ}$	měřená hodnota objemového průtoku
$ Q_{V MĚŘ} $	absolutní hodnota objemového průtoku
δ^*	relativní odchylka měření vlivem zpracování signálu
ACT, ACT*	aktivní režimy senzoru
LPM, LPM*	úsporné módy procesoru, senzoru
ISR	obsluha přerušení
T_{ISR}	trvání obsluhy přerušení
$T_{MEASURE}$	perioda probouzení ve stavu Measure
T_{SLEEP}	perioda probouzení ve stavu Sleep
$I_{SLEEP(AVG)}$	průměrný proud senzoru ve stavu Sleep
$I_{MEASURE(AVG)}$	průměrný proud senzoru ve stavu Measure
$P_{SLEEP(AVG)}$	průměrný příkon senzoru ve stavu Sleep
$P_{MEASURE(AVG)}$	průměrný příkon senzoru ve stavu Measure
C_{BAT}, T_{BAT}	kapacita baterií, životnost baterií
$W_{MEASURE}$	spotřebovaná energie ve stavu Measure
W_{SLEEP}	spotřebovaná energie ve stavu Sleep
W_{SENZOR}	energie spotřebovaná senzorem
T_{REQ}	požadovaná doba měření
P_{GEN}	výkon generátoru
W_{GEN}	energie dodaná generátorem

SEZNAM PŘÍLOH

A	Tabulky měřených výkonů	114
A.1	Piezelektrický generátor	114
A.2	První elektromagnetický generátor	114
A.3	Druhý elektromagnetický generátor.....	115
B	Návrh zařízení	117
B.1	Schéma zapojení	117
B.2	Tabulka jumperů a konektorů.....	118
B.3	Deska plošného spoje – vrstva TOP.....	118
B.4	Deska plošného spoje – vrstva BOTTOM.....	119
B.5	Osazovací plán – ze strany TOP	120
B.6	Osazovací plán – ze strany BOTTOM	121
C	Fotografie	122
C.1	Piezelektrický generátor	122
C.2	Elektromagnetický generátor.....	122

A TABULKY MĚŘENÝCH VÝKONŮ

A.1 Piezoelektrický generátor

P_L [dBuW]		Q_v [m ³ /h]						
		2	3	4	5	6	7	8
R_L [Ω]	500						-16,118	-14,699
	1k					-18,435	-16,285	-13,563
	2k				-21,119	-18,263	-14,981	-11,856
	5k			-23,956	-20,406	-16,333	-12,492	-9,444
	10k	-28,734	-27,520	-23,263	-18,730	-14,598	-10,819	-7,619
	20k	-29,601	-27,013	-22,060	-17,320	-13,050	-10,167	-7,012
	50k	-30,065	-26,251	-21,044	-16,818	-12,849	-9,884	-7,619
	100k	-30,876	-27,218	-21,565	-17,486	-13,887	-11,424	-9,259
	200k	-33,131	-28,298	-23,626	-19,688	-16,533	-13,778	-10,860
	500k	-36,397	-31,421	-25,910	-22,846	-19,975	-17,194	-14,829
1M	-38,674	-34,542	-29,811	-25,095	-22,175	-19,799	-17,233	

A.2 První elektromagnetický generátor

P_L [dBuW]		Q_v [m ³ /h]						
		2	3	4	5	6	7	8
R_L [Ω]	100		-7,457	-4,306	-0,625	1,164	3,410	4,495
	200	-11,957	-6,910	-2,656	1,171	3,916	5,863	7,113
	500	-12,581	-5,978	-0,756	2,778	5,634	8,200	9,770
	1k	-12,696	-4,967	-0,042	4,027	6,169	8,665	10,277
	2k	-14,682	-5,691	-0,083	4,044	6,391	8,559	9,925
	5k	-17,194	-7,134	-1,919	2,272	4,727	6,320	8,341
	10k	-18,151	-8,739	-4,108	-0,572	1,584	5,202	6,249
	20k	-21,729	-12,040	-6,722	-3,931	0,205	2,079	3,395
	50k	-25,011	-15,225	-10,523	-7,041	-3,449	-2,414	0,159
	100k	-27,805	-18,779	-13,368	-9,061	-6,969	-4,737	-2,751
	200k	-30,551	-21,792	-16,605	-12,550	-9,388	-8,397	-6,010
	500k	-34,029	-25,606	-19,837	-16,469	-13,444	-11,583	-9,841
1M	-38,048	-27,849	-22,898	-19,293	-16,468	-14,008	-13,629	

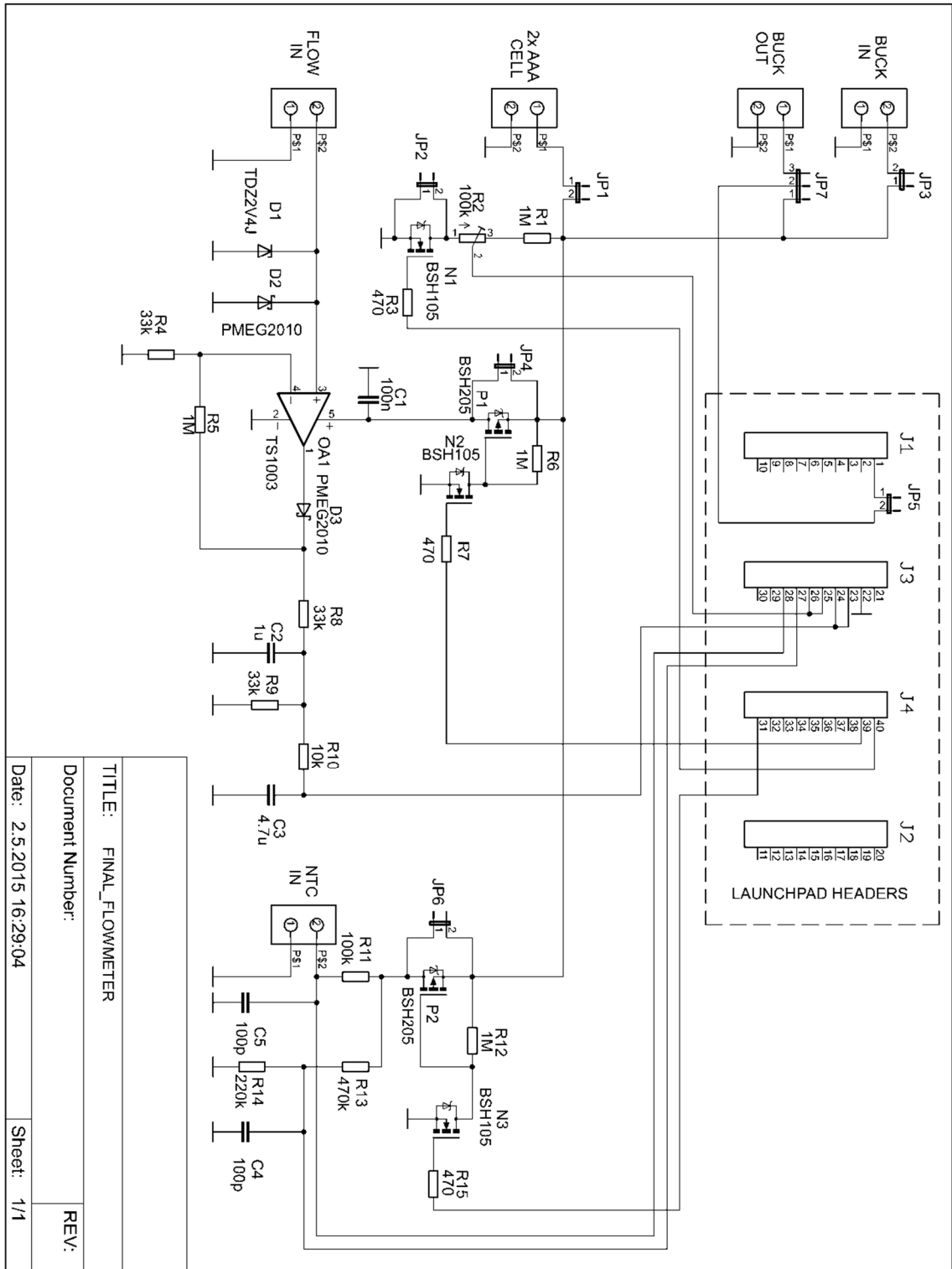
A.3 Druhý elektromagnetický generátor

P_L [dBuW]		Q_v [m ³ /h]				
		0,5	0,75	1	1,25	1,5
R_L [Ohm]	100	-33,608	-26,639	-21,683	-18,614	-15,065
	200	-30,943	-23,974	-19,018	-15,949	-12,400
	500	-27,924	-20,956	-15,999	-12,930	-9,382
	1k	-26,312	-19,343	-14,387	-11,318	-7,769
	2k	-25,562	-18,594	-13,638	-10,568	-7,020
	2,36k	-25,532	-18,564	-13,607	-10,538	-6,990
	3k	-25,594	-18,625	-13,669	-10,600	-7,051
	5k	-26,129	-19,160	-14,204	-11,135	-7,586
	10k	-27,621	-20,652	-15,696	-12,627	-9,078
	20k	-29,759	-22,791	-17,834	-14,765	-11,217
	50k	-33,170	-26,202	-21,246	-18,176	-14,628
	100k	-35,983	-29,014	-24,058	-20,989	-17,440
	200k	-38,892	-31,924	-26,967	-23,898	-20,350
	500k	-42,811	-35,842	-30,886	-27,817	-24,268
1M	-45,801	-38,832	-33,876	-30,806	-27,258	
P_L [dBuW]		Q_v [m ³ /h]				
		1,75	2	2,25	2,5	2,75
R_L [Ohm]	100	-12,978	-11,015	-9,629	-8,230	-7,426
	200	-10,313	-8,351	-6,964	-5,565	-4,761
	500	-7,294	-5,332	-3,946	-2,547	-1,743
	1k	-5,682	-3,719	-2,333	-0,934	-0,130
	2k	-4,932	-2,970	-1,584	-0,185	0,619
	2,36k	-4,902	-2,940	-1,554	-0,155	0,649
	3k	-4,964	-3,002	-1,615	-0,217	0,587
	5k	-5,499	-3,537	-2,150	-0,751	0,053
	10k	-6,991	-5,028	-3,642	-2,243	-1,439
	20k	-9,129	-7,167	-5,781	-4,382	-3,578
	50k	-12,540	-10,578	-9,192	-7,793	-6,989
	100k	-15,353	-13,390	-12,004	-10,605	-9,801
	200k	-18,262	-16,300	-14,914	-13,515	-12,711
	500k	-22,181	-20,218	-18,832	-17,433	-16,629
1M	-25,171	-23,208	-21,822	-20,423	-19,619	

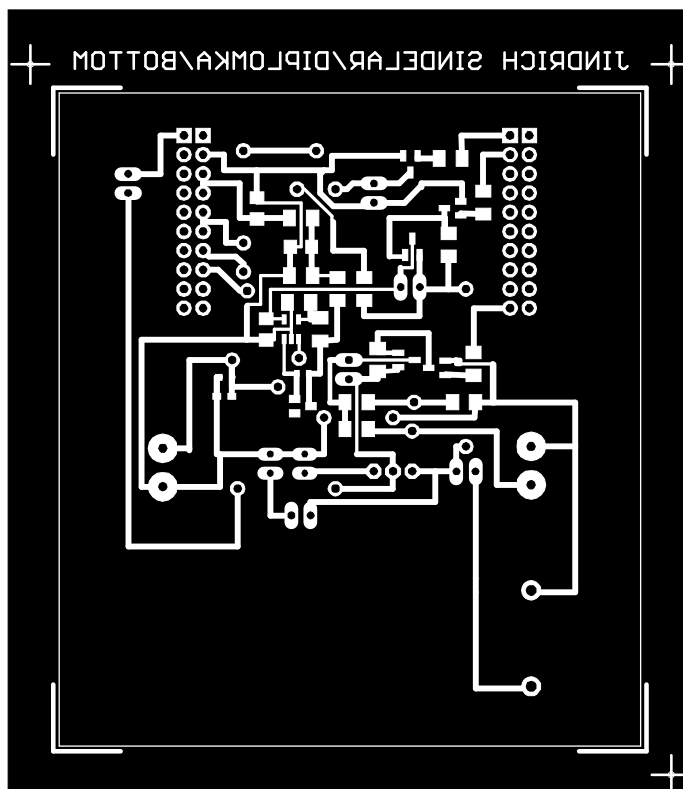
P_L [dBuW]		Q_v [m³/h]				
		3	3,25	3,5	3,75	4
RL [Ohm]	100	-6,941	-6,912	-6,477	-7,457	-16,186
	200	-4,276	-4,247	-3,812	-4,792	-13,521
	500	-1,257	-1,229	-0,793	-1,774	-10,503
	1k	0,355	0,384	0,819	-0,161	-8,890
	2k	1,104	1,133	1,569	0,588	-8,141
	2,36k	1,135	1,163	1,599	0,618	-8,111
	3k	1,073	1,101	1,537	0,556	-8,173
	5k	0,538	0,567	1,002	0,022	-8,708
	10k	-0,954	-0,925	-0,490	-1,470	-10,199
	20k	-3,092	-3,064	-2,628	-3,609	-12,338
	50k	-6,504	-6,475	-6,039	-7,020	-15,749
	100k	-9,316	-9,287	-8,852	-9,832	-18,561
	200k	-12,225	-12,197	-11,761	-12,742	-21,471
	500k	-16,144	-16,115	-15,680	-16,660	-25,389
	1M	-19,134	-19,105	-18,669	-19,650	-28,379

B NÁVRH ZAŘÍZENÍ

B.1 Schéma zapojení

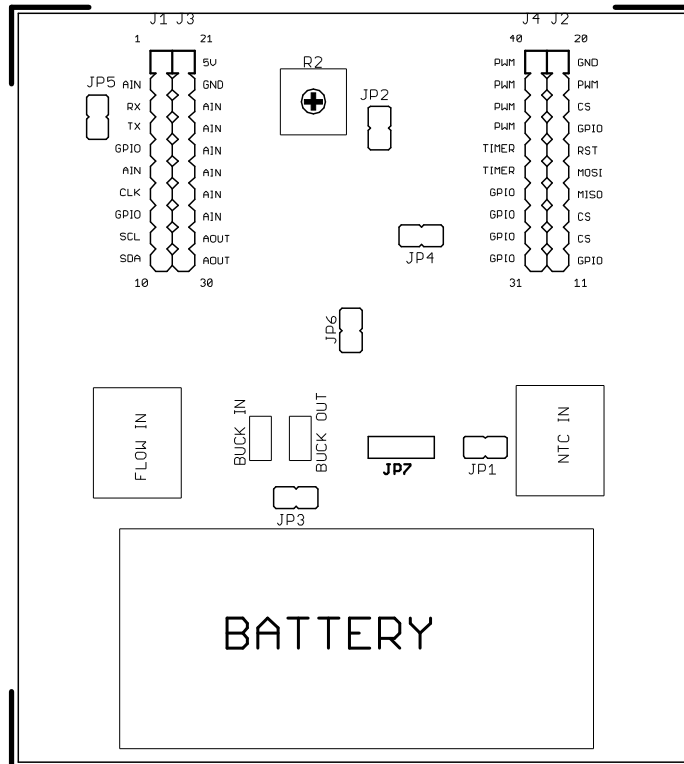


B.4 Deska plošného spoje – vrstva BOTTOM



Měřítko M1:1, zrcadleno

B.5 Osazovací plán – ze strany TOP



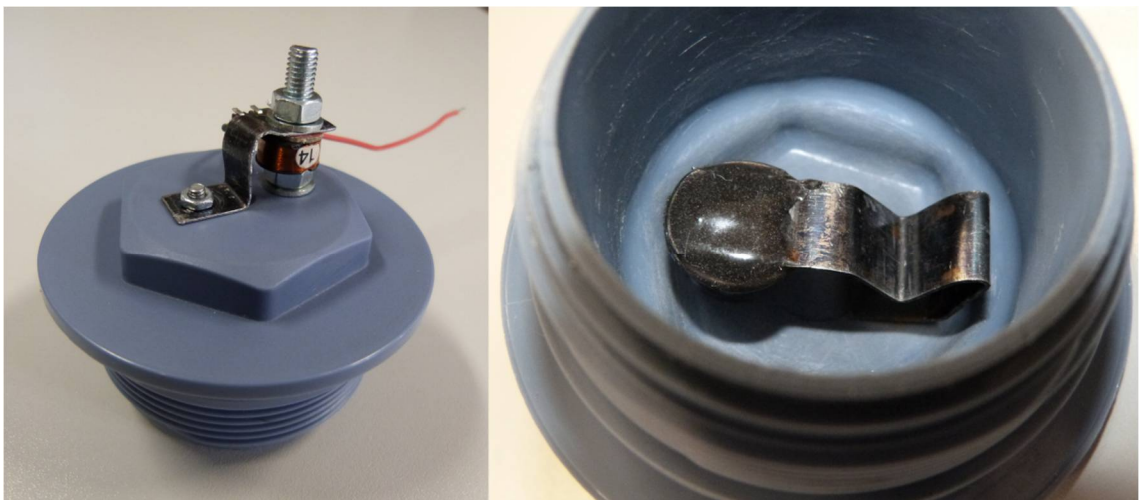
C FOTOGRAFIE

C.1 Piezoelektrický generátor



Obrázek 16.1: Piezoelektrický generátor – měnič zalitý v izolaci a vložený do víčka filtru (vlevo) a generátor instalovaný na filtru (vpravo)

C.2 Elektromagnetický generátor



Obrázek 16.2: První elektromagnetický generátor – vnější pohled (vlevo) a vnitřní detail (vpravo)