



TECHNICKÁ UNIVERZITA V LIBERCI
Fakulta mechatroniky, informatiky
a mezioborových studií ■

ŘÍDICÍ SYSTÉM SENZORICKÉHO SUBSYSTÉMU MOBILNÍCH ROBOTŮ

Diplomová práce

Studijní program: N2612 – Elektrotechnika a informatika

Studijní obor: 3906T001 – Mechatronika

Autor práce: **Bc. Jan Kredba**

Vedoucí práce: Ing. Miroslav Holada Ph.D.





TECHNICAL UNIVERSITY OF LIBEREC
Faculty of Mechatronics, Informatics
and Interdisciplinary Studies ■

THE CONTROL SYSTEM OF SENSORY SUBSYSTEM FOR MOBILE ROBOTS

Master thesis

Study programme: N2612 – Electrical Engineering and Informatics

Study branch: 3906T001 – Mechatronics

Author: **Bc. Jan Kredba**

Supervisor: Ing. Miroslav Holada Ph.D.



ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

(PROJEKTU, UMĚLECKÉHO DÍLA, UMĚLECKÉHO VÝKONU)

Jméno a příjmení: **Bc. Jan Kredba**
Osobní číslo: **M15000203**
Studijní program: **N2612 Elektrotechnika a informatika**
Studijní obor: **Mechatronika**
Název tématu: **Řídicí systém sensorického subsystému mobilních robotů**
Zadávající katedra: **Ústav informačních technologií a elektroniky**

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

1. Seznamte se s problematikou sensorického subsystému mobilních robotů a aktuálními poznatky v tomto odvětví mobilní robotiky.
2. Navrhňte hardware řídicí jednotky sensorického subsystému pro mobilní roboty, který bude schopen získat a zpracovat data z exteroceptivních i proprioceptivních sensorů pro reprezentaci okolního prostředí i stavu robotu samotného.
3. Zrealizujte navržený hardware a otestujte jeho funkčnost.
4. Vytvořte software pro zpracování získaných sensorických dat s ohledem na jejich vhodnou reprezentaci vzhledem k použitelnosti při autonomním řízení robotů.
5. V závěru diskutujte funkcionalitu navržené řídicí jednotky a její možné využití v reálných aplikacích.

Rozsah grafických prací: Dle potřeby dokumentace

Rozsah pracovní zprávy: cca 30-40 stran

Forma zpracování diplomové práce: tištěná/elektronická

Seznam odborné literatury:

- [1] ERHART, Jiří, Martin PUSTKA a Petr PŮLPÁN (eds.). Aplikace piezoelektrických prvků v mechanických a akustických soustavách. Vydání první. Liberec: VÚTS, a.s., 2015. ISBN 978-80-87184-57-8.
- [2] NOVÁK, Petr. Mobilní roboty: pohony, senzory, řízení. 1. vyd. Praha: BEN - technická literatura, 2005. ISBN 80-7300-141-1.
- [3] SIEGWART, Roland. Introduction to autonomous mobile robots, 1. vyd. Massachusetts: MIT Press, 2004, 321 s. ISBN 02-621-9502-X.

Vedoucí diplomové práce:

Ing. Miroslav Holada, Ph.D.

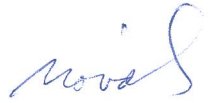
Ústav informačních technologií a elektroniky

Datum zadání diplomové práce: 12. září 2016

Termín odevzdání diplomové práce: 15. května 2017


prof. Ing. Zdeněk Pliva, Ph.D.
děkan




prof. Ing. Ondřej Novák, CSc.
vedoucí ústavu

V Liberci dne 12. září 2016

Prohlášení

Byl jsem seznámen s tím, že na mou diplomovou práci se plně vztahuje zákon č. 121/2000 Sb., o právu autorském, zejména § 60 – školní dílo.

Beru na vědomí, že Technická univerzita v Liberci (TUL) nezasahuje do mých autorských práv užitím mé diplomové práce pro vnitřní potřebu TUL.

Užiji-li diplomovou práci nebo poskytnu-li licenci k jejímu využití, jsem si vědom povinnosti informovat o této skutečnosti TUL; v tomto případě má TUL právo ode mne požadovat úhradu nákladů, které vynaložila na vytvoření díla, až do jejich skutečné výše.

Diplomovou práci jsem vypracoval samostatně s použitím uvedené literatury a na základě konzultací s vedoucím mé diplomové práce a konzultantem.

Současně čestně prohlašuji, že tištěná verze práce se shoduje s elektronickou verzí, vloženou do IS STAG.

Datum: 15. 5. 2017

Podpis: 

Poděkování

Rád bych na tomto místě poděkoval mému vedoucímu práce Ing. Miroslavu Holadovi, Ph.D. za obětavý přístup při vedení této diplomové práce a dále Ing. Pavlu Psotovi, Ph.D. a Ing. Vítu Lédlovi, Ph.D. za morální podporu při její tvorbě.

Abstrakt

Předmětem této diplomové práce je návrh a realizace řídicí jednotky sensorického subsystému, určeného zejména pro semiautonomní a autonomní průzkumné roboty či stále častěji v logistice nasazované autonomní vozíky. Pro maximální možnou variabilitu výsledného řešení z hlediska konfigurace senzorů byla zvolena koncepce s inteligentními senzory a jednou centrální řídicí jednotkou. Toto uspořádání umožňuje provádět základní předzpracování sensorických dat přímo v jednotlivých senzorech, díky čemuž je možné využít sofistikované algoritmy pro jejich vyhodnocení při současných nízkých nárocích na výpočetní výkon. Dílčím cílem práce je implementace softwarového zpracování sensorických dat a jejich vhodná reprezentace kognitivnímu subsystému robotu. Zde je pozornost věnována zejména algoritmům číslicového zpracování signálu. V rámci práce jsou dále rozebrány i jednotlivé funkční principy určení orientace a polohy robotu pomocí inerciální navigace společně se zpracováním dat z ultrazvukových senzorů pro modelování okolního prostředí.

Klíčová slova:

mobilní roboty, sensorika, ultrazvuk, inerciální navigace, měření vzdálenosti, číslicové zpracování signálu

Abstract

The subject of this diploma thesis is R&D of control unit for the sensory subsystem, designed especially for semiautonomous and autonomous exploration robots or autonomous trolleys, which are increasingly used in logistics. The conception of the system with smart sensors and one central control unit was chosen to get maximal variability of complete system from the perspective of sensor's configuration. This conception enables to preprocess sensory data directly in separated sensors and thus sophisticated algorithms for evaluating acquired data can be used with low requirements for computing power. Interim goal of this thesis is implementation of sensory data software processing and its optimal final representation to the robot cognitive system. Attention is paid especially to digital signal processing algorithms. In this thesis functional principles of robot's orientation and location computation by inertial navigation algorithms and ultrasonic sensors data processing for environment modeling are also described.

Keywords:

mobile robots, sensors, ultrasound, inertial navigation, distance measurement, digital signal processing

Obsah

Úvod	16
1 Řídicí systém mobilních robotů	18
1.1 Akční subsystém	20
1.2 Senzorický subsystém	21
1.3 Kognitivní subsystém	22
2 Komponenty senzorického subsystému	25
2.1 Exteroceptivní senzory	26
2.1.1 Senzory lokální navigace	26
2.1.2 Senzory globální navigace	31
2.2 Proprioceptivní senzory	35
2.2.1 Senzory pro diagnostiku robotu	35
2.2.2 Senzory relativní navigace	36
2.3 Zpracování dat a vyhodnocovací logika	39
3 Ultrazvukové senzory	40
3.1 Funkční princip	40
3.2 Piezoelektrické elektromechanické měniče	43
3.2.1 Piezoelektrický jev	43
3.2.2 Snímání povrchového náboje	45
3.2.3 Piezoelektrické rezonátory	47
3.2.4 Identifikace použitého rezonátoru	49
3.3 Hardwarová realizace	52
3.3.1 Obvod buzení měniče	53
3.3.2 Impedanční přizpůsobení	54
3.3.3 Analogové předzpracování signálu	56
3.4 Číslicové vyhodnocení signálu	58
3.4.1 Korelační metoda	59
3.4.2 Vyhodnocení fázového posuvu	61
3.5 Reprezentace dat	65
4 Inerciální navigace	67

4.1	Funkční princip	67
4.1.1	Systémy s pohyblivou základnou	69
4.1.2	Strap-down systémy	70
4.2	Snímače rotace a zrychlení	71
4.2.1	Gyroskopy	71
4.2.2	Akcelerometry	73
4.3	Určení orientace a polohy	74
4.3.1	Výpočet orientace	75
4.3.2	Výpočet polohy	77
4.3.3	Reprezentace údajů navigace	78
4.4	Korekce chyb měření	80
5	Řídicí jednotka senzorického subsystému	82
5.1	Koncepce řídicího systému	82
5.2	Hardware řídicí jednotky	83
5.2.1	Základní výbava jednotky	83
5.2.2	Komunikační rozhraní	86
5.2.3	Ochranné obvody vstupů a výstupů	87
5.3	Softwarové zpracování senzorických dat	88
5.4	Komunikace	89
6	Experimentální výsledky	93
7	Závěr	99
A	Obsah přiloženého CD	106
B	Zapojení hardwaru řídicí jednotky (1/3)	107
C	Zapojení hardwaru řídicí jednotky (2/3)	108
D	Zapojení hardwaru řídicí jednotky (3/3)	109
E	Zapojení hardwaru ultrazvuk. senzoru (1/2)	110
F	Zapojení hardwaru ultrazvuk. senzoru (2/2)	111

Seznam obrázků

1.1	Schéma topologie řídicího systému mobilních robotů – zpracováno dle [30, 33]	19
2.1	Taktilní senzory v podobě tykadel umístěné na robotu Hexor II® ¹	27
2.2	Infračervený optický senzor přiblížení – převzato z [5]	27
2.3	Princip funkce triangulačního senzoru vzdálenosti – zpracováno dle [12, 33]	28
2.4	Princip funkce měření vzdálenosti pomocí fázového posuvu – zpracováno dle [33]	29
2.5	Komerční provedení ultrazvukových senzorů – převzato z [4]	30
2.6	Ilustrace Dopplerova jevu pro pohyb vysílače vůči přijímači – zpracováno dle [33]	31
2.7	Základní uspořádání fluxgate kompasu – zpracováno dle [12]	32
2.8	Funkční princip Hallova jevu – zpracováno dle [30, 12]	33
2.9	Srovnání trilaterální (vlevo) a triangulační metody (vpravo) absolutní navigace – zpracováno dle [30, 12]	34
2.10	Příklad vzoru disku inkrementálního enkodéru včetně průběhu kvadrantního signálu – zpracováno dle [12, 33]	37
2.11	Příklady vzorů disku 8bitového absolutního enkodéru – vzor A využívá Grayova kódu pro reprezentaci informace o úhlu natočení, vzor B představuje pouhé binární váhové kódování – převzato z [12]	38
3.1	Princip funkce ultrazvukového senzoru vzdálenosti – zpracováno dle [33]	41
3.2	Piezoelektrické akustické měniče pro vysílání a příjem ultrazvukového signálu – vlevo otevřené provedení, uprostřed a vpravo uzavřené se zvýšeným krytím proti vlhkosti	43
3.3	Typická vyzařovací charakteristika ultrazvukových senzorů vzdálenosti – převzato z [33]	43
3.4	Ilustrace základního principu piezoelektrického jevu (konkrétně pro podélný piezoelektrický jev) – zpracováno dle [11]	44
3.5	Schéma zapojení nábojového zesilovače – zpracováno dle [11, 35]	46

3.6	Schéma zapojení invertujícího napěťového zesilovače – zpracováno dle [35]	47
3.7	Schéma zapojení neinvertujícího napěťového zesilovače – zpracováno dle [35]	47
3.8	Schéma elektrického náhradního obvodu piezoelektrického rezonátoru dle BVD modelu – zpracováno dle [20]	49
3.9	Využitý piezoelektrický akustický měnič pro vysílání a příjem ultrazvukových vln	49
3.10	Schéma π článku využitého pro měření admitance piezoelektrického rezonátoru – zpracováno dle [17]	50
3.11	Porovnání frekvenčních závislostí naměřené admitance piezoelektrického rezonátoru a admitance elektrického náhradního obvodu	52
3.12	Navržený hardware ultrazvukového senzoru vzdálenosti	53
3.13	Obvod buzení piezoelektrického měniče	54
3.14	Řídicí signál buzení autotransformátoru pro vyslání ultrazvukové vlny	54
3.15	Schéma zapojení elektrického impedančního přizpůsobení vstupních vyhodnocovacích obvodů včetně snímacího napěťového zesilovače	56
3.16	Schéma zapojení elektrického obvodu analogového předzpracování signálu z piezoelektrického rezonátoru	57
3.17	Naměřený signál z piezoelektrického měniče po filtraci FIR filtrem typu pásmová propust	59
3.18	Výsledek vzájemné korelace filtrovaného signálu s referenčním signálem z oblasti buzení rezonátoru	60
3.19	Výsledek umocnění a prahování signálu (nahore) s následnou aplikací dolnoproputního filtru (dole)	60
3.20	Signál v oblasti zájmu zachycující vzryv vyvolaný příjmem ultrazvukové vlny	63
3.21	Amplitudově normalizovaný signál v oblasti zájmu	64
3.22	Průběh obálky zkoumaného signálu společně s jeho aproximací pomocí identifikovaných údajů	65
4.1	Ilustrace rotací souřadného systému pro Eulerovy úhly v modifikaci $z - y' - z''$	68
4.2	Příklad mechanického provedení navigačního systému s pohyblivou základnou - převzato z [37]	69
4.3	Principiální schéma výpočtu polohy a orientace objektu pro inerciální navigaci s pohyblivou základnou - zpracováno dle [37]	70

4.4	Principiální schéma výpočtu polohy a orientace objektu pro strap-down inerciální navigaci - zpracováno dle [37]	71
4.5	Princip funkce mechanického dvouosého gyroskopu v Cardanově závěsu - převzato z [13]	72
4.6	Schématické znázornění principu Sagnacova jevu - zpracováno dle [18]	73
4.7	Základní funkční princip akcelerometru - zpracováno dle [18]	74
5.1	Schéma navržené koncepce sensorického subsystému mobilních robotů	83
5.2	Hardwarová realizace řídicí jednotky sensorického subsystému pro mobilní roboty	84
5.3	Schéma zapojení analogového obvodu pro měření napětí	85
5.4	Schéma zapojení analogového obvodu pro měření proudu	86
5.5	Schéma zapojení elektronické pojistky	88
5.6	Ilustrace formátu rámce pro komunikační protokol HB-12/C – převzato z [26]	90
6.1	Schéma uspořádání experimentu pro ověření funkce ultrazvukového senzoru	93

Seznam tabulek

3.1	Kompletní seznam parametrů měření admitance piezoelektrického rezonátoru	51
3.2	Parametry elektrického náhradního obvodu	51
3.3	Druhy korekce celočíselného násobku vlnových délek [32]	62
3.4	Seznam CAN zpráv pro komunikaci s ultrazvukovým senzorem	66
5.1	Seznam CAN zpráv pro komunikaci s řídicí jednotkou	91
5.2	Seznam USB zpráv pro komunikaci s řídicí jednotkou	92
6.1	Parametry měřicí soustavy pro ověření funkce ultrazvukového senzoru	94
6.2	Parametry prostředí při experimentu pro ověření funkce ultrazvukového senzoru	94
6.3	Statisticky vyhodnocené výsledky měření experimentu pro ověření funkce ultrazvukového senzoru	94
6.4	Parametry měřicí soustavy pro srovnávací měření napětí	95
6.5	Srovnání naměřených hodnot napětí řídicí jednotkou s měřicí ústřednou Agilent 34410A – před kalibrací	95
6.6	Srovnání naměřených hodnot napětí řídicí jednotkou s měřicí ústřednou Agilent 34410A – po kalibraci	96
6.7	Parametry měřicí soustavy pro srovnávací měření proudu	96
6.8	Srovnání naměřených hodnot proudu řídicí jednotkou s číslicovým multimetrem Agilent U1252A – před kalibrací	97
6.9	Srovnání naměřených hodnot proudu řídicí jednotkou s číslicovým multimetrem Agilent U1252A – po kalibraci	98

Seznam zkratek

- AD Analog Digital Converter, analogově-číslicový převodník
- ARM architektura procesorů vyznačující se nízkou spotřebou
- BVD Butterworthův-Van Dykův model elektrického náhradního obvodu pro piezoelektrické rezonátory
- CAN Controller Area Network, sériové komunikační rozhraní sběrníkové topologie
- CCD Charge-Coupled Device, elektronická součástka pro snímání obrazu
- CMOS Complementary Metal-Oxide-Semiconductor, polovodičová technologie využívající kombinace P-MOS a N-MOS technologií
- DA Digital Analog Converter, číslicově-analogový převodník
- DC Direct current, označení stejnosměrného proudu
- DMA Direct Memory Access, přímý přístup do paměti
- EEPROM Electrically Erasable Programmable Read-Only Memory, elektricky mazatelná nevolatilní paměť určená ke čtení
- FET Field-Effect Transistors, tranzistory řízené elektrickým polem
- FIR Finite Impulse Response, označení číslicových filtrů s konečnou impulsní odezvou
- GPS Global Positioning System, globální polohovací systém užívaný k určení polohy na Zemi
- HB-12/C komunikační protokol vyvíjený na Technické univerzitě v Liberci
- HS-CAN High Speed CAN, označení budičů pro CAN umožňujících využití vysokých komunikačních rychlostí
- I²C Inter-Integrated Circuit, multi-masterová počítačová sériová sběrnice
- I²S Inter-IC Sound, sériové komunikační rozhraní určené pro přenos zvuku
- ID identifikátor, zpravidla identifikační číslo nebo kód
- KLM model umožňující popsat chování piezoelektrických rezonátorů
- LED Light-Emitting Diode, světlo emitující dioda
- MEMS MicroElectroMechanical Systems, mikro elektro-mechanické systémy realizované na polovodičovém substrátu a integrované v rámci jediného čipu

PC	Personal Computer, osobní počítač
PVDF	Polyvinylidene fluorid, polymer vykazující piezoelektrické vlastnosti
PZT	Lead Zirconate Titanate, tuhý roztok $PbTiO_3$ a $PbZrO_3$ vykazující významné piezoelektrické vlastnosti
RAM	Random-Access Memory, paměť s náhodným přístupem
RC	elektrický dvojpól skládající se z rezistoru a kapacitoru
ROI	Region of Interest, oblast zájmu v signálu
SPI	Serial Peripheral Interface, sériové periferní rozhraní
TOF	Time of Flight, označení senzorů využívajících měření doby letu vlny k určení vzdálenosti
UART	Universal Asynchronous Receiver and Transmitter, asynchronní sériové komunikační rozhraní
USART	Universal Synchronous/Asynchronous Receiver and Transmitter, synchronní/ asynchronní sériové komunikační rozhraní
USB	Universal Serial Bus, univerzální sériová sběrnice

Úvod

Mobilní roboty v současné době stále více nahrazují či doplňují široké spektrum lidských úkonů v průmyslových logistických procesech a dále umožňují přístup do míst pro člověka nedostupných nebo nebezpečných. Tím pomáhají zefektivnit skladování a přepravu materiálních vstupů do výrobního procesu či provádět průzkumné a servisní úkony při nepříznivých okolních vlivech (např. v kanalizačním potrubí). Maximální efektivity těchto aktivit je poté možné dosáhnout částečnou resp. úplnou eliminací lidského faktoru, tedy provozu robotu v částečně autonomním (semiautonomním) resp. plně autonomním režimu. K tomuto způsobu řízení je však zapotřebí zpětná vazba od okolního prostředí pro kognitivní subsystém robotu, která je zprostředkována pomocí jeho senzorického subsystému.

Senzorický subsystém je zodpovědný za sběr a zpracování senzorických dat, které umožňují mapovat okolní prostředí současně s aktuálním stavem robotu. Hlavní úlohou tohoto subsystému je takto získaná data vhodně reprezentovat kognitivnímu subsystému, jenž přímo určuje chování robotu. Díky informacím o okolním prostředí lze zajistit autonomní reakci v případě hrozby poškození robotu či okolního zařízení, usnadnit operátorovi manipulaci s robotem při semiautonomním řízení a realizovat algoritmy plně autonomního řízení. V tomto případě operátor plní pouze kontrolní funkci nebo je jeho přítomnost dokonce nadbytečná. Monitorování vlastního stavu robotu lze poté využít například k autodiagnostice, bezpečnostním opatřením či zdokonalení algoritmů autonomního řízení.

Cílem diplomové práce je návrh a realizace řídicí jednotky pro senzorický subsystém mobilních robotů, a to jak z hlediska jejího hardwaru, tak i softwarového zpracování senzorických dat. Důraz je zde kladen na univerzálnost výsledného řešení, aby jej bylo možné přímo aplikovat na mobilní roboty, především autonomní skladové vozíky, průzkumné a servisní roboty. To zahrnuje zejména možnost vysoké variability z hlediska typů a konfigurace použitých senzorů. Z tohoto důvodu bylo přistoupeno ke koncepci senzorického subsystému s inteligentními senzory, jež jsou schopny provést základní předzpracování senzorických dat a výsledek následně ode-

slat po sběrnici řídicí jednotce. Práce se zabývá tvorbou sensorického subsystému dané koncepce s využitím navržené jednotky, založeného na inerciální navigaci, pro určení aktuální polohy a orientace robotu, a ultrazvukových senzorech pro monitorování okolního prostředí. V rámci práce jsou tak rozebrány základní funkční principy inerciální navigace a zpracování dat z ultrazvukových senzorů včetně jejich implementace.

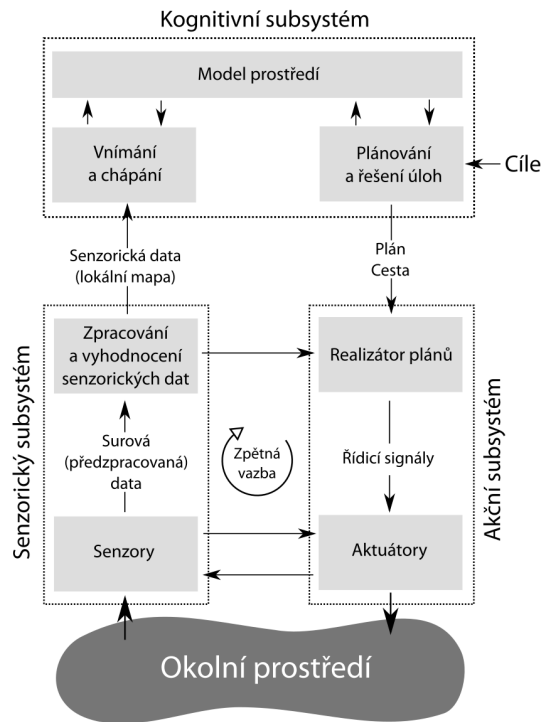
1 Řídicí systém mobilních robotů

Mobilní roboty, na rozdíl od běžných stacionárních průmyslových robotů a manipulatorů, disponují schopností samostatně se přemísťovat v prostoru. Díky tomu jsou schopny obsáhnout výrazně větší pracovní prostor, který je limitován zejména přístupností jednotlivých míst vzhledem ke konstrukci pohybového ústrojí. Ve srovnání se stacionárními roboty však mají výrazně nižší přesnost a opakovatelnost dosažení definované polohy. Z tohoto důvodu nejsou vhodné pro vykonávání rutinních úkonů na výrobních a montážních linkách. Své uplatnění nacházejí především v průmyslu při přepravě materiálních vstupů do výroby, průzkumných a servisních činnostech v těžko přístupných nebo člověku nebezpečných prostorech nebo ve vojenství (např. pyrotechnický robot). [30, 31, 33]

Výhoda pohyblivosti robotu v prostoru je však vykoupena vyššími nároky na celkový řídicí systém z hlediska jeho komplexnosti. Mimo řízení vlastních akčních členů, monitorování a diagnostiky vlastního stavu musí zajistit i mapování okolního prostředí pro adekvátní reakce na vzniklé podněty. Celý řídicí systém se tak skládá ze tří základních subsystémů, jak je ilustrováno na obrázku 1.1. Jedná se o akční, senzorický a kognitivní subsystém. [30, 31, 33]

Akční subsystém robotu je zodpovědný za řízení veškerých akčních členů, jako jsou motory nebo aktivní prvky koncových efektorů. Povelů dostává od nadřazeného kognitivního subsystému, který určuje chování robotu. Díky zpětné vazbě od okolního prostředí, jež je zprostředkována skrze senzorický subsystém, umožňuje provádět autonomní reakce robotu na vnější podněty. Senzorický subsystém zajišťuje i monitorování a diagnostiku vlastního stavu robotu pro kontrolu funkčnosti jednotlivých systémů. [29, 30, 33]

Požadavky na jednotlivé subsystémy jsou odlišné v závislosti na způsobu řízení robotu. V zásadě rozlišujeme tři základní typy řízení mobilního robotu – dálkově řízený (teleoperovaný nebo teleprezenční), semiautonomní a plně autonomní. Teleoperovaný robot je zcela řízen operátorem, který jednoznačně určuje jeho chování. V tomto případě kognitivní subsystém pouze plní operátorovy příkazy a jakákoliv



Obrázek 1.1: Schéma topologie řídicího systému mobilních robotů – zpracováno dle [30, 33]

autonomní reakce na působící podněty je nežádoucí. Data o stavu robotu a okolním prostředí poskytovaná sensorickým subsystémem tak slouží pouze k informovanosti operátora o aktuální situaci. Teleprezenční řízení je poté modifikací teleoperovaného, kdy operátor řídí robot pouze za pomoci prvků virtuální reality. [25, 26, 30]

V případě semiautonomního i plně autonomního řízení již kognitivní subsystém zajišťuje autonomní reakce robotu na vzniklé vnější podněty. V semiautonomním režimu je robot, stejně jako v předchozích dvou režimech, řízen operátorem. Ten má opět k dispozici data od sensorického subsystému o aktuálním dění. Na rozdíl od dálkového řízení robot v případě potřeby může provést autonomní reakci, například pokud by hrozilo jeho poškození nebo poškození okolního zařízení. Nejvyšší nároky na sensorický a kognitivní subsystém jsou poté kladeny v případě plně autonomního řízení, kdy operátor plní pouze kontrolní funkci, nebo je z řízení zcela vyloučen. Při tomto režimu kognitivní subsystém vyhodnocuje získaná data od sensorického subsystému a na základě předem definovaných pravidel rozhoduje o chování robotu. [25, 26, 30]

1.1 Akční subsystém

Akční subsystém je jedním ze dvou subsystémů mobilního robotu s přímou vazbou na okolní prostředí. Oproti senzorickému subsystému, který zajišťuje sběr a zpracování senzorických dat, umožňuje do prostředí zasahovat a modifikovat jej. Akční subsystém zahrnuje jak samotné akční členy, zodpovědné za pohyb robotu a interakci s prostředím, tak i jejich vlastní řízení. Mezi stěžejní akční členy patří zejména motory zajišťující pohyb robotu a jeho efektorů. [29, 30]

Volba typu použitých motorů závisí na mnoha různých faktorech. Mezi hlavní z nich se řadí velikost robotu a typ jeho pohybového ústrojí. V případě potřeby nižšího výkonu, tedy pro malé a lehké roboty, jsou vzhledem k jejich snadnému řízení často nasazovány stejnosměrné komutátorové motory nebo krokové motory. [30] Pro vyšší výkonová zatížení (řádově 10 - 100 W) jsou také využívány bezkomutátorové stejnosměrné motory (tzv. Brushless DC motory) s elektronickou komutací. [29] Kromě stejnosměrných motorů se dále používají i motory střídavé, a to jak synchronní, tak i asynchronní. Jejich řízení však klade výrazně vyšší nároky na použitou řídicí elektroniku, a proto jsou vhodné spíše pro roboty s vysokým výkonovým zatížením. Pro velmi vysoké výkony se lze u mobilních robotů setkat i s pohony elektrohydraulickými. [30]

Z hlediska typu pohybového ústrojí rozlišujeme roboty kolové, pásové, kráče-
jící, šplhající, plazivé, skákající, létající, pro pohyb ve vodním prostředí a hybridní. Každá z uvedených kategorií má specifické požadavky na akční členy realizující požadovaný druh pohybu. Pro nejrozšířenější kolové a pásové roboty může být hlavním požadavkem účinnost pohonu a snadnost jeho řízení. Pro kráče-
jící, šplhající či jiné roboty s výrazně sofistikovanějším způsobem pohybu je nutné zvážit i poměr výkonu ku hmotnosti a dosažitelnou přesnost řízení. U létajících robotů bude významnou roli hrát hmotnost použitých motorů a v případě speciálních druhů pohybu (plazivé či skákající) bude vhodné k pohybu využít jiných aktuátorů než motorů. [25, 30]

Akční subsystém je do jisté míry spjat i se senzorickým subsystémem, který může využívat informace o aktuální poloze a rychlosti pohonů k lokalizaci pomocí dead reckoning algoritmů (např. odometrie). [25, 33, 12] Z tohoto důvodu jsou pohony často doplňovány o kvadrurní enkodéry, nebo je jejich rychlost vypočítávána z údajů od řídicí jednotky pohonů. [29, 30, 28, 33] Na základě kinematického modelu podvozku je následně známá rychlost pohonů přepočítána na změnu polohy robotu. Kromě lokalizace je možné údaje o pohonech získávané senzorickým subsystémem

využít i k jejich vlastní diagnostice a detekci poruch nebo měření odporu působícího proti chodu motoru (detekce překážky apod.). [30]

Mimo samotné motory se do akčního subsystému dále řadí i jiné aktuátory, které mohou ovlivnit okolní prostředí robotu. Jedná se např. o akční členy koncových efektorů (ventily řídicí podtlak přísavek, elektromagnetické sevření kleštín atd.), piezoelektrické aktuátory nebo aktuátory z materiálů s tvarovou pamětí, jež se využívají pro malé změny tvaru specifických částí robotu nebo pro zmíněné speciální druhy pohybu. [33]

1.2 Senzorický subsystém

Senzorický subsystém slouží k poskytování zpětné vazby od okolního prostředí robotu a umožňuje získávat data o jeho vlastním stavu. Ta jsou následně vhodně reprezentována buď přímo operátorovi, jenž robota řídí v případě teleoperovaného režimu, nebo kognitivnímu subsystému pro autonomní reakce robotu. Senzorický subsystém je tvořen soustavou senzorů společně s řídicí a vyhodnocovací elektronikou, která má za úkol surová senzorická data zpracovat a vyhodnotit. [30, 33]

Druhy použitých senzorů a jejich konfigurace je výrazně ovlivněna konstrukcí, účelem robotu a prostředím, ve kterém se pohybuje. Z konstrukčního hlediska je nutné brát zřetel zejména na jeho fyzické rozměry a stupeň krytí proti vlhkosti a vniknutí cizích předmětů. V případě malých rozměrů robotu tak bude problematické využití např. laserových skenerů, jejichž realizace vyžaduje zpravidla větší zástavbový prostor. Při zvýšeném požadavku na stupeň krytí proti vlhkosti nebude možné použít otevřené ultrazvukové senzory apod. [27] Účel robotu poté předurčuje fyzikální veličiny, které je potřeba sledovat. Například pro autonomní skladové vozíky tak může vzniknout požadavek na sledování definované trasy pomocí magnetických pásků nebo na prevenci kolize s lidmi a dalšími robotickými vozíky. [30]

Druh prostředí, ve kterém se robot pohybuje, následně ovlivňuje zejména způsob navigace. K nejčastějším metodám určení polohy a orientace patří odometrie, inerciální navigace a lokalizace pomocí GPS. [34] Zatímco odometrii i inerciální navigaci je možné využít u robotů pohybujících se jak uvnitř budov, tak i ve venkovním prostředí, GPS lze pro lokalizaci využít pouze ve venkovním prostředí. Druhy

senzorů nejběžněji využívaných v sensorických subsystémech mobilních robotů jsou blíže popsány v kapitole 2. [30, 33, 34]

Vyhodnocovací elektronika musí reflektovat požadavky kognitivního subsystému na sensorická data vzhledem k aplikovanému způsobu řízení. Tyto požadavky se výrazněji liší především pro různou míru autonomie. U teleoperovaného režimu je kladen důraz na dostatečnou informovanost operátora o dění kolem robotu, kdy postačí pouze základní zpracování sensorických dat, zatímco v případě autonomního provozu je třeba okolní prostředí modelovat a uchovávat jeho aktuální podobu. Výsledný model prostředí je udržován kognitivním subsystémem, který na jeho základě rozhoduje o chování robotu. [25, 30]

1.3 Kognitivní subsystém

Kognitivní subsystém zodpovídá za celkové řízení robotu a jeho reakce v závislosti na povelch nadřazeného řídicího subjektu, okolní situaci a režimu řízení. Veškeré požadavky na akční zásahy odesílá akčnímu subsystému, který tak realizuje vnější projevy chování robotu, a zpětnou vazbu mu poskytuje subsystém sensorický. Tímto způsobem ve své podstatě realizuje uzavřený zpětnovazební regulační obvod, jehož žádanou hodnotou jsou povely od nadřazeného řídicího subjektu. Typy povelů se liší v závislosti na míře autonomie, která mu je udělena. Pro teleoperovaný režim se jedná o striktní příkazy, které jsou přímo nebo v mírně modifikované podobě předány akčnímu subsystému, kdežto pro zcela autonomní řízení jsou robotu udány pouze cíle, kterých má dosáhnout. Těch se poté podle předem definovaných algoritmů snaží docílit. [25, 30, 33]

Z hlediska autonomního chování robotu můžeme rozlišit dva základní přístupy k řídicí architektuře kognitivního subsystému. Jedná se o reaktivní architekturu a funkční dekompozici. Reaktivní architektura je založená na přímém vyhodnocení aktuálních sensorických dat bez tvorby modelu okolního prostředí, případně s velice zjednodušeným modelem. V rámci algoritmu jsou definovány pouze dílčí reakce robotu na jednotlivé podněty a výsledné chování je poté určeno jako jejich kombinace. Tato architektura je schopna zajistit jen primitivnější chování robotu, a proto není vhodná pro složitější úlohy. Na druhou stranu je však poměrně robustní a odolná vůči nepředvídatelným změnám v okolí, a tudíž i vhodná pro vysoce dynamické prostředí. [12, 25]

Naproti tomu funkční dekompozice pracuje s modelem prostředí, který je aktualizován na základě dostupných sensorických dat. S jeho pomocí je určena optimální reakce robotu na vzniklou situaci s ohledem na zadané cíle. Složitější úlohy jsou postupně děleny na jednodušší podúlohy, jejichž vstupem je výstup z úlohy předchozí. Výsledné chování robotu je poté určeno výstupy posledních řešených úloh v řetězci. Díky modelu prostředí je možné řešit i velmi složité úlohy, které vyžadují náročnější plánování. Oproti reaktivní architektuře však funkční dekompozice není schopna adekvátně reagovat na nepředpokládané změny v prostředí. Tento problém řeší architektury hybridní, které spojují přednosti plánování s reaktivním chováním na nečekané změny. [25]

Model prostředí, využívaný v případě funkční dekompozice či hybridních architektur, může mít různé podoby. Mezi nejběžněji používané patří sensorické, geometrické a topologické mapy. Sensorické mapy jsou nejjednodušší reprezentací okolního prostředí, kdy představují pouze vhodně uložená sensorická data. Typickým příkladem může být mřížka obsazenosti udávající rozložení volného a obsazeného prostoru. Tyto mapy jsou velmi jednoduché na sestavení, avšak často paměťově náročné a nevhodné k dalšímu zpracování. [25, 30, 33]

Geometrické mapy používají pro reprezentaci objektů geometrické primitivy (přímky, kružnice atd.), díky čemuž nejsou tak paměťově náročné, jako mapy sensorické. Z hlediska jejich tvorby je ale zapotřebí vyššího výpočetního výkonu, neboť již představují vyšší úroveň abstrakce nad získanými daty. Topologické mapy popisují prostředí pomocí grafu, kde uzly vyjadřují robotem dosažitelná specifická místa a hrany způsob přechodu mezi nimi. Příkladem takové mapy může být např. Voroného diagram. Takovéto modely prostředí představují nejvyšší míru abstrakce a lze na ně aplikovat algoritmy pro grafové úlohy nebo symbolické metody plánování. [25, 33]

Celková koncepce kognitivního subsystému se může lišit v závislosti na požadavcích na výpočetní výkon. Pro jednoduché řízení s převážně reaktivní architekturou často postačí samostatná řídicí jednotka s dostatečně výkonným mikroprocesorem, umístěná přímo na robotu. V případě nutnosti složitějšího modelování prostředí a využití náročnějších výpočetních algoritmů však může být předchozí řešení nedostačující. Proto v některých případech dochází k distribuci výpočetního výkonu a přesunu části kognitivního subsystému na vzdálený osobní počítač. Zde je prováděno modelování a následná aplikace algoritmů řízení, jejichž výsledek je

následně odeslán druhé části kognitivního subsystému umístěné opět na samotném robotu. [26, 29, 30]

2 Komponenty sensorického subsystému

Jak již bylo řečeno v kapitole 1.2, sensorický subsystém zahrnuje jak vlastní senzory pro monitorování vnitřního stavu robotu a mapování okolního prostředí, tak i vyhodnocovací obvody pro zpracování sensorických dat. Senzory využívané pro mobilní roboty je možné dělit dle měřené veličiny a jejího vztahu k robotu na proprioceptivní a exteroceptivní. Dále jsou senzory děleny podle způsobu získávání informace o měřené veličině na aktivní a pasivní. [30, 33]

Proprioceptivní senzory (též nazývány jako interní) slouží k měření veličin informujících o vlastním stavu robotu. Mezi nejčastěji sledované veličiny patří rychlosti pohonů, napětí baterie a klíčových částí řídicích obvodů či proudy tekoucí do akčních členů. Tyto údaje jsou zpravidla využívány pro diagnostické účely, v některých případech ale mohou sloužit i pro tvorbu modelu prostředí. Příkladem může být využití informace o aktuální rychlosti a poloze pohonů pro určení pozice robotu pomocí odometrie. Exteroceptivní senzory (též nazývány jako externí) naproti tomu mají za úkol získávat data o okolním prostředí pro jeho modelování kognitivním subsystémem. Do této skupiny můžeme zařadit senzory pro měření vzdálenosti, detekci přítomnosti překážek, systémy globální navigace nebo senzory pro záznam obrazu a zvuku. [30, 33]

Pasivní senzory využívají pro měření sledované veličiny pouze energii, která je prostředím emitována. Příkladem mohou být senzory pro měření teploty, osvětlení, mikrofony či kamerové CCD a CMOS čipy. Aktivní senzory pracují na odlišném principu. Do prostředí zprvu vyšlou definované množství energie a následně sledují jeho reakci. Díky možnosti řízení interakce s prostředím dosahují zpravidla vyššího dynamického rozsahu a přesnosti. Typickými zástupci této skupiny sensorů jsou ultrazvukové nebo infračervené detektory překážek, laserové skenery nebo navigační systémy založené na GPS. [12, 33]

2.1 Exteroceptivní senzory

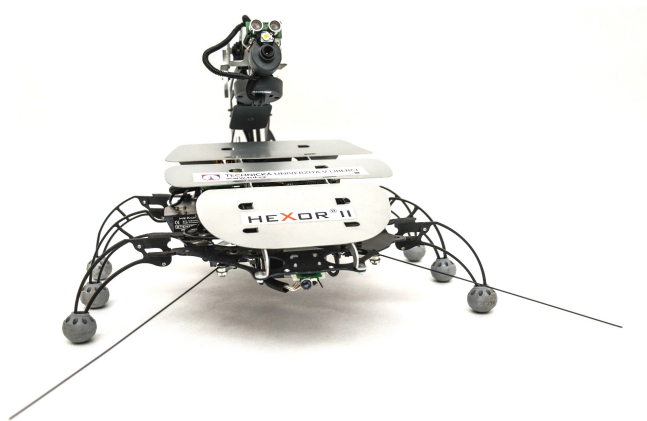
Exteroceptivní senzory slouží ke sběru dat z prostředí. Nejdůležitějšími exteroceptivními senzory mobilního robotu jsou senzory sloužící k navigaci, a to jak lokální, tak i globální. [30, 33] Lokální navigace zodpovídá za reprezentaci okolí robotu vzhledem k jeho aktuální pozici. Jde tedy o detekci a lokalizaci přítomných překážek, případně stanovení průchodnosti terénem. Jejím hlavním úkolem je předcházet možným kolizím nebo uváznutí robotu. Globální navigace umožňuje určit aktuální pozici robotu vzhledem ke stanoveným referenčním bodům, tedy ke globálnímu souřadnému systému. Její význam se uplatní zejména při autonomním řízení. Z hlediska důležitosti je lokální navigace nadřazena navigaci globální. [30]

2.1.1 Senzory lokální navigace

Pro mapování okolního prostředí se využívají jak senzory aktivní, tak i pasivní. Senzory aktivní mají většinou vyšší zastoupení z důvodu již zmíněného vysokého dynamického rozsahu a možnosti ovlivnění parametrů měření. Detekce přítomnosti překážek je často realizována pomocí taktilních sensorů nebo sensorů přiblížení. V případě potřeby stanovení přesnější vzdálenosti od překážky se používají senzory optické, založené na triangulačním principu, laserové skenery nebo senzory využívající měření doby letu vyslané vlny (označované jako TOF – Time of Flight senzory), jako jsou např. ultrazvukové dálkoměry. Pro měření rychlosti pohybujících se objektů existují i senzory založené na Dopplerovu jevu. Speciální skupinu poté představují snímače obrazu využívající CCD nebo CMOS čipy. [12, 33]

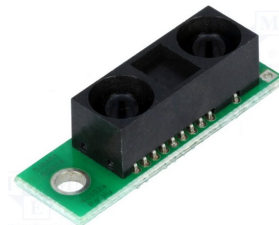
Taktilní senzory představují jedny z nejjednodušších pasivních sensorů. V základním uspořádání jsou tvořeny pouze kontaktním spínačem a podávají informaci o nárazu robotu do překážky. Jedná se tedy o kontaktní senzory, které nejsou schopny kolizi s přítomným objektem zabránit, nýbrž pouze o jejím vzniku informovat. Typická aplikace těchto sensorů na mobilním robotu je vyobrazena na obrázku 2.1, kde mají podobu tykadel v přední části krácejícího robotu Hexor II® [26]. [12, 30, 33]

Senzory přiblížení patří mezi aktivní senzory a oproti taktilním jsou již bezdotykové, díky čemuž jsou schopny hrozící kolizi odhalit ještě před jejím vznikem. Obdobně jako v předchozím případě mohou zjistit přítomnost blízké překážky (v řádu 1 - 10 cm), určení její přesné vzdálenosti je ale problematické. Jejich funkce může být založena na několika odlišných principech. V současné době existují



Obrázek 2.1: Taktilní senzory v podobě tykadel umístěné na robotu Hexor II®¹

magnetické, indukční, kapacitní, ultrazvukové, mikrovlnné a optické senzory přiblížení. [12] Z vyjmenovaných se vzhledem k jejich jednoduchosti a snadné realizaci nejčastěji využívají optické senzory. Jejich funkce je založena na detekci odrazu světelného záření od překážky, zpravidla v blízké infračervené oblasti. Z důvodu vyšší robustnosti a odolnosti vůči záření z pozadí je senzorem vyslaný signál amplitudově modulován. [30] Ostatní principy mohou nalézt své uplatnění například v případě potřeby rozlišení materiálu objektu (na kovové a nekovové apod.). [12] Všechny uvedené senzory přiblížení však spojuje velice rychlá odezva na vzniklý podnět, díky čemuž nacházejí své uplatnění při reaktivním řízení. [12, 33] Příklad infračerveného optického senzoru přiblížení je uveden na obrázku 2.2.

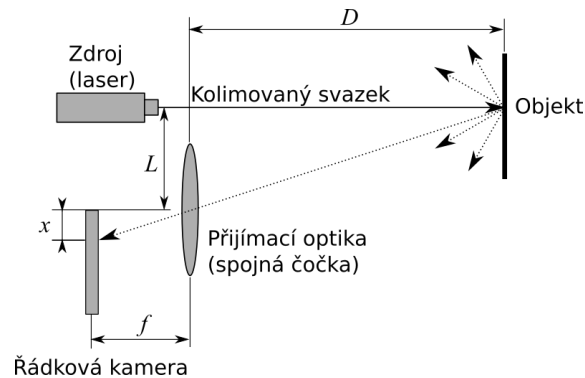


Obrázek 2.2: Infračervený optický senzor přiblížení – převzato z [5]

Senzory pracující na triangulačním principu jsou zpravidla opět aktivní a slouží k určení vzdálenosti blízkých překážek v řádu 10 cm až 1 m. [30] Ke své činnosti využívají jednoduchých geometrických vlastností šíření elektromagnetického nebo mechanického vlnění v prostoru a jeho odrazu. Nejběžnější typy těchto senzorů pracují s elektromagnetickým vlněním v oblasti viditelného nebo blízkého infračerveného spektra. Senzorem je vyslán kolimovaný svazek světla (např. laserový paprsek),

¹Fotografie užitá se svolením autora Ing. Lubomíra Slavíka, Ph.D.

který dopadá na povrch blízké překážky. Od ní se difuzně odrazí a část dopadá na detektor tvořený přijímací optikou (zpravidla spojnou čočkou) a detektorem umožňujícím určit pozici dopadu odraženého záření (řádkovou kamerou). Ze znalosti pozice dopadu a známých parametrů senzoru je následně vypočtena vzdálenost objektu od senzoru. Princip funkce je znázorněn na obrázku 2.3. Pro dané uspořádání je možné určit výslednou vzdálenost dle vztahu 2.1. [12, 33]



Obrázek 2.3: Princip funkce triangulačního senzoru vzdálenosti – zpracováno dle [12, 33]

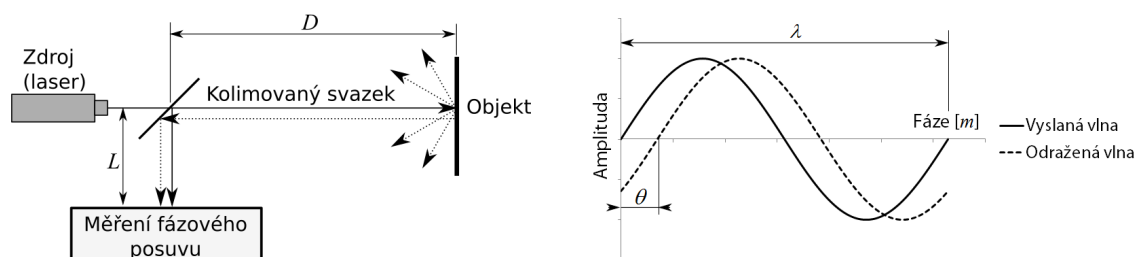
$$D = f \cdot \frac{L}{x} \quad [33]. \quad (2.1)$$

Kromě uvedeného uspořádání existují i varianty, kde zdroj emitovaného záření vysílá kolimovaný svazek pod definovaným úhlem vzhledem k optické ose přijímací optiky a měřený objekt se vyskytuje přímo na ose nebo v její blízkosti. [12] Dále se využívá metody rozmítání laserového paprsku a jeho snímání pomocí 2D CCD nebo CMOS čipu. Tento způsob umožňuje stanovení kontinuálního profilu okolní scény na rozdíl od jednobodového měření. Mimo aktivních existují i pasivní triangulační senzory založené na stereovizi. Ty snímají scénu dvojicí kamer a na základě posunu obrazů jednotlivých objektů je určena jejich vzdálenost. [12, 33]

Laserové skenery ke své činnosti využívají detekce odraženého kolimovaného svazku světla (zpravidla laserového) od překážky. Jsou tedy senzory aktivními a mohou pracovat na dvou základních funkčních principech. V první řadě se jedná o senzory založené na měření doby letu elektromagnetické vlny. Na základě doby mezi vysláním velmi krátkého světelného pulzu pomocí pulzního laseru a jeho detekcí je určena vzdálenost měřeného objektu. Vzhledem k rychlosti světla jsou však tyto časy velmi krátké (řádově v pikosekundách), díky čemuž jsou kladeny obrovské

nároky na vyhodnocovací elektroniku. Z tohoto důvodu jsou velmi drahé a příliš se nepoužívají. [33]

Druhým typem jsou poté senzory využívající modulace vyslaného záření, a to buď frekvenční, nebo amplitudové. V případě frekvenční modulace je měřena vzájemná frekvence mezi vyslanou a odraženou vlnou. Amplitudová modulace poté nabízí možnost určení vzdálenosti měřeného objektu na základě fázového posunu mezi vlnou vyslanou a odraženou. Funkční princip této metody je znázorněn na obrázku 2.4. Frekvence amplitudové modulace v tomto případě předurčuje maximální možný dosah senzoru, jelikož fáze přijaté vlny se periodicky opakuje s její vlnovou délkou. Tu je možné určit pomocí vztahu 2.2, kde λ představuje vlnovou délku modulované vlny, c rychlost světla a f modulační frekvenci. Pro výpočet vzdálenosti objektu od senzoru lze poté využít vztahu 2.3, kde θ představuje naměřený fázový posuv a D hledanou vzdálenost. [33]



Obrázek 2.4: Princip funkce měření vzdálenosti pomocí fázového posuvu – zpracováno dle [33]

$$\lambda = \frac{c}{f} [33]. \quad (2.2)$$

$$D = \frac{\lambda}{4\pi} \cdot \theta [33]. \quad (2.3)$$

Laserové skenery fungující na uvedeném principu jsou schopny detekovat překážky na velké vzdálenosti (řádově 10 m) a s vysokým rozlišením (typicky 1 mm). Díky následnému rozmítání laserového paprsku dokáží provádět kontinuální měření v mnoha různých směrech, díky čemuž podávají poměrně komplexní informaci o profilu okolního prostředí. [33]

Ultrazvukové senzory se řadí k aktivním sensorům využívajícím měření doby letu vyslané vlny pro určení vzdálenosti objektu. V tomto případě se ale jedná o mechanické vlnění v oblasti ultrazvuku, nejčastěji v rozmezí 40 - 180 kHz. [33]

Oproti laserovým skenerům realizují pouze jednobodové měření s výrazně horší přesností (typicky 1 cm) i rozsahem (pouze v řádu 1 m, maximálně 10 m). Díky své jednoduché konstrukci a dostupnosti však patří mezi velmi užívané detektory překážek. [30] Při začátku měření je senzorem emitován krátký ultrazvukový pulz, načež je měřena doba, po které je detekován jeho odraz. Tento čas je poté dle vztahu 2.4 přepočítán na vzdálenost. [12, 33] Princip ultrazvukových senzorů je podrobněji popsán v kapitole 3 a příklad jejich konstrukce je vyobrazen na obrázku 2.5.

$$D = k \cdot t_f \cdot c \quad [9], \quad (2.4)$$

kde k označuje konstantu závislou na geometrii senzoru blízkou $1/2$, t_f naměřenou dobu letu vyslané vlny a c rychlost šíření vlnění v daném prostředí [9].

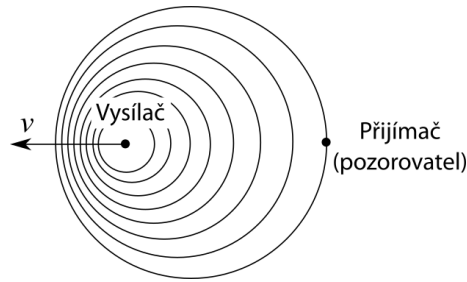


Obrázek 2.5: Komerční provedení ultrazvukových senzorů – převzato z [4]

Pro měření pohybu nebo rychlostí objektů v okolí robotu se mimo jiné využívají senzory založené na Dopplerovu jevu. Ten popisuje skutečnost, kdy při vzájemném pohybu vysílače a přijímače vlnění dochází ke změně jeho frekvence. Ilustrace tohoto jevu je uvedena na obrázku 2.6. V případě odrazu vlnění od pohybujícího se objektu se navíc frekvenční posuv projeví celkem dvakrát. Zprvu je měřený objekt přijímačem (pozorovatelem), kdy v závislosti na relativní rychlosti vůči vysílači přijme vlnění s již posunutou frekvencí. Následně se od něj toto vlnění odráží a stává se tak vysílačem. Při příjmu odraženého vlnění ze strany původního vysílače dojde opět k frekvenčnímu posuvu. Na základě tohoto předpokladu a při zohlednění možnosti rozdílných směrů relativní rychlosti objektu vůči senzoru a vyslaného vlnění lze relativní rychlost určit dle vztahu 2.5 [33]

$$v = \frac{\Delta f \cdot c}{2f_t \cos \theta} \quad [33], \quad (2.5)$$

kde Δf označuje naměřený frekvenční posuv, c rychlost šíření vlnění v daném prostředí, f_t původní frekvenci vyslané vlny, θ úhel svírající směr relativního pohybu tělesa se směrem šíření vyslané vlny a v hledanou relativní rychlost [33].



Obrázek 2.6: Ilustrace Dopplerova jevu pro pohyb vysílače vůči přijímači – zpracováno dle [33]

K Dopplerovu jevu dochází obecně u libovolného druhu vlnění, tedy platí i pro elektromagnetické a mechanické vlnění. Toho se s výhodou využívá při konstrukci senzorů měřících rychlosti pohybujících se objektů. V praxi se lze setkat se senzory optickými, radarovými nebo ultrazvukovými. Ve všech případech je jejich základní princip totožný. [33]

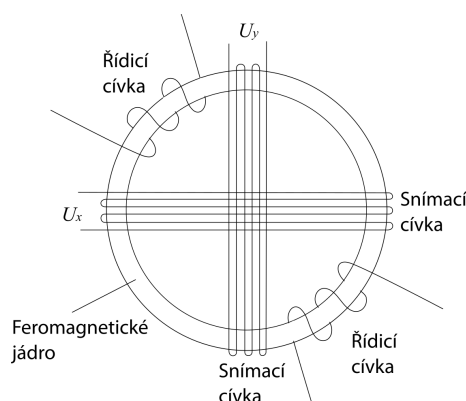
Poslední zmíněnou skupinou exteroceptivních senzorů byly obrazové snímače. Ty patří mezi senzory pasivní, jelikož do prostředí žádnou energii neuvolňují. V současné době se využívají zejména CCD a CMOS snímače. V praxi se využívají buď pro zprostředkování obrazu prostředí operátorovi při teleprezenčním řízení, nebo pro tvorbu komplexních modelů prostředí. Zde velmi často přichází na řadu již zmíněná stereovize. Stále častěji je také obraz z kamer zpracováván pokročilejšími algoritmy pro identifikaci objektů, zejména poté pomocí neuronových sítí. [33]

2.1.2 Senzory globální navigace

Globální navigace umožňuje stanovit aktuální polohu a orientaci robotu ve vytvořeném modelu prostředí. K tomuto účelu se používají exteroceptivní senzory podávající informaci o vztahu robotu vzhledem k pevně definovaným referenčním bodům. Díky referenci na okolní prostředí je navigace s exteroceptivními senzory označována jako absolutní. Referenčními body mohou být například zemské póly, kdy je orientace určena pomocí kompasu, nebo uměle vytvořené majáky. Ty mohou být jak aktivní, tak i pasivní, přičemž jejich provedení se výrazně liší pro navigaci ve venkovním a vnitřním prostředí. V případě venkovního prostředí jsou velmi často využívány GPS moduly, kdežto ve vnitřním prostředí je pozice robotu určována na základě ultrazvukových nebo optických navigačních systémů. [12, 30, 33]

Magnetické kompas patří mezi pasivní senzory, kdy využívají detekce zemského magnetického pole pro určení momentální orientace vzhledem ke světovým stranám. Podávají tak informaci o absolutním úhlu natočení robotu pro korekci dead reckoning algoritmů. Jejich činnost může být založena na několika různých principech, mezi nejpoužívanější se řadí fluxgate kompas, magnetorezistivní nebo kompas založené na principu Hallova jevu. [12, 30, 33]

Fluxgate kompas ke své činnosti využívají závislosti saturace feromagnetického materiálu magnetickou indukci na působící okolní intenzitě magnetického pole. Jsou tvořeny dvěma malými cívkami umístěnými na společném feromagnetickém jádře. Jedna z nich je využívána jako řídicí, kdy je napájena střídavým proudem a vytváří v jádře proměnný magnetický indukční tok. Druhá cívka, označována jako snímací, poté slouží k detekci indukovaného rotujícího elektrického pole vzniklého na základě Faradayova indukčního zákona. Intenzita okolního magnetického pole je poté učena podle velikosti magnitudy elektrického napětí na snímací cívce. Pro jednoznačné určení směru působícího pole jsou pak využívány dvě na sebe navzájem kolmé snímací cívky. Základní uspořádání tohoto kompasu je ilustrováno na obrázku 2.7. Fluxgate kompas vynikají svojí přesností, avšak vzhledem k uvedenému principu jsou rozměrné a cenově méně dostupné. [12, 33]

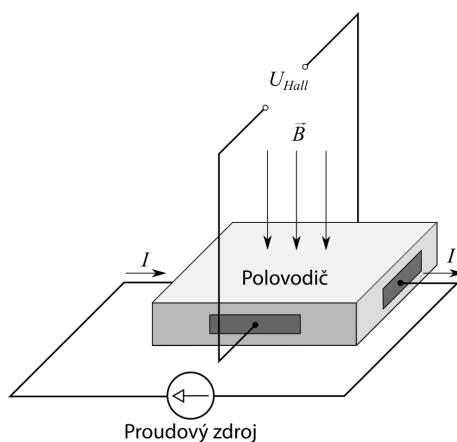


Obrázek 2.7: Základní uspořádání fluxgate kompasu – zpracováno dle [12]

Magnetorezistivní kompas měří intenzitu působícího magnetického pole pomocí změny elektrického odporu magnetorezistivního materiálu. V zásadě se využívá dvou odlišných typů magnetorezistence, a to anizotropní a obří magnetorezistence. V případě anizotropní magnetorezistence je vlivem krystalografického uspořádání změna elektrického odporu materiálu závislá na vzájemném úhlu mezi vektorem magnetizace a směrem protékajícího proudu. Jev obří magnetorezistence je poté založen na změně elektrického odporu materiálu vlivem interakce spinu vodivostních

elektronů s jeho magnetizací. Díky vysoké citlivosti, malým rozměrům a nízké ceně těchto senzorů jsou velmi často zakomponovány v navigačních systémech mobilních robotů. [30, 12]

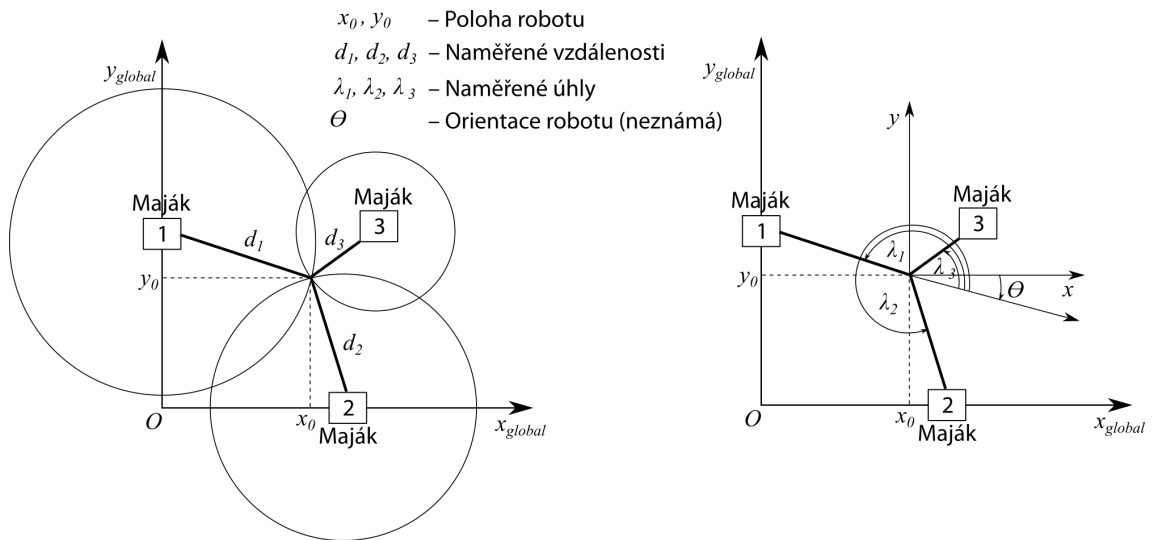
Kompasy založené na Hallově jevu využívají vlastnosti polovodičů, kdy působením vnějšího magnetického pole při současném průchodu elektrického proudu vzniká na jejich povrchu elektrické napětí. To je úměrné protékajícímu proudu a složce působícího magnetického pole, jež je kolmá na směr proudu a spojnicí umístěných měřicích elektrod. Princip tohoto jevu je znázorněn na obrázku 2.8. Tyto kompasy jsou výrazně levnější než fluxgate kompas, mají však o něco horší přesnost a díky filtraci ve vyhodnocovacích obvodech i nízkou šířku pásma. [12, 33, 15]



Obrázek 2.8: Funkční princip Hallova jevu – zpracováno dle [30, 12]

Pro určení pozice robotu vzhledem k referenčním bodům (majákům) slouží dvě základní metody – trilaterální a triangulační. Princip trilaterálních metod je postaven na měření vzdálenosti robotu od referenčních bodů. Tyto vzdálenosti jasně definují geometrická místa bodů (kružnice ve 2D, povrchy koulí ve 3D), kde se robot může nacházet. Skutečná poloha je poté určena jejich společným průnikem. Triangulační metody naproti tomu měří úhly, pod kterými jsou robotem viditelné referenční body. Z nich je následně vypočtena orientace robotu a jeho aktuální pozice. Porovnání obou metod je vyobrazeno na obrázku 2.9. Hlavní nevýhodou trilaterálních metod je, že neposkytuje informaci o aktuální orientaci robotu. [12, 30, 33]

Existují celkem dvě základní koncepce trilaterálních a triangulačních navigačních metod. V případě první z nich je na robotu umístěn aktivní vysílač, který v daných intervalech vysílá elektromagnetické nebo mechanické vlnění, dle funkčního principu využitých senzorů. Majáky jsou poté pasivní a slouží jako přijímače vyslané vlny. Druhou variantu představuje koncepce s pasivním přijímačem na robotu



Obrázek 2.9: Srovnání trilaterační (vlevo) a triangulační metody (vpravo) absolutní navigace – zpracováno dle [30, 12]

a aktivními majáky. První způsob je vhodný spíše pro navigaci jediného robotu, popřípadě malého počtu robotů, ve vymezeném prostoru. Druhá koncepce poté umožňuje současnou lokalizaci většího počtu robotů. [12, 30]

Mezi nejpoužívanější trilaterační metody navigace v menších prostorech patří ultrazvuková trilaterace. Ke své činnosti využívá měření doby letu ultrazvukové vlny, obdobně jako tomu bylo v případě ultrazvukových dálkoměrů (viz kapitolu 2.1.1). Další hojně využívanou trilaterační metodou je navigace pomocí GPS (Global Positioning System). Soustava 24 satelitů umístěných na oběžné dráze okolo Země zde tvoří skupinu majáků o přesně definované poloze, které neustále vysílají data o své poloze společně s časovou značkou. Na základě rozdílů časů určených z těchto značek od alespoň 4 satelitů (jeden ze satelitů je využíván pro časovou korekci) je určena výsledná poloha objektu. Z výše uvedeného vyplývá, že tento způsob navigace využívá druhého zmíněného konceptu s aktivními majáky a pasivním přijímačem ze strany lokalizovaného objektu. Oproti ultrazvukové trilateraci, která je vhodná spíše do uzavřených prostor, je GPS navigaci možné využít pouze ve venkovním prostředí. [12, 30, 33]

Triangulační metody navigace většinou využívají optických metod snímání relativní polohy referenčního bodu vůči poloze robotu. Zpravidla se jedná o určitý druh skenování, který může být realizován např. kolimovaným svazkem světla (typicky laserem). Skenovací detektor umístěný na robotu může být jak aktivní, kdy vysílá záření a zjišťuje jeho odraz, tak i pasivní, kdy sleduje záření vyslané aktivními

majáky. Jiné konstrukce mohou využívat rotujícího vysílače umístěného na robotu v kombinaci s fixními detektory umístěnými v prostředí. [12]

Mimo uvedených principů existují i systémy umožňující lokalizaci na základě známého modelu prostředí. Ty porovnávají získaná sensorická data o rozmístění objektů v okolí robotu s dostupným modelem. Na základě pravděpodobnostních modelů poté určí pozici robotu. [12, 33]

2.2 Proprioceptivní senzory

Hlavní úlohou proprioceptivních senzorů je sledování údajů umožňujících diagnostikovat stav robotu. Zajišťují tedy zpětnou vazbu pro kontrolní mechanismy, jež v kritických situacích brání poškození robotu či okolního zařízení. Kromě této funkce poskytují i informace využitelné pro globální navigaci robotu. Protože však proprioceptivní senzory sledují veličiny týkající se pouze stavu robotu, chybí jakákoliv jejich reference vůči okolnímu prostředí. Proto jsou takto získaná data zatížena kumulativními chybami. Navigace založená na proprioceptivních senzorech je kvůli chybějící referenci na okolní prostředí označována jako relativní. Tuto referenci používala navigace absolutní s využitím exteroceptivních senzorů, jež byla popsána v kapitole 2.1.1. [30]

2.2.1 Senzory pro diagnostiku robotu

Z hlediska diagnostiky je třeba sledovat veličiny, které jsou ovlivněny momentálním stavem jednotlivých komponent robotu. Mezi nejkritičtější součásti patří aktuátory a řídicí obvody, jejichž porucha by v určitých případech mohla mít fatální následky. Z tohoto důvodu je zapotřebí sledovat především napětí a proud odebíraný jednotlivými aktuátory, taktéž tyto veličiny monitorovat i pro řídicí obvody a v neposlední řadě kontrolovat i jejich teplotu. Pro správnou funkčnost robotu je také vhodné sledovat stav baterie, který je možné určit rovněž sledováním výše uvedených veličin. [30]

Elektrické napětí je základní elektrickou veličinou, kterou lze velice snadno sledovat. K tomuto účelu je možné využít běžných AD převodníků, jež v současné době poskytují dostatečné rozlišení pro měření s vysokým dynamickým rozsahem. V případě potřeby je před samotný převodník zařazen ještě obvod upravující na-

přetovou úroveň dle požadovaného měřicího rozsahu. Zpravidla je tak realizováno kombinací napěťových děličů a zesilovačů. [30, 26]

Elektrický proud je v zásadě možné měřit různými principy. Mezi nejpoužívanější a nejjednodušší patří měření úbytku napětí na rezistoru protékáným měřeným proudem. Alternativu k tomuto způsobu pak představují senzory založené na Hallově jevu. Proud procházející vodivou cestou, zpravidla vytvořenou uvnitř integrovaného obvodu, vytváří magnetické pole, které je snímáno pomocí Hallova senzoru. Výstupem takového snímače je poté napětí, které je přímo úměrné protékajícímu proudu. Měření je tedy bezdotykové a tudíž nevznikají problémy při různých potenciálech na vodičích, kde je proud měřen, a ve vyhodnocovacích obvodech. Oproti předchozímu způsobu je však měření méně přesné a díky Hallovu senzoru není vhodné pro měření vysokofrekvenčních složek. [26, 7]

Pro měření teplot existuje celá řada metod, které převádějí měřenou hodnotu na elektrické napětí. Ať už se jedná o odporové měřicí metody, termočlánky nebo metody využívající termistorů. V současné době však došlo k výraznému vývoji integrovaných obvodů, jež obsahují jak analogové obvody předzpracování signálu, tak i výsledný AD převod a komunikační rozhraní. Tyto obvody jsou pro diagnostické účely v robotice stále více využívány, neboť umožňují snadnou implementaci do sensorického subsystému pouhým připojením ke komunikační sběrnici. [3, 30]

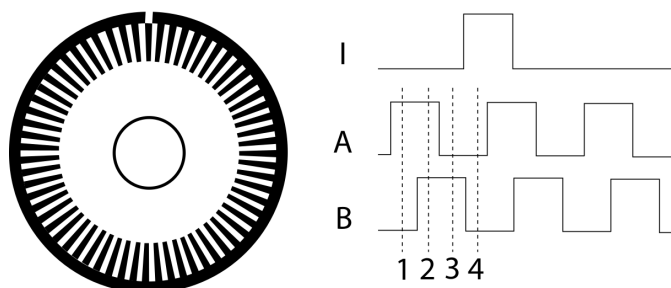
2.2.2 Senzory relativní navigace

Relativní navigace využívá algoritmů označovaných jako dead reckoning pro stanovení aktuální pozice a orientace robotu vzhledem ke zvolenému vztažnému bodu. Jako vstupní data jsou použity informace o aktuálním stavu pohybového ústrojí, rotaci nebo zrychlení robotu. Na základě těchto údajů a známé předchozí polohy je následně určena poloha nová. Bez kombinace s údaji od absolutní navigace však s postupem času dochází ke kumulaci chyb a celkovému znehodnocení výsledků navigace. Nejjednodušší metodou založenou na dead reckoning představuje odometrie. Další z implementací, využívající informace o úhlových rychlostech rotace robotu a jeho zrychlení, je poté označována jako inerciální navigace. [12, 30]

Odometrie umožňuje určit odhad aktuální pozice a orientace robotu na základě rychlostí a poloh jednotlivých akčních členů pohybového ústrojí. Tomu je přiřazen tzv. kinematický model, který udává vzájemný vztah mezi polohou robotu včetně jeho orientace a měřenými mechanickými veličinami. Příkladem může být odometrie

aplikovaná na kolový robot, kde jsou měřeny rychlosti a natočení jednotlivých kol, na jejichž základě je vypočítána změna polohy robotu za daný časový interval. [12, 30]

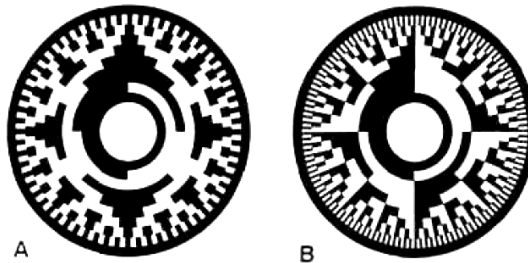
Vzhledem k častému využití rotačních motorů pro pohyb robotu se pro sledování jejich rychlosti a polohy využívají optické enkodéry (snímače úhlu natočení). Dle typu výstupní informace se dělí na inkrementální a absolutní. Inkrementální enkodéry podávají informaci pouze o relativní změně polohy. Často jsou však doplněny o referenční značku, díky které je po určitém pootočení možné absolutní pozici odečíst. Skládají se zpravidla z LED emitující světlo, které prochází skrze šterbinový filtr a otočný kotouč s pravidelnou optickou strukturou, a fototranzistoru na druhé straně kotouče, který emitované světlo detekuje. V závislosti na jeho natočení je průchod světla od diody k fototranzistoru umožněn či nikoliv. Při rotaci středového disku tak vzniká na fototranzistoru obdélníkový signál, jehož počet period udává úhel relativní změny natočení. Pro určení směru otáčení za současného zvýšení rozlišení senzoru se pro detekci vyslaného záření využívají celkem dva fototranzistory, které dávají navzájem fázově posunutý signál o $\pi/2$. Ilustrace vzoru středového disku včetně výstupního tzv. kvadrurního signálu od dvojice fototranzistorů je uvedena na obrázku 2.10. [12, 30, 33]



Obrázek 2.10: Příklad vzoru disku inkrementálního enkodéru včetně průběhu kvadrurního signálu – zpracováno dle [12, 33]

Absolutní enkodéry udávají přímo úhel natočení vzhledem k referenční poloze. Jejich funkční princip je podobný inkrementálním snímačům, avšak výrazně se liší ve struktuře středového disku. Dále je nutné emitované světlo opticky přizpůsobit snímači na druhé straně kotouče (je vyžadován kolimovaný svazek světla o definovaném průřezu). Snímač již není tvořen pouze jediným fototranzistorem, nýbrž soustavou optických detektorů schopných rozlišit vzor dopadajícího světla, který je generován středovým kotoučem. V závislosti na jeho natočení je tak detektorem snímána unikátní struktura, na jejímž základě je určen absolutní úhel natočení. Příklady struktur středového disku absolutního snímače natočení jsou vyobrazeny na obrázku 2.11. Většinou se využívá kódování informace pomocí Grayova kódu, kdy

při rotaci kotouče dochází ke změně informace pouze na jediném bitu, díky čemuž je eliminována možná chyba určení úhlu při přechodu mezi jednotlivými polohami kotouče. [12, 30, 33]



Obrázek 2.11: Příklady vzorů disku 8bitového absolutního enkodéru – vzor A využívá Grayova kódu pro reprezentaci informace o úhlu natočení, vzor B představuje pouhé binární váhové kódování – převzato z [12]

Kromě uvedených optických enkodérů se dále pro účely odometrie využívají odporové snímače polohy, resolvery či magnetické, indukční a kapacitní enkodéry. Většina uvedených systémů se soustředí zejména na určení úhlu natočení rotačních pohonů, jelikož většina mobilních robotů je konstruována s kolovým nebo pásovým podvozkem. Vzhledem ke složitosti a jejich vyšší ceně jsou však mnohem méně užívány, než popsané optické enkodéry. [12]

Inerciální navigace oproti odometrii nevyužívá informace od akčních členů robotu, nýbrž je založena na detekci pozorovatelných projevů pohybu neinerciální vztažné soustavy spjaté s konstrukcí robotu. Jedná se o měření úhlové rychlosti rotace okolo souřadných os lokálního souřadného systému a lineárního zrychlení taktéž v zavedeném lokálním souřadném systému. Z těchto údajů je následně integrací a souřadnicovými transformacemi určena změna polohy a vektoru orientace vzhledem ke globálnímu souřadnému systému. Princip tohoto způsobu navigace je podrobněji popsán v kapitole 4. [12]

Úhlová rychlost rotace robotu okolo os lokálního souřadného systému je zpravidla měřena pomocí gyroskopů. Jejich funkce může být založena na různých principech – od mechanických až po optické. Vzhledem k citlivosti celého systému na vnější především mechanické vlivy, jsou často zapouzdřeny do jediného integrovaného obvodu. Jeho výstup je poté realizován číslicovým komunikačním rozhraním, zpravidla určeným pro sběrníkovou topologii. Funkční principy gyroskopů jsou blíže popsány v kapitole 4.2.1. [12, 33]

Pro určení lineárního zrychlení podél os lokálního souřadného systému se využívají akcelerometry. Jejich základní princip je založen na měření posunu odpružené hmoty, označované jako seismické, při působení lineárního zrychlení daného směru. Některé akcelerometry namísto posunu měří sílu, kterou působí seismická hmota na rám akcelerometru v místě vetknutí. Stejně jako v předchozím případě, i zde je celý senzor často integrován do těla jediné součástky s číslicovým výstupem. Funkční principy akcelerometrů jsou blíže popsány v kapitole 4.2.2. [12, 18, 33]

2.3 Zpracování dat a vyhodnocovací logika

Zpracování a vyhodnocení sensorických dat je poměrně komplexní záležitostí, vyžadující řadu úkonů analogového a číslicového zpracování signálů. K tomuto účelu zpravidla slouží speciálně navržený hardware, který je schopen zajistit úpravu analogových signálů z hlediska měřeného rozsahu, odstupu signálu od šumu a robustnosti celého systému. Takto upravené signály je následně nutné převést do číslicové podoby a dále na ně aplikovat algoritmy číslicového zpracování signálů. Jejich složitost je ovlivněna komplexností předchozího analogového předzpracování a požadovanými výstupními informacemi. [30, 27, 33]

Řídicí systémy sensorického subsystému, jež mají za úkol zmíněné zpracování a vyhodnocení sensorických dat, je možné dle jejich koncepce rozdělit na dvě skupiny. První z nich využívá jediné řídicí jednotky pro řízení všech senzorů společně s veškerým analogovým předzpracováním i číslicovým vyhodnocením. Druhá koncepce obsahuje jednu nebo více řídicích jednotek, přičemž část zpracování získaných signálů (zejména analogové předzpracování) probíhá v samotných sensorických modulech. Předávaná data jsou poté v číslicové podobě a nároky na jejich vyhodnocení jsou výrazně nižší. Jedná se v podstatě o distribuci části výpočetního výkonu do samotných senzorů, které tak lze označit za inteligentní. Navíc tato koncepce umožňuje dynamicky měnit strukturu pouhým připojením nebo naopak odebráním senzorů připojených na komunikační sběrnici. [30, 27]

Druhé koncepci také nahrává aktuální trend zapouzdření některých typů senzorů do jediného integrovaného obvodu s číslicovým výstupem. V případě univerzální řídicí jednotky vybavené požadovaným komunikačním rozhraním tak není problém starší typy senzorů nahradit za novější, či dále rozšiřovat subsystém o nové typy senzorů. První koncepce by naproti tomu vyžadovala zásah do hardwaru, ve většině případů by tak byla nutná jeho výměna. [30]

3 Ultrazvukové senzory

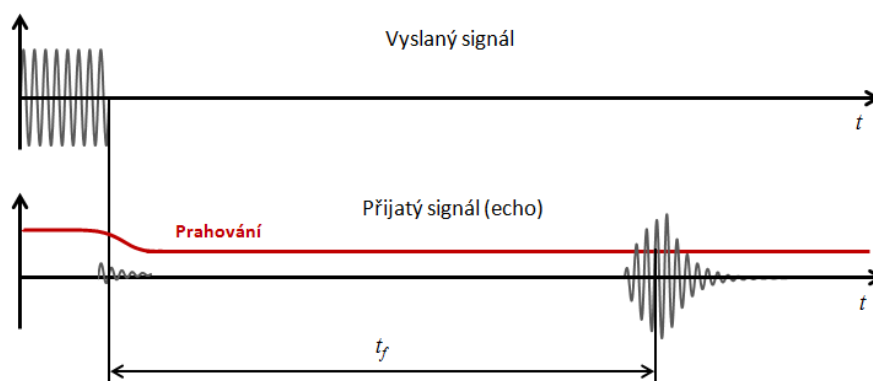
Ultrazvukové senzory vzdálenosti jsou díky svému jednoduchému základnímu funkčnímu principu velice populární a nacházejí své uplatnění nejen v mobilní robotice, ale i automotive (např. jako detektory překážek parkovacího asistentu) nebo průmyslové automatizaci. [9, 27] V závislosti na využitých elektromechanických měničích pro vysílání a příjem a výslednému zpracování signálu jsou schopny poskytovat informace o vzdálenosti v rozsahu jednotek centimetrů až několika metrů s přesností jednotek centimetrů až milimetrů. [12] Díky poměrně nízké rychlosti zvuku ve vzduchu, ve srovnání s rychlostí světla, navíc umožňují využití sofistikovanějších algoritmů pro zpracování obdrženého signálu a extrakci dalších užitečných údajů [33, 32]. Běžně komerčně dostupná řešení však této možnosti příliš nevyužívají [30].

V rámci práce byl z výše uvedeného důvodu navržen vlastní ultrazvukový senzor vzdálenosti s integrovaným číslicovým vyhodnocením získaného signálu, jež navazuje na semestrální projekt [27]. Senzor byl navržen s ohledem na maximální efektivitu využití vlastností použitého elektromechanického měniče a vysokou odolnost proti rušivým vlivům.

3.1 Funkční princip

Princip funkce ultrazvukových senzorů je založen na měření doby letu vyslané vlny do detekce jejího odrazu, jak již bylo předestřeno v kapitole 2.1.1. Řadí se tak mezi tzv. TOF senzory pracující na totožném principu. Oproti ostatním se však liší v druhu vyslané energie do prostředí, která je uložena ve formě podélného mechanického vlnění v oblasti ultrazvuku. Senzor do prostředí zprvu vyšle krátký ultrazvukový pulz o délce několika period ultrazvukové vlny (zpravidla okolo 8 - 10 period) pomocí elektromechanického akustického měniče. Následně je měřena doba, do které je elektromechanickým měničem detekován odraz vyslané vlny. Ze známého času je poté dle vztahu 2.4 uvedeného v kapitole 2.1.1 vypočtena měřená vzdálenost. [12, 32, 33]

V nejjednodušším případě může být detekce realizována prahováním výstupního signálu přijímače. Z důvodu možného přeslechu mezi vysílačem a přijímačem během vybuzení pulzu je v této fázi činnosti senzoru hodnota prahu nastavena na vyšší úroveň, než při následném příjmu odražené vlny. Uvedený princip je možné realizovat pouhými analogovými obvody a je využíván většinou komerčně dostupných řešení. Vzhledem ke své jednoduchosti je však schopen zajistit pouze nízkou přesnost měření. [27] Ilustrace uvedeného způsobu detekce je ilustrována na obrázku 3.1. [33]



Obrázek 3.1: Princip funkce ultrazvukového senzoru vzdálenosti – zpracováno dle [33]

Z hlediska parametrů senzoru je velmi důležitá volba frekvence vyslané ultrazvukové vlny. Rozlišení i výsledná přesnost měření je do jisté míry závislá na její vlnové délce, kterou lze určit pomocí vztahu 3.1, kde f označuje frekvenci vlny, c rychlost jejího šíření v prostředí a λ hledanou vlnovou délku. Klasickými způsoby vyhodnocení signálu, mezi které patří již zmíněné prahování, není v podstatě možné dosáhnout vyšší přesnosti než λ . Rozdíl ve vlnových délkách lze ilustrovat na příkladu ultrazvukového senzoru využívajícího vlnění o frekvenci 40 kHz a 5 MHz. Pro 40 kHz bude její hodnota činit 8,575 mm, kdežto pro 5 MHz pouze 68,6 μm (počítáno pro rychlost zvuku ve vzduchu 343 $\text{m} \cdot \text{s}^{-1}$). [9] S rostoucí frekvencí se však zároveň zvyšuje i útlum prostředí [16], což snižuje dosah senzoru. Volba správné frekvence je tak vždy kompromisem mezi přesností a rozsahem měření. Uvedené senzory běžně pracují s ultrazvukem o frekvencích v rozmezí 40 - 180 kHz, což lze přisuzovat vyššímu důrazu na delší rozsah před vysokou přesností. [33]. Lze se však setkat i se senzory pracujícími na frekvencích okolo 350 kHz [12] či dokonce v řádu MHz (lékařské zobrazovače apod.).

$$\lambda = \frac{c}{f} \quad [16]. \quad (3.1)$$

Vysílání i příjem ultrazvukových vln je realizován prostřednictvím elektro-mechanických (akustických) měničů. Ty umožňují převádět elektrickou energii na mechanické vlnění a naopak. Jejich konstrukce je většinou založena na piezoelektrickém nebo kapacitním principu. Piezoelektrické měniče využívají piezoelektrického jevu k vybuzení mechanických kmitů při přiložení elektrického napětí k vhodně umístěným elektrodám piezoelektrického materiálu. Ten je poté schopen zajistit i snímání odražené vlny, kdy vlivem mechanického působení změn okolního tlaku dochází na jeho povrchu k hromadění náboje. [10, 11, 33]

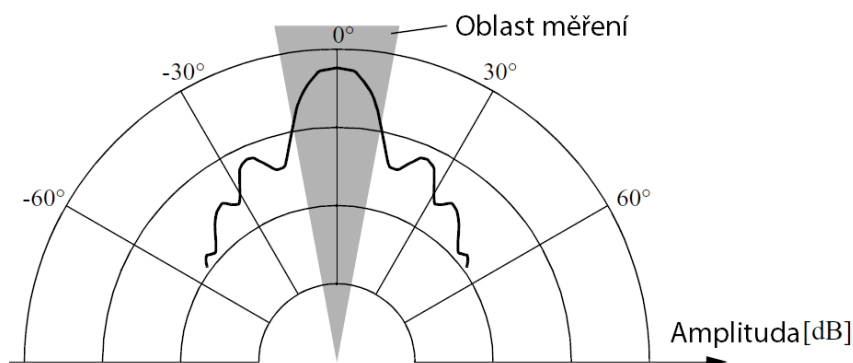
Kapacitní elektromechanické měniče pracují na obdobném principu jako kondenzátorové mikrofony. Jsou tvořeny tenkou vodivou membránou, která se pohybuje jen několik málo mikrometrů nad spodní pevnou elektrodou. Citlivost měniče při vysílání i příjmu je úměrná stejnosměrné složce napětí mezi oběma elektrodami. Z důvodu jednodušší konstrukce a lepší dostupnosti se v praxi účely vybuzení a příjmu ultrazvukových vln využívají především piezoelektrické měniče. [10, 33]

Fyzické provedení měničů může mít různé podoby. Dle úrovně krytí proti vlhkosti a vniknutí cizích předmětů je lze dělit na otevřené a uzavřené. U otevřených provedení je samotný elektromechanický měnič v přímém styku s okolním prostředím pouze s minimální ochranou proti mechanickému poškození. Tyto měniče vynikají svojí citlivostí a je možné je budit malým napětím (cca $5 V_{pp}$). Z důvodu nízkého krytí však nemohou být využity například ve venkovním prostředí (nebo je jejich využití omezeno na přívětivé klimatické podmínky). Alternativu k nim představují uzavřená provedení, která disponují zvýšeným krytím proti vlhkosti a vniknutí cizích předmětů, díky čemuž je možný jejich provoz i při nepříznivých okolních vlivech. Tato výhoda si vybírá svou daň v podobě vyššího tlumení a tedy nižší citlivosti a nutnosti aplikace vyššího napětí pro vybuzení ultrazvukové vlny (cca $100 V_{pp}$). [6, 27, 1] Příklady otevřeného a uzavřených provedení piezoelektrických akustických měničů jsou uvedeny na obrázku 3.2.

Oproti elektromagnetickému vlnění je podélné mechanické obtížně fokusovatelné. To zapříčiňuje širokou vyzařovací charakteristiku senzoru oproti optickým či radarovým snímačům. Její typický tvar je znázorněn na obrázku 3.3. Za využití jediného ultrazvukového senzoru tak není možné jednoznačně určit směr, ve kterém se detekovaný objekt nachází. Dále tato vlastnost může způsobit vznik a následnou detekci křížových odrazů, tedy šíření vyslané vlny prostředím za současného několikaúhelného odrazu od přítomných překážek. Tyto odrazy poté mohou ovlivňovat nadcházející měření při jejich vysoké opakovací frekvenci. [10, 30, 33]



Obrázek 3.2: Piezoelektrické akustické měniče pro vysílání a příjem ultrazvukového signálu – vlevo otevřené provedení, uprostřed a vpravo uzavřené se zvýšeným krytím proti vlhkosti



Obrázek 3.3: Typická vyzařovací charakteristika ultrazvukových senzorů vzdálenosti – převzato z [33]

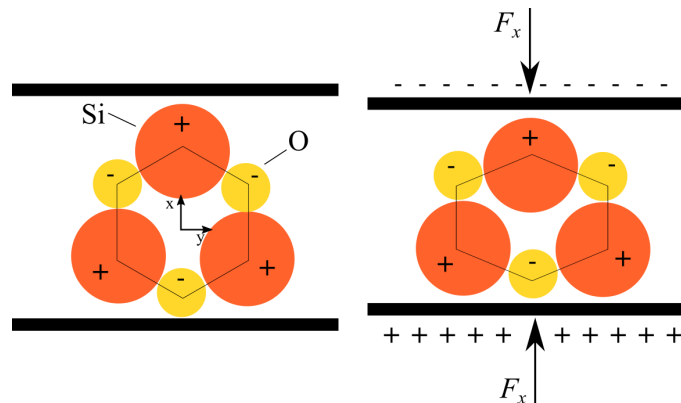
3.2 Piezoelektrické elektromechanické měniče

Piezoelektrické materiály se řadí k materiálům využívající vlastností pevné fáze, označovaných jako smart materials. Umožňují snadnou konverzi mechanické energie na elektrickou a naopak. Díky možnosti obousměrné přeměny jsou vhodné pro elektromechanické převodníky kombinující zároveň funkce vysílače a přijímače. Vzhledem ke známému principu jejich činnosti a dobré dostupnosti jsou ideálními adepty pro využití v ultrazvukových senzorech. [11, 33]

3.2.1 Piezoelektrický jev

Piezoelektrický jev byl objeven bratry Pierrem a Jacquesem Curie v roce 1880 a následně takto pojmenován Hankelem o rok později. Je popisuje skutečnost,

kdy vlivem působení mechanického napětí určitého směru vzniká na povrchu vybraných materiálů (krystalů) elektrický náboj. Ten je přímo úměrný působícímu tlaku a společně s ním vzniká i zaniká. Náboj se objevuje vždy na kolmých plochách k polární ose symetrie a nezávisí na tloušťce krystalu, nýbrž na velikosti ploch. [11, 14] Uvedený princip je ilustrován na obrázku 3.4, kde je konkrétně znázorněn podélný piezoelektrický jev. [11]



Obrázek 3.4: Ilustrace základního principu piezoelektrického jevu (konkrétně pro podélný piezoelektrický jev) – zpracováno dle [11]

Výše uvedený popis se vztahuje k tzv. přímému piezoelektrickému jevu. K němu existuje jev inverzní, označovaný jako nepřímý, kdy při vložení piezoelektrického materiálu do elektrického pole vhodné orientace dojde k jeho deformaci. Přímý piezoelektrický jev je využíván zejména pro senzorické aplikace, jakými jsou například senzory tlaku, síly nebo mechanického vlnění. Nepřímý jev se uplatní v případě aktuátorů, kterými mohou být ultrazvukové motory či elektroakustické měniče. Velmi důležitou aplikací nepřímého piezoelektrického jevu jsou také piezoelektrické rezonátory či transformátory. Jelikož jsou spolu přímý a nepřímý jev vzájemně svázány, je možné jediného piezoelektrického prvku využít pro aktuační i senzorické funkce. [11]

Mezi látky vykazující uvedené vlastnosti se řadí především krystaly s nacentrosymetrickým uspořádáním krystalové mřížky, Perovskitové sloučeniny, piezoelektrické keramiky nebo polarizované polymery. Z krystalů bez středu symetrie se dnes hojně využívá především křemene (SiO_2), perovskitovou strukturou mají například titaničitán barnatý ($BaTiO_3$) či niobičnan draselný ($KNbO_3$). Piezoelektrická keramika v současné době, společně s krystalem křemene, představuje jedny z nejpožívanějších piezoelektrických materiálů. Hlavním zástupcem této skupiny je tuhý roztok $PbTiO_3$ a $PbZrO_3$ označovaný jako keramika PZT. Posledními jmenovanými

byly piezoelektrické polymery, ke kterým patří například PVDF – polyvinyliden fluorid. Kromě uvedených materiálů byly v průběhu let vyvinuty i piezoelektrické kompozity. [11]

3.2.2 Snímání povrchového náboje

Náboj vzniklý na povrchu piezoelektrických materiálů při jejich deformaci je velmi malý (řádově 10 až 1000 pC), a proto je nutné jej v senzorických aplikacích snímat obvody s vysokou vstupní impedancí. Při nízké hodnotě vstupní impedance by totiž došlo k odvedení náboje ze snímače a znehodnocení naměřených dat. Její požadovaná velikost je značně závislá na typu realizovaného měření, především na dynamice měřeného děje. Pro quasistatické děje, kde se veličina s časem mění jen velmi pomalu, se potřebná vstupní impedance pohybuje v řádu až 10 TΩ, kdežto pro vysoce dynamické děje může klesnout i ke 100 kΩ. [11, 27, 35]

Pro snímání povrchového náboje z piezoelektrických snímačů je jako prvek s vysokou vstupní impedancí často využit operační zesilovač. Převod vstupního signálu na nízkoimpedanční napěťový je často realizován pomocí nábojového zesilovače. V některých případech je však možné využít i běžného napěťového zesilovače. [11, 27, 35]

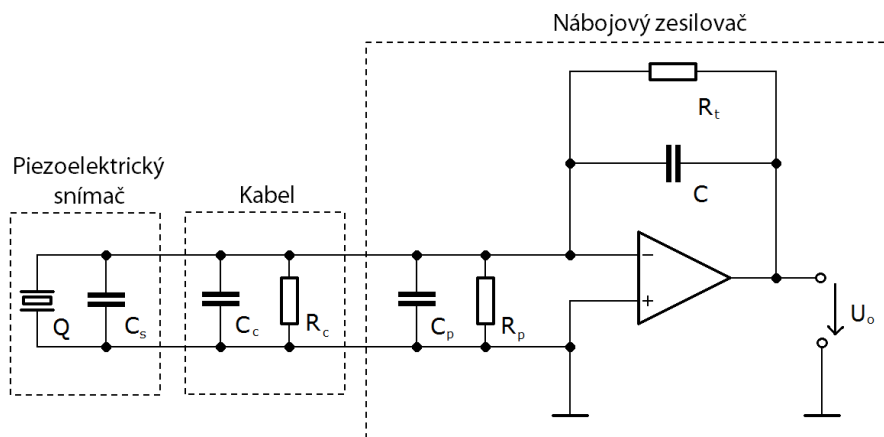
Nábojový zesilovač pracuje na principu integrace změn elektrického náboje (vzniklého proudu) na povrchu piezoelektrického senzoru. Je tvořen operačním zesilovačem s kondenzátorem ve zpětné vazbě, jehož hodnota přímo ovlivňuje zesílení zesilovače. Velikost výstupního napětí, v závislosti na snímaném náboji, je poté možné určit dle vztahu 3.2, kde Q označuje měřený náboj, C kapacitu kondenzátoru ve zpětné vazbě zesilovače a U_o výstupní napětí. [11, 27, 35]

$$U_o = -\frac{Q}{C} \quad [11]. \quad (3.2)$$

Zpětná vazba je dále doplňována o rezistor, který je paralelně připojen ke zmíněnému kondenzátoru. Jeho hlavní úlohou je zabránit saturaci zesilovače vlivem působení parazitních vlivů. Svou přítomností však snižuje celkový vstupní odpor zesilovače, čímž zvyšuje svod měřeného náboje. Společně s kondenzátorem tak tvoří hornopropustní filtr, jehož mezní frekvenci lze určit ze vztahu 3.3, kde R_t označuje odpor rezistoru ve zpětné vazbě, C kapacitu kondenzátoru ve zpětné vazbě zesilovače

a f_c hledanou mezní frekvenci hornopropustního filtru. Schéma zapojení nábojového zesilovače je uvedeno na obrázku 3.5. [11, 27, 35]

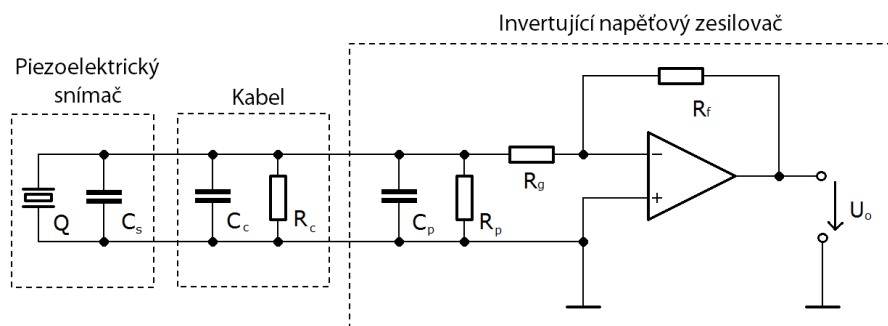
$$f_c = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_t \cdot C} \quad [11]. \quad (3.3)$$



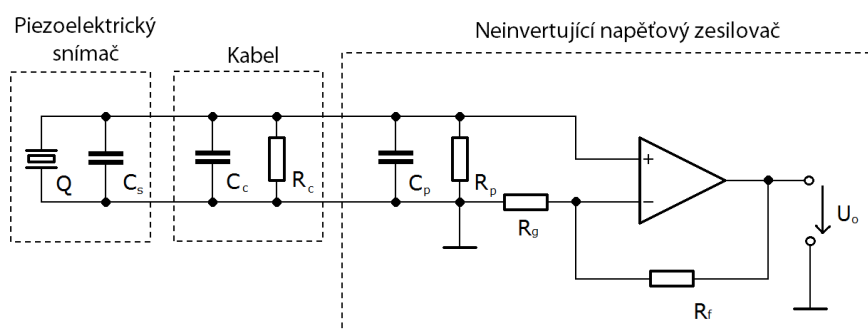
Obrázek 3.5: Schéma zapojení nábojového zesilovače – zpracováno dle [11, 35]

Napětový zesilovač, oproti nábojovému, pracuje se vstupním napětovým signálem. Ten je v případě piezoelektrického snímače určen velikostí generovaného náboje, statickou kapacitou snímače a kapacitou přívodních vodičů. Výsledek měření tedy může být významně ovlivněn přívodními vodiči, díky čemuž není tento typ vhodný pro absolutní měření fyzikálních veličin. Naopak pro detekci odrazu mechanického vlnění jej bude možné bez problému využít, neboť určení přesné hodnoty amplitudy není v tomto případě stěžejní. [27, 35]

Z hlediska zapojení a funkce jsou rozlišovány dva základní typy napětových zesilovačů – invertující (viz obrázek 3.6) a neinvertující (viz obrázek 3.7). Obě zapojení využívají operačního zesilovače s odporovou zpětnou vazbou. Invertující však mění polaritu signálu vzhledem k využití referenci, na rozdíl od neinvertujícího, který ji zachovává. Obě varianty, stejně jako v předchozím případě, realizují hornopropustní filtr. Zlomovou frekvenci tohoto filtru je možné určit na základě totožného vztahu 3.3, kde R_t ovšem značí rezistanci vstupní impedance zesilovače a C statickou kapacitu snímače společně s kapacitou přívodních vodičů a vstupu zesilovače. Výstupní napětí zesilovače lze poté pro invertující zapojení určit dle vztahu 3.4 a pro neinvertující dle vztahu 3.5, kde jednotlivé veličiny odpovídají značení na obrázcích 3.6 a 3.7. [27, 35]



Obrázek 3.6: Schéma zapojení invertujícího napěťového zesilovače – zpracováno dle [35]



Obrázek 3.7: Schéma zapojení neinvertujícího napěťového zesilovače – zpracováno dle [35]

$$U_o = \frac{R_f}{R_g} \cdot \frac{Q}{C_s + C_c + C_p} \quad [35]. \quad (3.4)$$

$$U_o = \left(1 + \frac{R_f}{R_g}\right) \cdot \frac{Q}{C_s + C_c + C_p} \quad [35]. \quad (3.5)$$

3.2.3 Piezoelektrické rezonátory

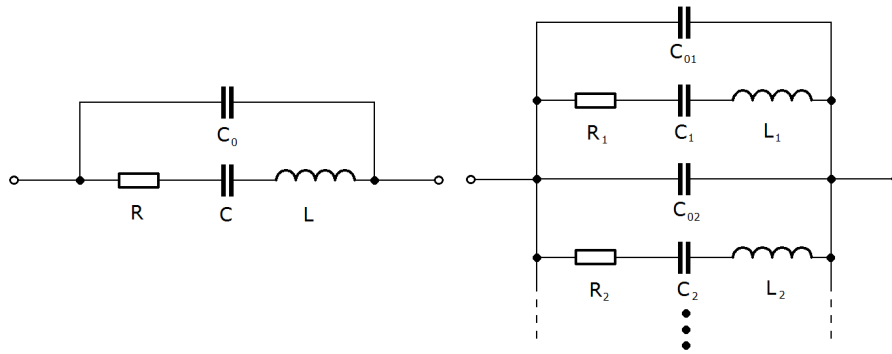
Piezoelektrické rezonátory jsou tvořeny z piezoelektricky aktivního materiálu a pracují na základě přímého a nepřímého piezoelektrického jevu v kombinaci s vlastními mechanickými kmity. Nejčastěji mají podobu tyče, desky nebo prstence, přičemž jejich tvar je volen s ohledem na požadovaný druh kmitů. Prostřednictvím střídavého (zpravidla harmonického) elektrického pole o frekvenci blízké rezonanční frekvenci některého z módů vlastních mechanických kmitů je vybuzena jejich deformace. Frekvence těchto módů jsou určeny druhem materiálu, fyzickými rozměry a tvarem

rezonátoru, zároveň však i druhem kmitů (podélné, radiální, tloušťkové, tloušťkově střižené atd.) a působením okolních vlivů (upevnění, silové působení atd.). [20, 11]

Své využití nacházejí především v oscilačních a filtračních obvodech, kde se staly nenahraditelnými z hlediska své vysoké stability kmitů, snímačích neelektrických veličin či budičích akustického signálu. Dále se využívají ve výkonových aplikacích, příkladem mohou být piezoelektrické transformátory, ultrazvukové motory či systémy pro získávání energie. [11]

V případě sensorických aplikací je jejich princip založen na změně vlastní frekvence některého z módů kmitů (např. pro vysoce přesné teploměry či mikrováhy), nebo vybuzení mechanických kmitů vlivem působení harmonických sil (ultrazvukové přijímače atd.). Z hlediska kompletního senzoru se stávají součástí jeho elektrického obvodu. Simulaci chování rezonátorů v těchto obvodech je možné realizovat na základě některého z typů elektrických náhradních obvodů. Mezi nejpoužívanější se řadí KLM model, síťový a Butterworthův-Van Dykův (BVD) model. KLM model pro své vyjádření vyžaduje znalosti fyzických parametrů rezonátoru, díky čemuž je vhodný spíše pro jejich návrh než analýzu. Oba zbylé modely je možné sestavit na základě měření impedance či admitance použitého rezonátoru. Díky své přímocarosti je však nejvíce využíván BVD model. [20, 11]

Elektrický náhradní obvod BVD modelu je tvořen z navzájem paralelně spojené statické a dynamické větve. Statická větev obsahuje pouze kondenzátor o kapacitě odpovídající statické kapacitě piezoelektrického rezonátoru. Dynamická větev je složena ze sériové kombinace rezistoru, cívky a kondenzátoru. Hodnoty jednotlivých prvků jsou voleny tak, aby se výsledná impedance v okolí definované rezonanční frekvence náhradního obvodu shodovala s impedancí skutečného rezonátoru. Model poté obsahuje tolik navzájem paralelně spojených statických a dynamických větví, kolik rezonančních frekvencí je potřeba popsat. Schéma uvedeného elektrického náhradního obvodu je zobrazeno na obrázku 3.8. [20]



Obrázek 3.8: Schéma elektrického náhradního obvodu piezoelektrického rezonátoru dle BVD modelu – zpracováno dle [20]

3.2.4 Identifikace použitého rezonátoru

Jako elektromechanický převodník pro vysílání a příjem ultrazvukových vln byl využit jediný piezoelektrický rezonátor s nominální rezonanční frekvencí 40 kHz (viz obrázek 3.9) v uzavřeném provedení. Pro optimální návrh vstupní části obvodu, zajišťující snímání signálu při detekci odražené vlny, je však nutné použít rezonátor charakterizovat podrobněji. K tomuto účelu poslouží elektrický náhradní obvod BVD modelu popsáný v kapitole 3.2.3.

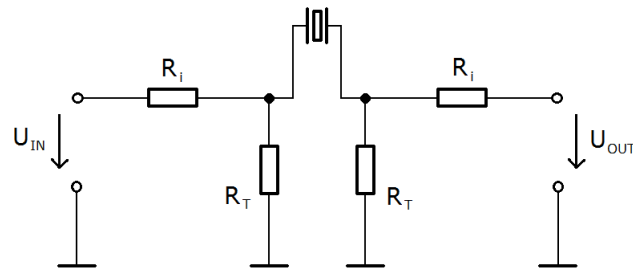


Obrázek 3.9: Využitý piezoelektrický akustický měnič pro vysílání a příjem ultrazvukových vln

Jelikož uvedený rezonátor je využíván pouze na jediné rezonanční frekvenci, bude k jeho popisu postačovat jednofrekvenční BVD model. Ten obsahuje jedinou statickou a dynamickou větev a jeho admitanci $Y(\omega)$ lze vyjádřit dle vztahu 3.6, kde $\omega = 2\pi \cdot f$ představuje úhlovou frekvenci střídavého elektrického pole, C_0 kapacitu ve statické větvi modelu, R rezistanci dynamické větve obvodu, L indukčnost cívky, C kapacitu kondenzátoru opět v dynamické větvi obvodu.

$$Y(\omega) = \frac{j\omega^2 CRC_0 - (\omega C_0) \cdot (\omega^2 LC - 1) + \omega C}{R\omega C + j(\omega^2 LC - 1)} \quad [20]. \quad (3.6)$$

Pro sestavení modelu je nutné znát průběh závislosti admitance skutečného rezonátoru na frekvenci buzení v okolí jeho rezonanční frekvence. [20] Ten je možné určit na základě měření s využitím techniky popsané v [17]. Uvedená měřicí metoda je postavená na měření poměru amplitud a fázového rozdílu mezi vstupním a výstupním harmonickým signálem π článku, do jehož sériové větve je zařazen zkoumaný piezoelektrický rezonátor. Schéma zapojení měřicího π článku je uvedeno na obrázku 3.10. Hledaný průběh admitance lze následně získat přepočtem naměřených dat dle vztahu 3.7, kde \hat{U}_{in} představuje fázor vstupního napětí π článku, \hat{U}_{out} fázor výstupního napětí, R_i odpor rezistorů v sériové větvi π článku a R_T odpor terminačních rezistorů.



Obrázek 3.10: Schéma π článku využitého pro měření admitance piezoelektrického rezonátoru – zpracováno dle [17]

$$\frac{1}{Y(\omega)} = \frac{R_T^2}{R_i + R_T} \cdot \frac{\hat{U}_{in}}{\hat{U}_{out}} - \frac{R_T \cdot (R_T + 2 \cdot R_i)}{R_i + R_T} [27]. \quad (3.7)$$

Doporučené hodnoty rezistorů R_i a R_T jsou v [17] vztaheny k rezistanci měřeného rezonátoru. Hodnota odporu rezistoru R_T by z důvodu potlačení chyb měření měla být ideálně nižší než $1/10$ hodnoty rezistance rezonátoru. Velikost odporu R_i by poté měla být vyšší než $10 \cdot R_T$. Jelikož jsou parametry zkoumaného rezonátoru před zahájením měření neznámé, je třeba provést nejprve orientační měření s odhadnutými hodnotami odporů a následně měření zopakovat již se správnými velikostmi.

Výše uvedený princip byl aplikován na použitý piezoelektrický měnič, kdy buzení obvodu π článku zajišťoval generátor funkcí a poměry amplitud včetně rozdílu fází byly pro jednotlivé frekvence měřeny pomocí dvoukanalového digitálního osciloskopu. Kompletní seznam parametrů měření je uveden v tabulce 3.1.

Tabulka 3.1: Kompletní seznam parametrů měření admitance piezoelektrického rezonátoru

Přístroj / veličina	Označení	Typ / hodnota
Dvoukanálový digitální osciloskop	-	Agilent DSO3202A
Generátor funkcí	-	RIGOL DG3061A
Vstupní napětí π článku	U_{in}	9,281 V_{pp}
Velikost odporu R_i	R_i	1 $k\Omega$
Velikost odporu R_T	R_T	100 Ω
Měřený rozsah frekvencí	-	30 – 50 kHz

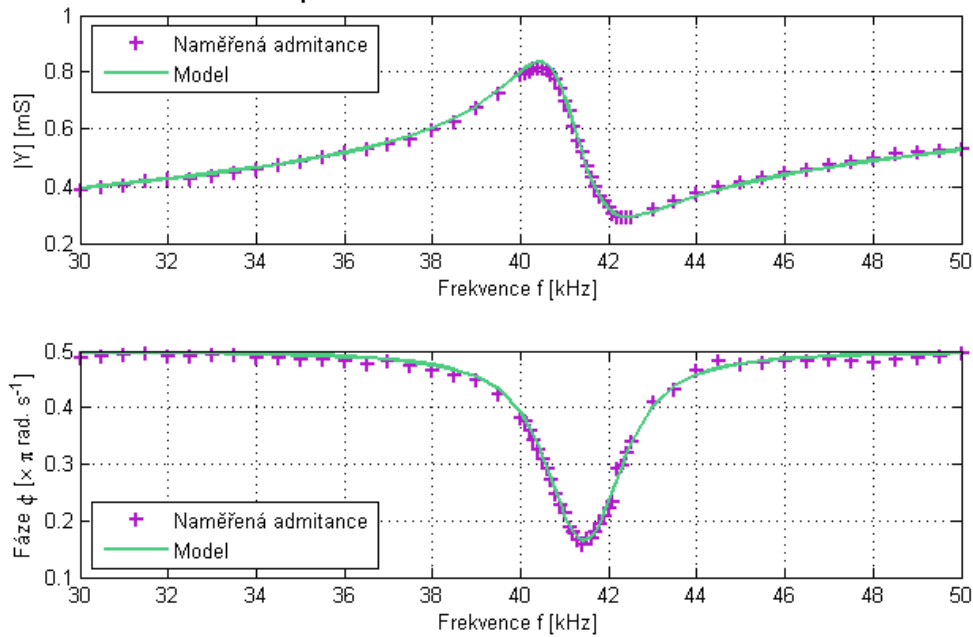
Parametry jednotlivých prvků elektrického náhradního obvodu byly na základě naměřených dat určeny pomocí numerické optimalizační metody. Jako kritériální funkce byl využit součet kvadrátů rozdílů naměřené admitance a admitance náhradního obvodu vypočteného dle vztahu 3.6. Matematický zápis této funkce je dán vztahem 3.8 a seznam parametrů takto vytvořeného BVD modelu je uveden v tabulce 3.2. Průběh naměřené admitance, společně s admitancí náhradního obvodu, v závislosti na frekvenci je vyobrazen v grafu na obrázku 3.11.

$$f(C_0, R, L, C) = \sum_i |Y_{BVD}(C_0, R, L, C, \omega_i) - Y(C_0, R, L, C, \omega_i)| \quad (3.8)$$

Tabulka 3.2: Parametry elektrického náhradního obvodu

Parametr	Hodnota
C_0 [nF]	1.874
R [Ω]	1765
L [mH]	156.1
C [pF]	96.8

Srovnání frekvenčních průběhů naměřené admittance a admittance BVD modelu



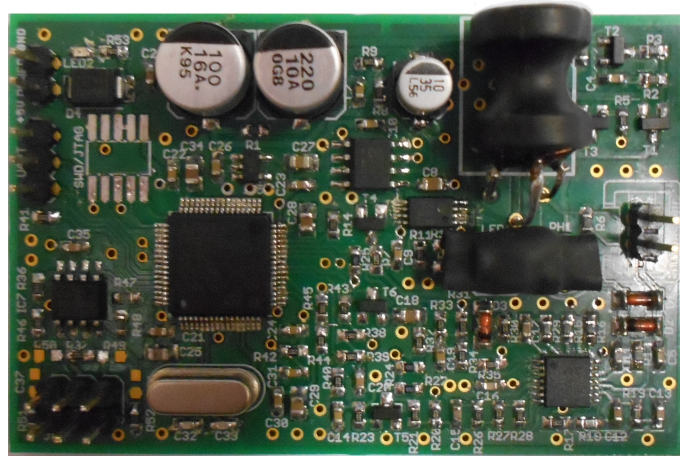
Obrázek 3.11: Porovnání frekvenčních závislostí naměřené admittance piezoelektrického rezonátoru a admittance elektrického náhradního obvodu

3.3 Hardwarová realizace

Hardware senzoru byl navržen s ohledem na maximální efektivitu využití piezoelektrického rezonátoru pro vysílání a příjem ultrazvukových vln a možnost využití pokročilých metod číslicového zpracování signálu pro vyhodnocení měření. Celý hardware je možné rozdělit do několika celků se specifickou funkcí. První část je tvořena obvodem buzení měniče, který slouží pro vybuzení kmitů piezoelektrického rezonátoru, pomocí nějž je při začátku měření vyslán ultrazvukový pulz. Dále hardware obsahuje obvod impedančního přizpůsobení sloužící k optimalizaci přenosu energie z měniče do vyhodnocovacích obvodů při příjmu odražené ultrazvukové vlny. Poslední z analogových částí je obvod sloužící k analogovému předzpracování signálu, tedy k jeho zesílení a filtraci.

Další části jsou již číslicové a jsou určeny pro vyhodnocení měření pomocí algoritmů číslicového zpracování signálů a komunikaci s okolními zařízeními. Číslicová část byla postavena na mikroprocesoru architektury ARM Cortex M4 od firmy STMicroelectronics, konkrétně typu STM32F405RGT6. Ten disponuje třemi 12bitovými AD převodníky, sedmnácti časovači, DMA řadičem a komunikačními rozhraními USART, I²C, I²S, SPI, CAN, SDIO, a USB. Díky velikosti interní statické

paměti RAM, jež činí 196 kB, a taktovací frekvencí až 168 MHz má dostatečný výkon pro zpracování získaného signálu v reálném čase. [2] Pro komunikaci s dalšími zařízeními byla využita rozhraní UART a CAN. Výsledná realizace kompletního hardwaru je vyobrazena na obrázku 3.12.



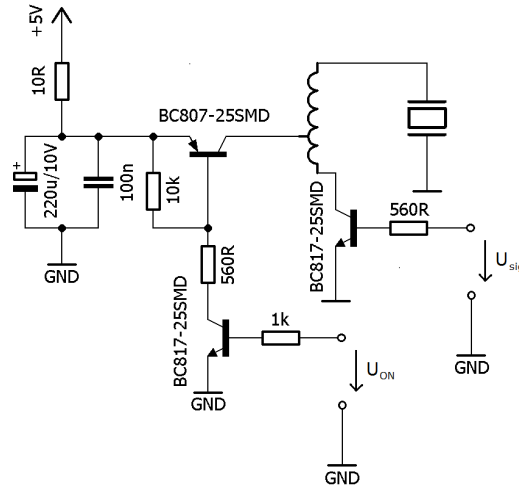
Obrázek 3.12: Navržený hardware ultrazvukového senzoru vzdálenosti

3.3.1 Obvod buzení měniče

Vysílání i příjem ultrazvukových vln byl realizován prostřednictvím jediného piezoelektrického rezonátoru se zvýšeným krytím, které se však negativně projevuje značným tlumením kmitů. Z tohoto důvodu je potřeba jej budit vyšším napětím, které dosahuje hodnoty cca $100 V_{pp}$. Napájecí napětí senzoru bylo stanoveno na $5 V$, a tudíž musí být obvodem buzení zvýšeno. K tomuto účelu bylo využito autotransformátoru, jehož primární vinutí je spínáno obdélníkovým signálem skrze bipolární tranzistor. Díky přechodovým jevům a vysoké indukčnosti sekundárního vinutí, jejíž hodnota činila $8 mH$, je měnič tímto způsobem buzen střídavým napětím potřebné velikosti s částečně filtrovaným obdélníkovým průběhem dolní propustí.

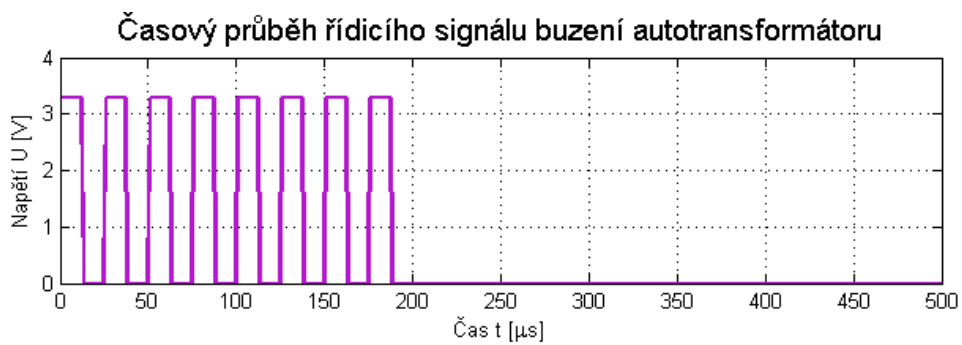
Obvod buzení je dále doplněn o tranzistor spínající společný vývod autotransformátoru pro primární i sekundární vinutí k zemi. Tím je umožněno, aby po ukončení buzení bylo sekundární vinutí ponecháno jako plovoucí a nezanášelo rušení do vyhodnocovacích obvodů. Schéma zapojení popsaného obvodu je vyobrazeno na obrázku 3.13.

Při samotném měření je mikroprocesorem spínáno primární vinutí transformátoru osmi pulzy obdélníkového signálu se střídou 50% . Následně je vstup primárního vinutí a společný vývod autotransformátoru odpojen od zbytku obvodu.



Obrázek 3.13: Obvod buzení piezoelektrického měniče

Díky mechanickým dokmitům měniče je tímto způsobem do prostředí vysláno cca 10 period ultrazvukové vlny. Průběh řídicího signálu pro spínání primárního vinutí autotransformátoru je ilustrován na obrázku 3.14.



Obrázek 3.14: Řídicí signál buzení autotransformátoru pro vyslání ultrazvukové vlny

3.3.2 Impedanční přizpůsobení

Impedanční přizpůsobení obecně slouží k zefektivnění přenosu energie mezi systémy. Jelikož je signál z piezoelektrického měniče při příjmu odražené vlny velice slabý, je potřeba zajistit jeho maximální možný přenos do vyhodnocovacích obvodů s minimálními ztrátami. K tomu se využívá tzv. elektrické impedanční přizpůsobení. Dle obecné teorie by pro ideální přenos energie ze zdroje (snímače) do zátěže (vyhodnocovacích obvodů) měla být impedance (či admitance) zátěže rovna komplexně sdružené impedanci (admitanci) zdroje. [20] Piezoelektrické rezonátory z

hlediska své admitance vykazují kapacitní charakter, který je určen zejména jejich statickou kapacitou [24]. Potřebnou hodnotu imaginární složky vstupní admitance vyhodnocovacích obvodů tak lze snadno určit na jejím základě dle vztahu 3.9, kde C_0 označuje statickou kapacitu rezonátoru a $Y(\omega)$ požadovanou vstupní admitanci.

$$\text{Im}\{Y(\omega)\} = \frac{1}{\omega \cdot C_0} \quad . \quad (3.9)$$

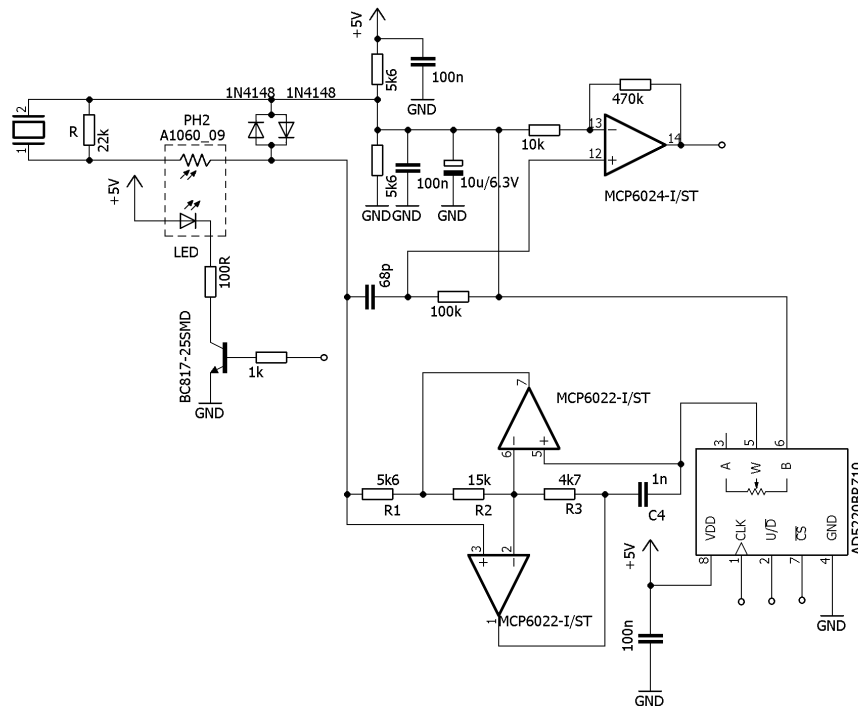
Reálná složka vstupní admitance by poté měla být rovna reálné složce admitance rezonátoru. Při pohledu do tabulky 3.2 je však zřejmé, že při využití této hodnoty by docházelo k příliš vysokému tlumení rezonátoru při vysílání ultrazvukové vlny. Z tohoto důvodu může být tato hodnota volena i několikanásobně nižší. Výsledná volba je tak kompromisem mezi útlumem vyslané vlny a ztrátami při detekci jejího odrazu.

Ze vztahu 3.9 je patrné, že vstupní admitance vyhodnocovacích obvodů by měla vykazovat indukční charakter. Pro konstrukci výsledného obvodu je však využití induktorů vzhledem k jejich špatné dostupnosti a přesnosti výroby nevhodné. Proto byl výsledný obvod impedančního přizpůsobení navržen jako paralelní kombinace rezistoru a obecného imitančního konvertoru. Ten má za úkol zajistit indukční charakter vstupní admitance pomocí dvou operačních zesilovačů a sítě rezistorů doplněné o kondenzátor. Aby bylo možné vstupní admitanci ladit v závislosti na použitém piezoelektrickém měniči, byl jeden z pasivních rezistorů nahrazen číselnicovým potenciometrem. Obvod je k piezoelektrickému rezonátoru připojen skrze napětím řízený rezistor, tak aby bylo možné jeho funkci během buzení ultrazvukové vlny potlačit. Schéma popsaného zapojení je uvedeno na obrázku 3.15.

Vstupní admitanci realizovaného obvodu je možné vypočítat pomocí vztahu 3.10, kde veličiny R , R_1 , R_2 , R_3 , a C_4 odpovídají značení na obrázku 3.15 a R_5 představuje hodnotu odporu realizovanou digitálním potenciometrem.

$$Y_{in} = \frac{1}{R} - j \cdot \frac{R_2}{R_1 \cdot R_3 \cdot R_5 \cdot \omega \cdot C_4} \quad . \quad (3.10)$$

Kromě uvedených prvků je vstupní obvod piezoelektrického snímače vybaven dvojicí antiparalelních diod připojených skrze napětím řízený rezistor paralelně k piezoelektrickému rezonátoru. Ty slouží jako ochrana dalších obvodů během buzení.



Obrázek 3.15: Schéma zapojení elektrického impedančního přizpůsobení vstupních vyhodnocovacích obvodů včetně snímacího napětového zesilovače

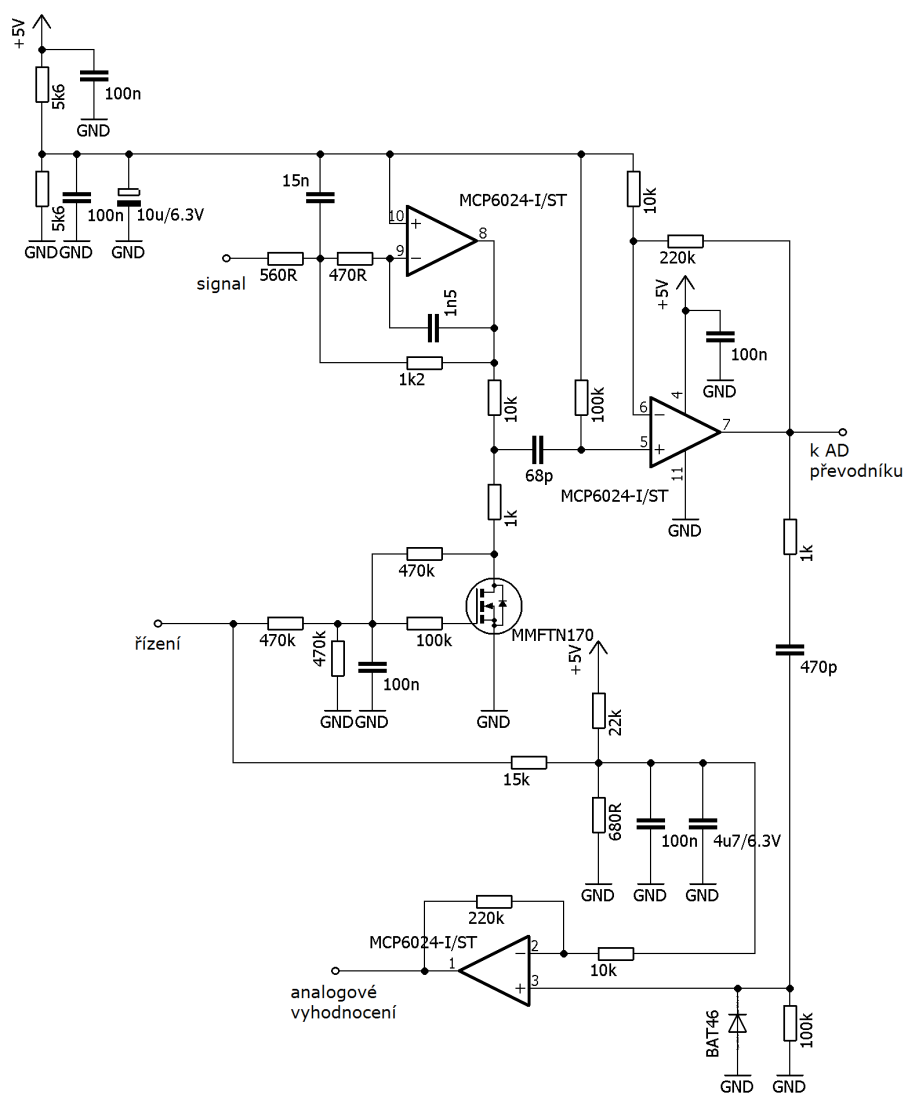
3.3.3 Analogové předzpracování signálu

Signál obdržený od piezoelektrického měniče má velmi malou amplitudu (řádově v μV) a je náchylný na zarušení. Z tohoto důvodu je před samotným AD převodem nutné provést ještě jeho úpravu v analogové oblasti. K tomuto účelu bylo využito kaskády zesilovačů a analogových filtrů, jež zajistí dostatečnou napětovou úroveň signálu pro AD převod a eliminují rušivé vlivy, které by jinak mohly signál naprosto znehodnotit.

Použitý piezoelektrický rezonátor disponuje poměrně velkou statickou kapacitou, a proto bylo ke snímání vzniklého náboje na jeho povrchu využito napětového zesilovače (viz kapitola 3.2.2) s hodnotou zesílení 48. Jelikož je pro účely dalšího zpracování signálu užitečná pouze jeho střídavá složka, byl rezonátor k zesilovači připojen skrze kapacitní vazbu (viz obrázek 3.15). Výstupní signál z napětového zesilovače je dále filtrován aktivním dolnoproputným filtrem druhého řádu v provedení s vícenásobnou zpětnou vazbou a dvojnásobným zesílením.

Po filtraci je signál přiveden na vstup FET tranzistorem řízeného děliče. Před zahájením měření je pomocí tranzistoru nastavena hodnota poměru děliče na 10:1.

Po vyslání ultrazvukové vlny je mikroprocesorem skrze RC člen postupně snižováno napětí na hradle tranzistoru, čímž dochází ke snižování poměru děliče. Tím je signál v čase postupně normalizován tak, aby blízké odrazy s vysokou amplitudou nezpůsobovaly saturaci zesilovače. Výstup z děliče je poté skrze kapacitní vazbu přiveden na další zesilovací stupeň, kde je zesílen $23\times$. Za tímto zesilovačem je původní signál zesílen celkem $2208\times$ a je možné ho již přímo přivést na vstup AD převodníku. Realizovaný obvod obsahuje i čtvrtý stupeň analogového předzpracování, ten však slouží pouze k prahování v případě analogové metody vyhodnocení. Schéma popsaného obvodu předzpracování signálu je vyobrazeno na obrázku 3.16.



Obrázek 3.16: Schéma zapojení elektrického obvodu analogového předzpracování signálu z piezoelektrického rezonátoru

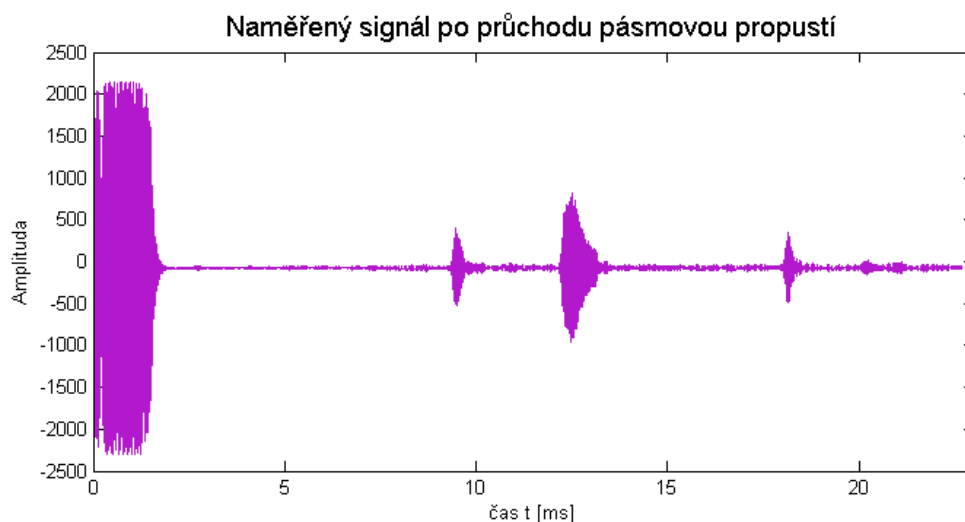
3.4 Číslicové vyhodnocení signálu

Vyhodnocení signálu z ultrazvukových senzorů vzdálenosti v číslicové oblasti může být realizováno na základě dvou principů. Jedná se o korelační metodu a metodu založenou na měření fázového posuvu. Korelační metoda umožňuje s přijatelnou přesností zjistit čas, kdy byla detekována odražená vlna. Na jeho základě je poté vypočtena měřená vzdálenost. Metody založené na fázovém posuvu pracují s rozdílem fází mezi vyslanou a přijatou vlnou. Jelikož se fáze periodicky opakuje se vzdáleností odpovídající vlnové délce vyslané vlny, dají se touto metodou měřit pouze vzdálenosti, které jsou kratší než uvedená vlnová délka. Kombinací obou metod je však možné měřit vzdálenosti omezené pouze citlivostí přijímače a intenzitou vyslané vlny s rozlišením pod hranicí vlnové délky využitého ultrazvukového vlnění. [32]

Navržený ultrazvukový senzor pracuje s ultrazvukem o frekvenci 40 kHz. Pro aplikaci kombinace obou zmíněných algoritmů byl analogově předzpracovaný signál navzorkován 12bitovým AD převodníkem integrovaným v mikroprocesoru vzorkovací frekvencí 220 kHz. Této vzorkovací frekvenci tak odpovídá 11 vzorků na 2 periody zachycené ultrazvukové vlny, což je rozumný kompromis mezi paměťovou a výpočetní náročností algoritmů a dosažitelnou přesností metody.

Proces měření je zahájen spuštěním AD převodu s přenosem dat realizovaným prostřednictvím DMA řadiče. Následně je vybuzen piezoelektrický měnič a zaznamenáno 5000 vzorků zkoumaného signálu. Při vzorkovací frekvenci 220 kHz představuje naměřený signál přibližně 23 ms časového záznamu, což umožňuje měřit objekty až do vzdálenosti necelých 4 m. Dále je na signál aplikován FIR filtr 20. řádu typu pásmová propust, navržený metodou nejmenších čtverců se spodními hraničními frekvencemi $\omega_s = 0,274\pi$, $\omega_p = 0,347\pi$ a horními frekvencemi $\omega_p = 0,384\pi$, $\omega_s = 0,457\pi$. Na takto upravený signál je poté aplikována korelační metoda následovaná vyhodnocením fázového posuvu. Příklad filtrovaného vstupního signálu pro korelační metodu je vyobrazen na obrázku 3.17.

Jelikož je měřená vzdálenost určena ze znalosti doby letu vyslané vlny a její rychlosti, je pro přesné měření potřeba znát rychlost šíření zvuku ve vzduchu s vysokou přesností. Ta se však mění vlivem parametrů okolního prostředí, především s teplotou. Tento problém je možné vyřešit teplotní kompenzací senzoru. K tomuto účelu bylo využito integrovaného teploměru v mikroprocesoru, který sice nedosahuje vysoké přesnosti, ale pro danou aplikaci je dostačující. Na základě známé teploty



Obrázek 3.17: Naměřený signál z piezoelektrického měniče po filtraci FIR filtrem typu pásmová propust

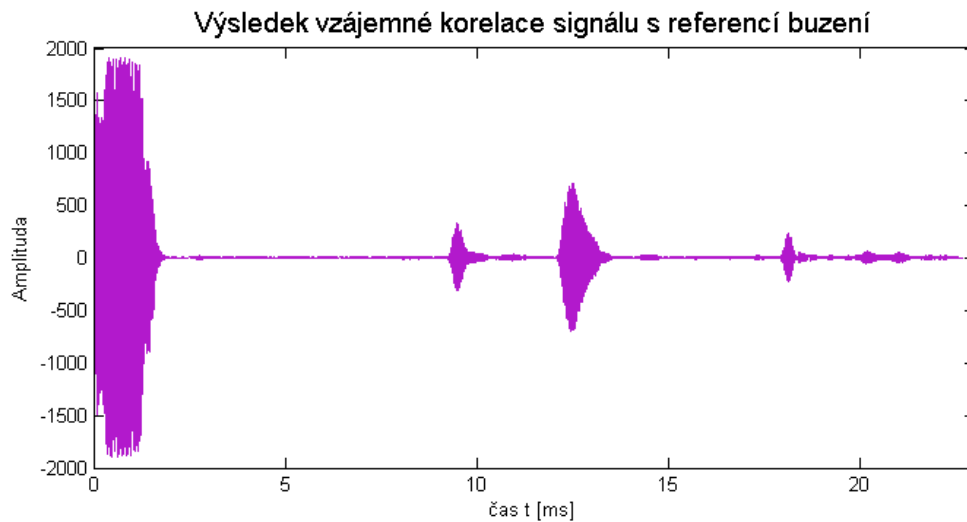
prostředí je poté možné určit aktuální rychlost zvuku dle vztahu 3.11, kde c značí rychlost zvuku, γ Poissonovu konstantu, μ molekulární hmotnost plynu, R molární plynovou konstantu a T termodynamickou teplotu. Tato rychlost poté byla použita při dalších výpočtech. [9, 32]

$$c = \sqrt{\frac{\gamma RT}{\mu}} \quad [16]. \quad (3.11)$$

3.4.1 Korelační metoda

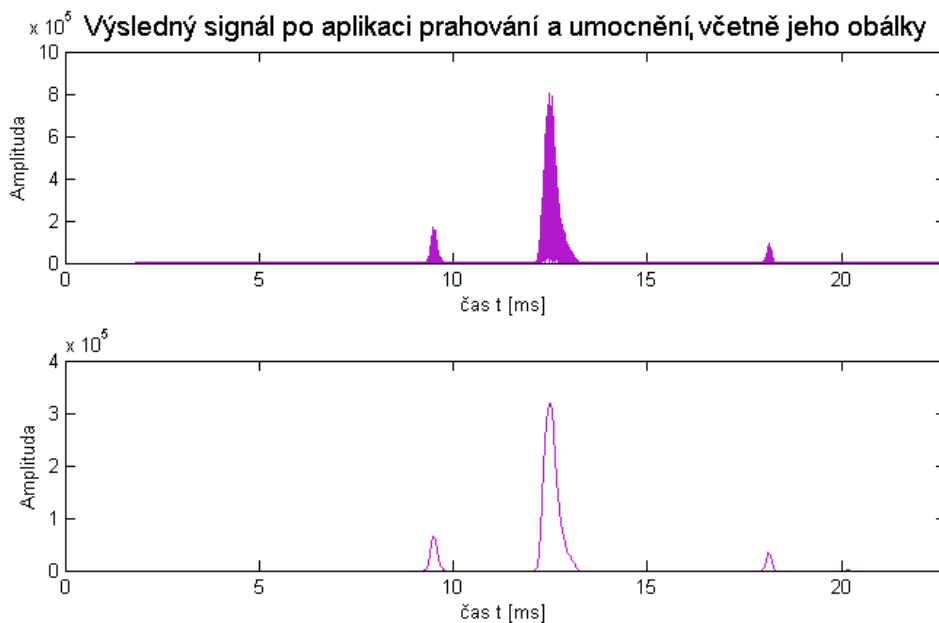
Korelační metoda využívá vzájemné korelace signálu vyslané vlny se signálem od přijímače pro přesnější určení doby, kdy byla přijatá vlna detekována. Tato metoda dosahuje z hlediska přesnosti poměrně dobrých výsledků, její rozlišení je však vždy horší než je vlnová délka přijaté ultrazvukové vlny. Čas detekce je definován v lokálním maximu výsledku korelace, pokud hodnota překročila stanovený práh. [32]

V rámci implementace této metody byl jako referenční signál vyslané vlny použit výběr 44 vzorků z počátku měření, které odpovídaly vybuzení piezoelektrického rezonátoru. Následně byla provedena korelace tohoto signálu s již filtrovaným průběhem pásmovou propustí. Výsledek korelace je zobrazen v grafu na obrázku 3.18.



Obrázek 3.18: Výsledek vzájemné korelace filtrovaného signálu s referenčním signálem z oblasti buzení rezonátoru

Ve výsledku korelace byla následně vynulována oblast odpovídající vybuzení piezoelektrického rezonátoru pro vyslání ultrazvukové vlny a celý signál byl umocněn. Dále byl prahován a filtrován dolnoproputným FIR filtrem 20. řádu se zlomovou frekvencí $\omega_c = 0,046\pi$, jenž byl navržen metodou oken s Kaiserovým okénkem a koeficientem $\beta = 4$. Výsledek těchto operací je vyobrazen v grafu na obrázku 3.19.



Obrázek 3.19: Výsledek umocnění a prahování signálu (nahore) s následnou aplikací dolnoproputného filtru (dole)

Ve výsledném signálu, jenž reprezentuje obálku umocněného a prahovaného výsledku korelace, byla identifikována lokální maxima. Na základě jejich polohy byly dle vztahu 3.12 určeny odhady dvojnásobku vzdáleností měřených objektů, kde c označuje rychlost zvuku, t_{TOF} odhad doby do příjmu ultrazvukové vlny a d_{TOF} dvojnásobnou vzdálenost mezi senzorem a měřeným objektem.

$$d_{TOF} = c \cdot t_{TOF} \quad . \quad (3.12)$$

3.4.2 Vyhodnocení fázového posuvu

Vyhodnocovací metody založené na měření fázového posuvu umožňují určit vzdálenost objektu pouze v rámci velikosti vlnové délky použitého ultrazvukového vlnění. Ze znalosti odhadu vzdálenosti, respektive dvojnásobku vzdálenosti, objektu od senzoru pomocí korelační metody je možné určit celočíselný násobek vlnových délek, o který je objekt vzdálen. Ten je roven hodnotě dle vztahu 3.13, kde λ označuje vlnovou délku ultrazvukové vlny, d_{TOF} odhad dvojnásobku vzdálenosti objektu korelační metodou, n hledaný celočíselný počet vlnových délek a $[\cdot]$ operátor vracející maximální celočíselnou hodnotu, která je menší nebo rovna argumentu.

$$n = \left\lfloor \frac{d_{TOF}}{\lambda} \right\rfloor \quad [32]. \quad (3.13)$$

Pro skutečnou hodnotu dvojnásobku vzdálenosti objektu od senzoru poté platí vztah 3.14, kde φ značí fázový posuv mezi vyslanou a přijatou ultrazvukovou vlnou a d_{true} skutečnou vzdálenost objektu.

$$d_{true} = n \cdot \lambda + \frac{\varphi}{2\pi} \cdot \lambda \quad [32]. \quad (3.14)$$

Díky nepřesnostem v odhadu dvojnásobné vzdálenosti objektu od senzoru korelační metodou však určení celočíselného násobku vlnových délek trpí nejistotou ± 1 . Při znalosti fázového posuvu přijaté vlny oproti vlně vyslané je možné tento problém eliminovat. Na základě stanovení fiktivních vzdáleností, které navzájem porovnávají odhad vzdálenosti korelační metodou a zjištěný fázový posuv, je hodnota celočíselného násobku vlnových délek korigována přičtením 1, odečtením 1 nebo ponecháním na původní hodnotě. Výpočty fiktivních vzdáleností d_1 , d_2 a d_3

jsou uvedeny ve vztazích 3.15, 3.16 a 3.17, kde φ značí zjištěný fázový posuv mezi vyslanou a přijatou ultrazvukovou vlnou.

$$d_1 = \left| d_{TOF} - n \cdot \lambda - \frac{\varphi}{2\pi} \cdot \lambda \right|, \quad (3.15)$$

$$d_2 = \left| d_{TOF} - (n - 1) \cdot \lambda - \frac{\varphi}{2\pi} \cdot \lambda \right|, \quad (3.16)$$

$$d_3 = \left| d_{TOF} - (n + 1) \cdot \lambda - \frac{\varphi}{2\pi} \cdot \lambda \right|. \quad (3.17)$$

V případě přesného odhadu vzdálenosti korelační metodou by vzdálenost d_1 byla rovna nule. Díky nepřesnosti metody žádná z fiktivních vzdáleností nebude nulová, přičemž nejnižší hodnota určuje druh korekce, která má být z hlediska celočíselného násobku vlnových délek provedena. Požadované korekce v závislosti na nejkratší fiktivní vzdálenosti jsou uvedeny v tabulce 3.3.

Tabulka 3.3: Druhy korekce celočíselného násobku vlnových délek [32]

Nejkratší vzdálenost	n po korekci
d_1	n
d_2	$n - 1$
d_3	$n + 1$

V rámci vyhodnocení senzorických dat byl fázový posuv určen pro všechny detekované objekty – tedy pro všechna nalezená lokální maxima korelační metodou. Teoreticky by maximum korelace mělo odpovídat konci vybuzení snímače přijatou vlnou, jejíž doba trvání by měla být rovna 8 periodám. Za těchto předpokladů byl v okolí každého nalezeného maxima vybrán interval, ve kterém se vyskytuje signál odpovídající vzryvu pro detekovanou ultrazvukovou vlnu. Jeho definice je uvedena ve vztahu 3.18, kde f označuje frekvenci ultrazvukové vlny a ROI označení intervalu, který bude dále nazýván oblastí zájmu (region of interest). Příklad signálu v oblasti zájmu je vyobrazen na obrázku 3.20.

$$ROI = \left[t_{TOF} - \frac{8}{f}, t_{TOF} + \frac{10}{f} \right]. \quad (3.18)$$

Pro každý vzryv v oblastech zájmu byla provedena identifikace obálky signálu. Z důvodu snížení výpočetní náročnosti algoritmu bylo využito předpokladu, že chování piezoelektrického rezonátoru při vybuzení a následném tlumeném kmitání lze z



Obrázek 3.20: Signál v oblasti zájmu zachycující vzryv vyvolaný příjmem ultrazvukové vlny

hlediska obálky signálu charakterizovat dynamickým systémem prvního řádu. Jeho chování v časové oblasti lze popsat pomocí exponenciálních funkcí. Jelikož průběh obálky na intervalu *ROI* není monotonní, byly definovány celkem dvě exponenciální funkce popisující obálku signálu. Jedna pro část vybuzení dopadající vlnou (viz rovnici 3.19) a druhá pro tlumené kmitání po odeznění vnějšího působení (viz rovnici 3.20).

$$A_{exc} = K_1 \cdot \left(1 - e^{-\frac{t-t_{s1}}{\tau_1}}\right), \quad (3.19)$$

$$A_{damp} = K_2 \cdot e^{-\frac{t-t_{s2}}{\tau_2}}, \quad (3.20)$$

kde K_1 a K_2 označují konstanty statického zesílení, τ_1 a τ_2 časové konstanty aproximujících systémů, t_{s1} čas, kdy začalo buzení měniče dopadající vlnou a t_{s2} čas kdy vliv dopadající vlny odezněl.

Vzhledem k počtu parametrů, které je potřeba určit, již pro jejich zjištění není možné přímo aplikovat lineární regresi. Nelineární regrese vyžaduje příliš vysoké výpočetní nároky, a proto byly některé parametry určeny na základě empiricky zjištěných vztahů, jež jsou uvedeny v rovnicích 3.21 až 3.24, kde \vec{signal} označuje vektor naměřených hodnot signálu.

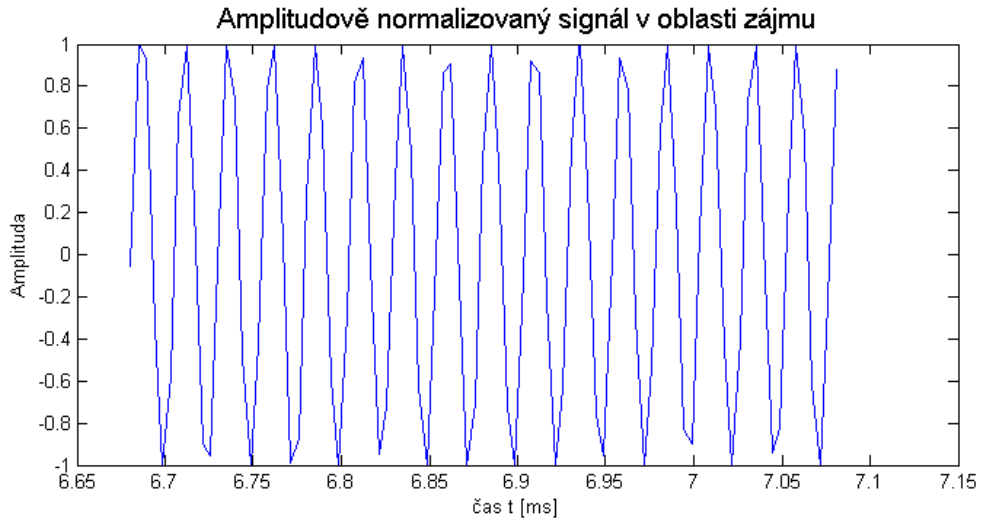
$$t_{s1} = t_{TOF} - \frac{8}{f}, \quad (3.21)$$

$$t_{s2} = t_{TOF}, \quad (3.22)$$

$$K_1 = 1.25 \cdot \max(|\vec{signal}|), \quad (3.23)$$

$$K_2 = K_1 \cdot \left(1 - e^{-\frac{t_{TOF} - t_{s1}}{\tau_1}}\right). \quad (3.24)$$

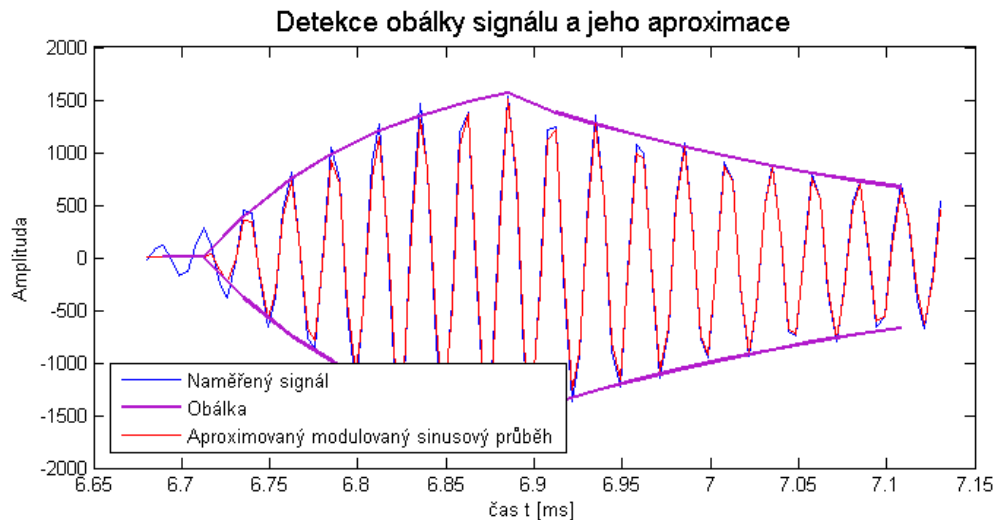
Parametry τ_1 a τ_2 byly následně určeny pomocí lineární regrese aplikované na linearizovaný vektor lokálních maxim naměřeného signálu v oblasti zájmu. Pomocí takto zjištěného průběhu obálky signálu, vyjádřeného dvěma exponenciálními funkcemi, byl signál v oblasti zájmu normalizován v amplitudě. Příklad normalizovaného signálu v oblasti zájmu je vyobrazen na obrázku 3.21. Normalizovaný signál lze popsat pomocí vztahu 3.25, kde \vec{signal}_{norm} označuje vektor hodnot signálu normalizovaného v amplitudě, f frekvenci přijaté ultrazvukové vlny a φ_c fázový posuv mezi přijatou a vyslanou ultrazvukovou vlnou pro funkci kosinus.



Obrázek 3.21: Amplitudově normalizovaný signál v oblasti zájmu

$$\vec{signal}_{norm} = \cos(2\pi \cdot f \cdot t + \varphi_c). \quad (3.25)$$

Využitím inverzní funkce arccos lze vztah 3.25 přepsat do podoby lineární funkce. Následnou aplikací lineární regrese na rozbalenou fázi normalizovaného signálu byly získány údaje o frekvenci a fázi přijaté ultrazvukové vlny. Takto získaná fáze byla dále dle vztahu 3.26 přepočítána na fázový posuv mezi vyslanou a přijatou ultrazvukovou vlnou. Ilustrace průběhu vypočtené obálky signálu, společně s aproximací signálu skrze zjištěné parametry je uvedena v grafu na obrázku 3.22.



Obrázek 3.22: Průběh obálky zkoumaného signálu společně s jeho aproximací pomocí identifikovaných údajů

$$\varphi = \varphi_c + \frac{\pi}{2} - \varphi_s, \quad (3.26)$$

kde φ označuje hledaný fázový posuv a φ_s počáteční fázi vyslané ultrazvukové vlny vzhledem k počátku měření signálu.

Pro další použití byla výsledná fáze φ přepočtena do intervalu $[0, 2\pi)$. S využitím výše uvedeného přepočtu odhadu dvojnásobku vzdálenosti objektu od senzoru pomocí korelační metody na celočíselný násobek vlnových délek a známého fázového posuvu byla výsledná vzdálenost objektu od senzoru vypočtena pomocí vztahu 3.27.

$$d = \frac{n \cdot \lambda}{2} + \frac{\varphi}{4\pi} \cdot \lambda . \quad (3.27)$$

3.5 Re prezentace dat

Uvedené vyhodnocení získaného signálu umožňuje měření vzdálenosti několika různých objektů v rámci jediného měření s vysokou přesností. Ta je pro účely mobilní robotiky až zbytečně vysoká, avšak v průběhu jejího výpočtu jsou získány cenné informace, které mohou být využity k modelování okolního prostředí. Jedná se zejména o frekvenci přijaté ultrazvukové vlny a její fázi. Ze známé frekvence vyslané vlny a zjištěné frekvence vlny přijaté je možné pomocí Dopplerova jevu popsaného v kapitole 2.1.1 určit relativní rychlost pohybu překážky vůči robotu. Při využití více

ultrazvukových senzorů je poté možné využít i údaje o fázi. Detekcí totožné překážky dvěma senzory lze rozdíl fází u obou detektorů přepočítat na úhel, ve kterém se překážka nachází. Tím je možné odstranit jeden z hlavních nedostatků ultrazvukových senzorů, kterým je nízké prostorové rozlišení při určení směru detekované překážky.

Navržený senzor disponuje celkem dvěma komunikačními rozhraními pro odesílání naměřených dat. Prvním z nich je UART, který slouží pouze pro ladění algoritmů číslcového zpracování signálu, kdy jsou naměřená data pomocí sériového rozhraní odesílána do PC. Druhým komunikačním rozhraním je CAN, pomocí kterého je zahajováno měření a následně jsou jím odesílána naměřená data pro sensorický subsystém robotu. Seznam jednotlivých CAN zpráv implementovaných v senzoru je uveden v tabulce 3.4.

Tabulka 3.4: Seznam CAN zpráv pro komunikaci s ultrazvukovým senzorem

Zpráva	Příjemce	Identifikátor	Data
Zahájení měření	Senzor	0x080	1 B Adresa senzoru
Výsledky měření	Senzor	0x081	1 B Adresa senzoru 1 B Typ výsledku
Vzdálenosti	Řídicí jednotka	0x082	1 B Adresa senzoru 1 B Celkový počet údajů 1 B Index aktuálního údaje 4 B Data
Frekvence a fáze	Řídicí jednotka	0x083	1 B Adresa senzoru 1 B Celkový počet údajů 1 B Index aktuálního údaje 4 B Data

Data reprezentující naměřené hodnoty jsou odesílána vždy za poslední provedené měření. Jsou datového typu float a využívají kódování little endian. Údaje o vzdálenosti jsou v milimetrech a jedna zpráva obsahuje vždy data týkající se jednoho detekovaného objektu. V případě údajů o frekvenci a fázi se v odesílaných datech pravidelně střídá zjištěná frekvence v Hz a fázový posuv v násobcích π .

4 Inerciální navigace

Inerciální navigace představuje univerzální nástroj pro určení polohy a orientace robotu, bez ohledu na prostředí, ve kterém se pohybuje, nebo typu pohybového ústrojí. Využívá fyzikálních projevů pohybu neinerciálních vztažných soustav ke stanovení relativní změny pozice zkoumaného objektu v prostoru. Jedná se tedy o relativní způsob navigace bez jakékoliv další reference na okolní prostředí. Díky své univerzálnosti nachází uplatnění kromě mobilní robotiky také v letectví, vesmírných aplikacích nebo navigačních systémech lodí či ponorek. [13, 18, 37]

4.1 Funkční princip

Senzory používané pro inerciální navigaci sledují veličiny ovlivněné vzájemným pohybem neinerciální vztažné soustavy vůči ostatním inerciálním soustavám. Vztažná soustava se považuje za inerciální, pokud se vzhledem k ostatním inerciálním soustavám nepohybuje, nebo se pohybuje rovnoměrně přímočaře. Typickým příkladem může být soustava spjatá se vzdálenými hvězdami (stálicemi). Při zanedbání vlivů zemské rotace a oběhu kolem Slunce je poté možné i soustavu spjatou se Zemí pro vnitřního pozorovatele považovat za inerciální. [16]

Neinerciální soustavy se vzhledem k inerciálním pohybují se zrychlením, které může být vyvoláno jak změnou rychlosti lineárního pohybu, tak i samotným rotačním pohybem. Působící zrychlení jsou pozorovatelem uvnitř soustavy vnímány prostřednictvím setrvačných sil. Toho využívají základní principy senzorů pro měření lineárního zrychlení a rotace. Lineární zrychlení jsou zpravidla měřena pomocí akcelerometrů, kdežto pro měření úhlových rychlostí rotací slouží gyroskopy. Jejich funkce jsou vysvětleny v kapitole 4.2. [16, 13, 18]

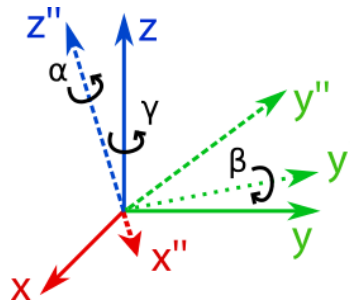
Z hlediska konfigurace jsou rozlišovány dva základní druhy systémů inerciální navigace. Prvním z nich jsou systémy s pohyblivou základnou, jejíž orientace zůstává vzhledem ke zvolenému globálnímu souřadnému systému konstantní. Na ní jsou

umístěny snímače lineárního zrychlení pro určení změny polohy objektu. V případě druhého typu systémů, označovaných jako strap-down, jsou senzory snímající lineární zrychlení pevně spojeny s lokalizovaným objektem a jejich orientace je tak totožná s orientací objektu. K jejímu určení jsou využity snímače úhlového zrychlení (gyroskopy). [13, 37]

Výstupními informacemi inerciální navigace jsou údaje o orientaci objektu a jeho poloze. Orientace je ve většině případů reprezentována trojrozměrným vektorem úhlů, udávající postupné rotace pro přechod od globálního k lokálnímu souřadnému systému. K tomuto účelu se používají různá vyjádření. V rámci práce bylo při implementaci inerciální navigace do sensorického subsystému využito Eulerových úhlů, konkrétně v modifikaci $z - y' - z''$. Ta pro přechod od globálního k lokálnímu souřadnému systému využívá následujícího sledu rotací: [18, 36]

1. Rotace o úhel γ okolo osy z původního globálního souřadného systému
2. Rotace o úhel β okolo osy y' rotovaného souřadného systému z 1. kroku
3. Rotace o úhel α okolo osy z'' rotovaného souřadného systému z 2. kroku

Výsledný vektor orientace pro Eulerovy úhly tak bude mít podobu dle vztahu 4.1, kde jednotlivé úhly γ , β a α odpovídají výše uvedenému popisu. Ilustrace přechodu mezi globálním a lokálním souřadným systémem pomocí Eulerových úhlů je vyobrazena na obrázku 4.1.



Obrázek 4.1: Ilustrace rotací souřadného systému pro Eulerovy úhly v modifikaci $z - y' - z''$

$$\vec{\sigma} = (\gamma, \beta, \alpha)^T \quad . \quad (4.1)$$

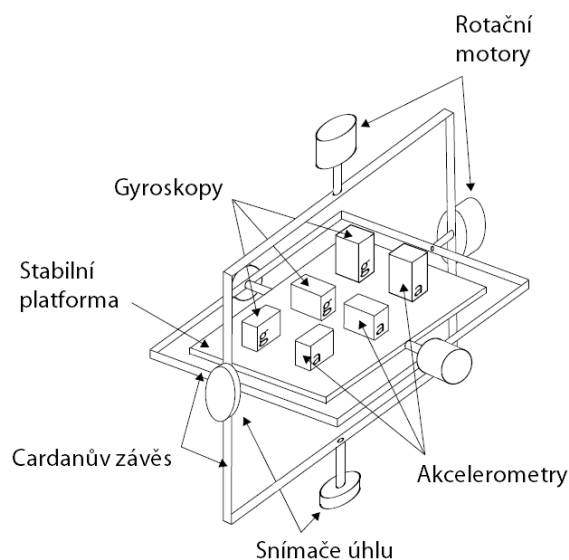
Aktuální polohu objektu je možné vyjádřit polohovým vektorem udávajícím jeho souřadnice vyjádřené vzhledem ke globálnímu souřadnému systému. Jeho podo-

ba je uvedena ve vztahu 4.2, kde r_x označuje souřadnici ve směru osy x , r_y souřadnici ve směru osy y a r_z souřadnici ve směru osy z globálního souřadného systému.

$$\vec{r} = (r_x, r_y, r_z)^T \quad . \quad (4.2)$$

4.1.1 Systémy s pohyblivou základnou

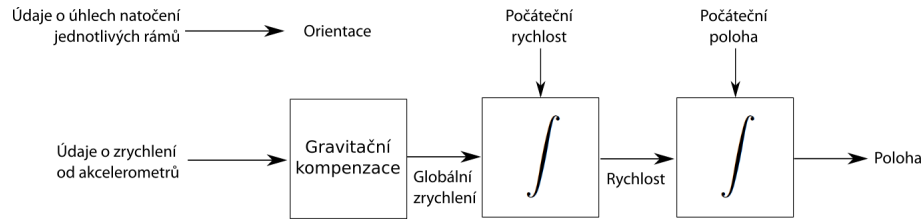
V inerciálních navigačních systémech s pohyblivou základnou jsou snímače zrychlení a rotace umístěny na pohyblivé platformě, jejíž orientace je vzhledem ke globálnímu souřadnému systému udržována konstantní. Celý systém se skládá ze soustavy pohyblivých rámců (označované jako Cardanův závěs) zajišťující platformě tři stupně volnosti. Správná orientace každého z rámců je nastavena pomocí rotačních motorů, které jsou řízeny na základě zpětné vazby od senzorů rotace. Příklad mechanického provedení tohoto systému je uveden na obrázku 4.2. [37, 13]



Obrázek 4.2: Příklad mechanického provedení navigačního systému s pohyblivou základnou - převzato z [37]

Orientace lokalizovaného objektu je v tomto případě určena odečtením poloh jednotlivých rámců pomocí enkodérů. Polohu objektu lze určit dvojitou integrací naměřených zrychlení podél jednotlivých os globálního souřadného systému. Jelikož orientace platformy vzhledem k tomuto systému zůstává konstantní, není k výpočtu polohy nutné provádět souřadnicové transformace naměřených hodnot. Principiální

schéma algoritmu pro určení orientace a polohy objektu pomocí navigace uvedeného typu je vyobrazeno na obrázku 4.3. [37, 13]



Obrázek 4.3: Principiální schéma výpočtu polohy a orientace objektu pro inerciální navigaci s pohyblivou základnou - zpracováno dle [37]

4.1.2 Strap-down systémy

Strap-down systémy inerciální navigace jsou konstrukčně výrazně jednodušší, než systémy s pohyblivou základnou. Všechny snímače rotace a zrychlení jsou pevně spojeny s lokalizovaným objektem, a tudíž se v systému nenacházejí žádné aktuátory. Jednodušší fyzické provedení však s sebou nese složitější softwarové vyhodnocení získaných dat od jednotlivých senzorů. [18, 37]

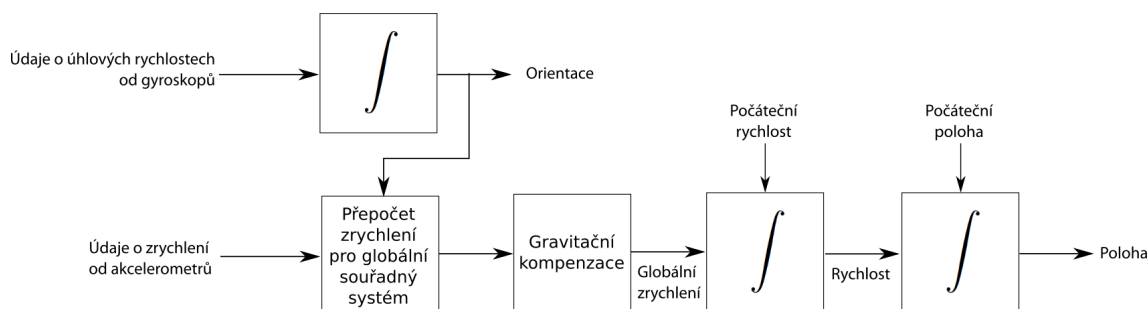
Orientace je v tomto případě určena přepočtem úhlů rotací lokálního souřadného systému, který je pevně spjat s lokalizovaným objektem, okolo jeho jednotlivých os. Tyto úhly jsou určeny integrací úhlových rychlostí získaných od snímačů rotace (gyroskopů). Pro další zpracování je vhodné získanou orientaci vyjádřit ve formě matice rotace lokálního souřadného systému. Ta udává přechod mezi lokálním a globálním souřadným systémem, většinou ve tří dimenzionálním prostoru. Její tvar je uveden ve vztahu 4.3, kde jednotlivé sloupce představují souřadnice básových vektorů zdrojového (lokálního) souřadného systému $(x_i, y_i, z_i)^T$; $i = 1, 2, 3$ v cílovém (globálním) souřadném systému. [18, 36, 37]

$$\mathbf{R} = \begin{pmatrix} x_1 & x_2 & x_3 \\ y_1 & y_2 & y_3 \\ z_1 & z_2 & z_3 \end{pmatrix} . \quad (4.3)$$

Výpočet polohy objektu je závislý na předchozím určení orientace, neboť údaje o zrychlení obdržené od senzorů (akcelerometrů) jsou vyjádřeny v souřadnicích lokálního souřadného systému. Získaný vektor zrychlení \vec{a}_b je proto zprvu pomocí matice rotace \mathbf{R} přepočítán do globálního souřadného systému na vektor \vec{a}_g , jak

uvádí vztah 4.4. Následnou dvojitou integrací přepočteného vektoru je určena změna polohy lokalizovaného objektu. Principiální schéma algoritmu pro určení orientace a polohy objektu pomocí navigace uvedeného typu je vyobrazeno na obrázku 4.4.

$$\vec{a}_g = \mathbf{R} \cdot \vec{a}_b \quad . \quad (4.4)$$



Obrázek 4.4: Principiální schéma výpočtu polohy a orientace objektu pro strap-down inerciální navigaci - zpracováno dle [37]

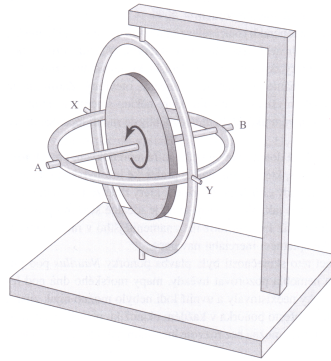
4.2 Snímače rotace a zrychlení

Jak již bylo řečeno v úvodu kapitoly, inerciální navigace ke své činnosti využívá informace o úhlové rychlosti rotace okolo jednotlivých os souřadného systému současně s informacemi o lineárním zrychlení. Měření úhlové rychlosti je v takovýchto navigačních systémech realizováno prostřednictvím gyroskopů. Lineární zrychlení podél definované osy je poté možné měřit akcelerometry. Jejich funkční principy jsou rozebrány v podkapitolách níže. [13, 18]

4.2.1 Gyroskopy

První gyroskopy sloužily k určení absolutní orientace neinerciální vztahné soustavy vzhledem k ostatním inerciálním. Byly založeny na principu rotujícího disku upevněného v pohyblivých rámech Cardanova závěsu. Ten disponoval jedním nebo dvěma stupni volnosti, konkrétně rotacemi kolem os kolmých na osu rotace disku. Díky vlastnímu momentu setrvačnosti působil disk poměrně velkým momentem proti změně směru osy jeho rotace. Jelikož se mohl rám s rotujícím diskem volně otáčet vůči zkoumané neinerciální soustavě, zůstávala orientace disku v ose rotace rámu konstantní vzhledem k ostatním inerciálním soustavám. Gyroskop tak podával infor-

maci o absolutním úhlu natočení neinerciální soustavy vůči inerciální. Mechanické provedení těchto gyroskopů však bylo velice náročné na přesnost, a proto byly jejich pořizovací ceny velmi vysoké. Uvedený funkční princip je ilustrován na obrázku 4.5. [13, 33]



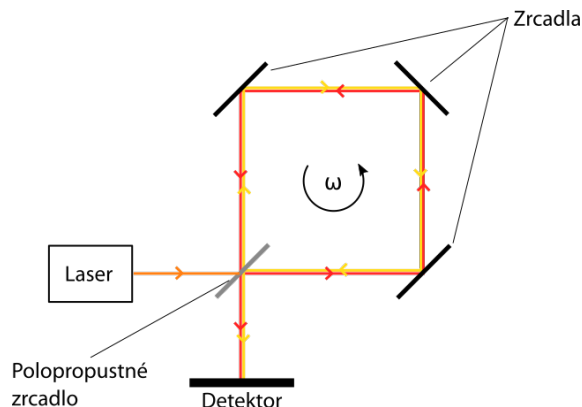
Obrázek 4.5: Princip funkce mechanického dvouosého gyroskopu v Cardanově závěsu - převzato z [13]

Dnes velmi často používané gyroskopy již neudávají přímo úhel natočení neinerciální soustavy, nýbrž poskytují informaci o úhlové rychlosti otáčení okolo stanovené osy. Mezi jejich nejčastější provedení patří mechanické, optické a vibrační (často realizovány jako MEMS senzory) gyroskopy. [12, 33]

Mechanické gyroskopy s výstupem ve formě úhlové rychlosti mají velice podobnou konstrukci, jaká byla popsána v předchozích odstavcích. Cardanův závěs je však v tomto případě doplněn o pružné a tlumící elementy, tak aby výchylka disku byla úměrná zkoumané rychlosti. Tuto výchylku je poté možné měřit například kapacitními snímači. [13, 33]

Optické gyroskopy pracují na principu Sagnacova jevu. Ten využívá faktu, že rychlost světla je konstantní ve všech vztažných soustavách bez ohledu na jejich pohyb. Gyroskop se skládá z monochromatického koherentního zdroje elektromagnetického záření (zpravidla laseru), optického děliče a optické soustavy realizující kruhovou trajektorii optických svazků. Výstupní svazek ze zdroje je nejprve pomocí děliče rozdělen na dva nezávislé, které jsou přivedeny na vstup optické soustavy s přibližně kruhovým uspořádáním, kde se navzájem šíří v protisměru. Při otáčení gyroskopu se tak pro každý ze svazků mění délka optické dráhy. Na základě jejich vzájemné interference je určena měřená úhlová rychlost. Optické gyroskopy vynikají svou vysokou přesností a nízkým časovým driftem. Díky tomu jsou velmi využívány

například v leteckém průmyslu. Základní princip Sagnacova jevu je ilustrován na obrázku 4.6. [12, 33, 37]



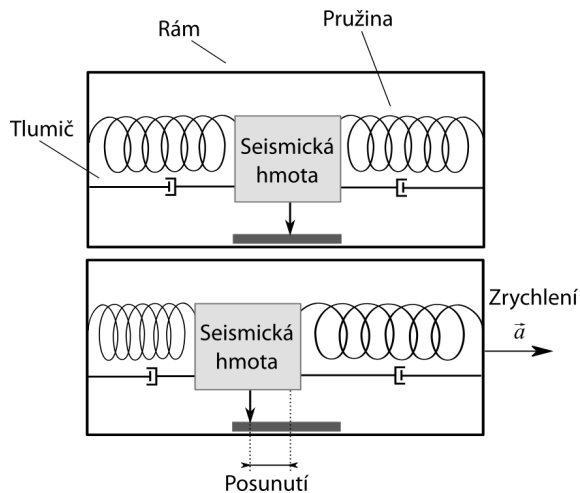
Obrázek 4.6: Schématické znázornění principu Sagnacova jevu - zpracováno dle [18]

Vibrační gyroskopy využívají pro měření úhlové rychlosti působení tzv. Coriolisovy síly na oscilující element. Ten může mít různou podobu, mezi nejčastější patří ladičková provedení. Vybuzení oscilací elementu poté může být realizováno kapacitním způsobem nebo za využití piezoelektrického jevu. Vzhledem ke svému principu je lze realizovat jako mikro elektro-mechanické systémy (MEMS) a tedy společně s vyhodnocovacími obvody zapouzdřit do jediného integrovaného obvodu. Svými parametry (přesností, offsetem a teplotním driftem) jsou výrazně horší než optické gyroskopy, díky nízké ceně a vysoké dostupnosti jsou však využívány ve většině spotřební elektroniky. [12, 18]

4.2.2 Akcelerometry

Akcelerometry využívají pro měření lineárního zrychlení působení setrvačných sil na tzv. seismickou hmotu, která je k tuhému rámu upevněna prostřednictvím pružného elementu. Při působení zrychlení na vnější rám akcelerometru je tento element vlivem setrvačných sil deformován, přičemž velikost této deformace je úměrná působícímu zrychlení. Mezi rámem a seismickou hmotou je dále umístěn tlumič, jenž má za úkol potlačit nechtěné kmity vybuzené změnou zrychlení. Ilustrace tohoto funkčního principu akcelerometru je vyobrazena na obrázku 4.7. [18]

Jednotlivá provedení akcelerometrů se navzájem liší především v podobě pružného elementu a ve způsobu měření deformace. Seismická hmota může být zavěšena například pomocí pružin nebo upevněna na konci vetknutého nosníku. Deformace je určována zpravidla z posunu seismické hmoty podél zkoumané osy, který může být



Obrázek 4.7: Základní funkční princip akcelerometru - zpracováno dle [18]

snímán například kapacitním způsobem. Další způsob měření deformace pružného členu může být realizován prostřednictvím tenzometrů. Jiné druhy akcelerometrů měří působící sílu na seismickou hmotu přímo za využití piezoelektrických snímačů. Všechny uvedené metody však vycházejí z projevu zrychlení neinerciální vztažné soustavy pomocí setrvačné síly. [18, 37]

Speciální skupinu tvoří MEMS akcelerometry, které jsou společně s dalšími vyhodnocovacími obvody zapouzdřeny v jediném integrovaném obvodu. Zde se využívá jak klasického způsobu měření zrychlení pomocí posunu seismické hmoty, tak i vibračních principů využívajících piezoelektrického jevu. V tomto případě je měřena změna frekvence vlastních kmitů vibračního elementu vlivem vnitřní tenze způsobené setrvačnými silami. Mezi hlavní výhody MEMS akcelerometrů patří jejich malé rozměry, nízká energetická náročnost a cenová dostupnost. Oproti klasickým akcelerometrům dosahují nižší přesnosti, ta je však pro většinu běžných komerčních aplikací dostačující. [18, 37]

4.3 Určení orientace a polohy

V rámci návrhu sensorického subsystému byla implementována inerciální navigace v konfiguraci strap-down. Pro měření úhlových rychlostí rotací bylo využito tříosého MEMS gyroskopu. Lineární zrychlení byla poté měřena tříosým MEMS akcelerometrem. Všechny tyto senzory byly zapouzdřeny v jediném integrovaném obvodu, konkrétně se jednalo o integrovaný obvod LSM6DS0 od firmy STMicroelectronics.

Z důvodu fixní pozice akcelerometrů vzhledem k lokálnímu souřadnému systému bylo nejprve nutné provést výpočet orientace robotu. Na jeho základě, v kombinaci s údaji od akcelerometrů, byla následně určena poloha robotu.

4.3.1 Výpočet orientace

K výpočtu orientace robotu bylo využito matice rotace, která odpovídá postupným pootočením souřadného systému okolo os x , y a z . Podoba této matice je uvedena ve vztahu 4.5, kde \mathbf{R}_x představuje matici rotace kolem osy x , \mathbf{R}_y matici rotace kolem osy y a \mathbf{R}_z matici rotace kolem osy z . [36, 37]

$$\mathbf{R} = \mathbf{R}_x \cdot \mathbf{R}_y \cdot \mathbf{R}_z \quad . \quad (4.5)$$

Dílkí matice rotace pro pootočení okolo jednotlivých souřadných os mají poté podobu

$$\mathbf{R}_x = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos(\phi) & -\sin(\phi) \\ 0 & \sin(\phi) & \cos(\phi) \end{pmatrix}, \quad (4.6)$$

$$\mathbf{R}_y = \begin{pmatrix} \cos(\theta) & 0 & \sin(\theta) \\ 0 & 1 & 0 \\ -\sin(\theta) & 0 & \cos(\theta) \end{pmatrix}, \quad (4.7)$$

$$\mathbf{R}_z = \begin{pmatrix} \cos(\psi) & -\sin(\psi) & 0 \\ \sin(\psi) & \cos(\psi) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}, \quad (4.8)$$

kde ϕ označuje úhel rotace okolo osy x , θ úhel rotace okolo osy y a ψ úhel rotace okolo osy z . Pro malé úhly těchto rotací je možné využít zjednodušení, kde $\sin(\phi) \rightarrow \phi$, $\sin(\theta) \rightarrow \theta$ a $\sin(\psi) \rightarrow \psi$. Dále jsou hodnoty funkcí kosinus považovány za rovny 1 a všechny vzájemné součiny sinů úhlů vzhledem ke své velmi malé hodnotě zanedbány. Matice rotace \mathbf{R} tak v tomto případě bude zjednodušena na matici $\mathbf{R}_{\text{approx}}$, jež je někdy označována jako matice rotace pro aproximaci malými úhly. [37]

$$\mathbf{R}_{\text{approx}} = \begin{pmatrix} 1 & -\psi & \theta \\ \psi & 1 & -\phi \\ -\theta & \phi & 1 \end{pmatrix} . \quad (4.9)$$

Uvedená matice rotace \mathbf{R} představuje matici přechodu od lokálního souřadného systému ke globálnímu systému. Vzhledem ke znalostem úhlových rychlostí a nikoliv konkrétních úhlů jednotlivých rotací je třeba vyjádřit změnu této matice v čase. K tomu poslouží její časová derivace, jak uvádí vztah 4.10, kde δt představuje krátký časový úsek. [18, 37]

$$\dot{\mathbf{R}}(t) = \lim_{\delta t \rightarrow 0} \frac{\mathbf{R}(t + \delta t) - \mathbf{R}(t)}{\delta t} . \quad (4.10)$$

Matici rotace v čase $t + \delta t$ lze poté rozložit na součin matice rotace v čase t a změnu rotace za čas δt . Druhou uvedenou matici je možné dále rozložit na součet jednotkové matice a matice obsahující pouze mimodiagonální prvky. Při následné aplikaci aproximace pro malé úhly lze psát [37]

$$\mathbf{R}(t + \delta t) = \mathbf{R}(t) \cdot (\mathbf{I} + \delta\mathbf{\Psi}) , \quad (4.11)$$

kde $\delta\mathbf{\Psi}$ představuje matici mimodiagonálních prvků matice rotace pro aproximaci malými úhly, jak uvádí vztah 4.12. [37]

$$\delta\mathbf{\Psi} = \begin{pmatrix} 0 & -\delta\psi & \delta\theta \\ \delta\psi & 0 & -\delta\phi \\ -\delta\theta & \delta\phi & 0 \end{pmatrix} . \quad (4.12)$$

Dosažením uvedeného rozkladu do vztahu 4.10 a jeho následnou úpravu vznikne následující diferenciální rovnice

$$\dot{\mathbf{R}}(t) = \mathbf{R}(t) \lim_{\delta t \rightarrow 0} \frac{\delta\mathbf{\Psi}}{\delta t} . \quad (4.13)$$

Za využití aproximace pro malé úhly lze limitu ze vztahu 4.13 přepsat do tvaru [18, 37]

$$\lim_{\delta t \rightarrow 0} \frac{\delta \Psi}{\delta t} = \mathbf{\Omega}(t) = \begin{pmatrix} 0 & -\omega_{bz}(t) & \omega_{by}(t) \\ \omega_{bz}(t) & 0 & -\omega_{bx}(t) \\ -\omega_{by}(t) & \omega_{bx}(t) & 0 \end{pmatrix}, \quad (4.14)$$

kde ω_{bi} představuje úhlovou rychlost otáčení lokálního souřadného systému okolo jeho i -té osy, kterou může být osa x , y nebo z . Řešení uvedené diferenciální rovnice má poté tvar [37]

$$\mathbf{R}(t) = \mathbf{R}(0) \cdot e^{\int_0^t \mathbf{\Omega}(\tau) d\tau}, \quad (4.15)$$

kde $\mathbf{R}(0)$ označuje počáteční orientaci systému. Pro implementaci výpočtu orientace robotu bylo využito Taylorova rozvoje výsledku diferenciální rovnice ze vztahu 4.15 diskretizovaného pomocí levé obdélníkové metody. Výsledný výpočet aktualizace orientace robotu na základě známých úhlových rychlostí je uveden ve vztahu 4.16, kde hodnoty v hranatých závorkách udávají diskrétní krok, ke kterému se veličina vztahuje. [37]

$$\mathbf{R}[k] = \mathbf{R}[k-1] \cdot \left(\mathbf{I} + \frac{\sin(\sigma[k])}{\sigma[k]} \cdot \mathbf{B}[k] + \frac{1 - \cos(\sigma[k])}{\sigma[k]^2} \cdot \mathbf{B}[k]^2 \right), \quad (4.16)$$

kde

$$\sigma[k] = \sqrt{\omega_{bx}[k]^2 + \omega_{by}[k]^2 + \omega_{bz}[k]^2} \cdot \delta t, \quad (4.17)$$

$$\mathbf{B}[k] = \begin{pmatrix} 0 & -\omega_{bz}[k] \cdot \delta t & \omega_{by}[k] \cdot \delta t \\ \omega_{bz}[k] \cdot \delta t & 0 & -\omega_{bx}[k] \cdot \delta t \\ -\omega_{by}[k] \cdot \delta t & \omega_{bx}[k] \cdot \delta t & 0 \end{pmatrix}. \quad (4.18)$$

4.3.2 Výpočet polohy

Při známé orientaci je již možné jednotlivé složky lineárního zrychlení poskytované akcelerometry přepočítat do globálního souřadného systému. Jelikož měření probíhají v diskretních okamžicích, vyjadřují hodnoty jednotlivých zrychlení od akcelerometrů průměrné zrychlení za měřenou periodu. Během ní však zároveň dochází

i ke změně orientace. Tyto skutečnosti lze zohlednit průměrováním přepočtených vektorů zrychlení do globálního souřadného systému pro předchozí a aktuální orientaci, jak uvádí vztah 4.19, kde $\vec{a}_g[k]$ označuje vektor zrychlení vyjádřený vzhledem ke globálnímu souřadnému systému v diskrétním kroku k a $\vec{a}_b[k]$ vektor zrychlení tvořený údaji od jednotlivých akcelerometrů taktéž v diskrétním kroku k . [18]

$$\vec{a}_g[k] = \frac{1}{2} (\mathbf{R}[k-1] + \mathbf{R}[k]) \cdot \vec{a}_b[k] \quad . \quad (4.19)$$

Na přepočtený vektor zrychlení je následně nutné aplikovat gravitační kompenzaci, která odstraní složku gravitačního zrychlení z naměřených dat. V případě globálního souřadného systému vztahového k Zemi s osou z orientovanou proti směru tíhového zrychlení je možné gravitační kompenzaci realizovat pouhým odečtením vektoru $\vec{g} = (0, 0, -g)^T$, kde g představuje hodnotu tíhového zrychlení v daném místě na Zemi.

$$\vec{a}_{gc}[k] = \vec{a}_g[k] - \vec{g} \quad . \quad (4.20)$$

Z takto získaného vektoru zrychlení s gravitační kompenzací \vec{a}_{gc} lze dle vztahu 4.21 určit rychlost $\vec{v}_g[k]$ na konci měřeného intervalu o délce trvání δt v kroku k . Při předpokladu konstantního zrychlení na měřeném intervalu, a tedy i lineárního průběhu rychlosti, lze aktualizaci pozice robotu realizovat dle vztahu 4.22, kde $\vec{r}_g[k]$ označuje vektor pozice robotu v kroku k . [18]

$$\vec{v}_g[k] = \vec{v}_g[k-1] + \vec{a}_{gc}[k] \cdot \delta t \quad , \quad (4.21)$$

$$\vec{r}_g[k] = \vec{r}_g[k-1] + (\vec{v}_g[k-1] + \vec{v}_g[k]) \cdot \frac{\delta t}{2} \quad . \quad (4.22)$$

4.3.3 Re prezentace údajů navigace

Vyjádření vypočtené polohy a orientace bylo v případě výše uvedených postupů voleno s ohledem na použité výpočetní metody. Re prezentace polohy pomocí polohového vektoru je v daném případě shodné s požadovaným výstupem navigace. Díky tomu ji není potřeba nijak upravovat a je tak přímo jedním z výstupů navigace. To samé však nelze říci o orientaci, která je ve výpočetním procesu vyjádřena maticí

rotace, kdežto výstup má tvar vektoru Eulerových úhlů v modifikaci $z - y' - z''$. Pro ně je možné sestavit matici rotace ve tvaru

$$\mathbf{R}_{Euler} = \begin{pmatrix} c_\gamma c_\beta c_\alpha - s_\gamma s_\alpha & -c_\gamma c_\beta s_\alpha - s_\gamma c_\alpha & c_\gamma s_\beta \\ s_\gamma c_\beta c_\alpha + c_\gamma s_\alpha & -c_\gamma c_\beta s_\alpha + c_\gamma c_\alpha & s_\gamma s_\beta \\ -s_\beta c_\alpha & s_\beta s_\alpha & c_\beta \end{pmatrix}, \quad (4.23)$$

kde písmeno c označuje funkci kosinus, s sinus a indexy jejich argumenty. Vzájemným porovnáním vyjádření matice rotace pro Eulerovy úhly \mathbf{R}_{Euler} a vypočtené matice rotace \mathbf{R} lze určit jednotlivé úhly vektoru orientace α, β a γ dle vztahů 4.24, 4.25 a 4.26, kde R_{ij} označuje prvek matice rotace \mathbf{R} vyskytující se v i -tém řádku a j -tém sloupci.

$$\beta = \arccos(R_{33}) \quad , \quad (4.24)$$

$$\alpha = \arctan 2 \left(\frac{R_{32} \cdot \sin(\beta)}{-R_{31} \cdot \sin(\beta)} \right) \quad , \quad (4.25)$$

$$\gamma = \arctan 2 \left(\frac{R_{23} \cdot \sin(\beta)}{R_{13} \cdot \sin(\beta)} \right) \quad , \quad (4.26)$$

Ze vztahu 4.24 je zřejmé, že budou existovat celkem dvě různá řešení. Pouze jedno z nich je však správné. O správnosti daného řešení lze rozhodnout dosazením vypočtených úhlů do vztahu 4.23 a porovnáním vzniklé matice s maticí rotace \mathbf{R} , jejichž prvky se musejí navzájem shodovat (v rámci tolerance výpočtu v aritmetice s konečnou přesností). Zjištěné úhly poté odpovídají jednotlivým prvkům výsledného vektoru orientace \vec{o} .

Matice rotace pro Eulerovy úhly vykazuje celkem dvě singularity, konkrétně pro $\beta = 0$ a $\beta = \pi$. V těchto případech budou hodnoty prvků R_{13}, R_{23}, R_{31} a R_{32} nulové. Úhly α a γ tak není možné rozlišit, z prvků R_{11}, R_{12}, R_{21} a R_{22} může být stanoven pouze jejich součet. Ve výsledné reprezentaci je pak celý součet přiřazen úhlu α , zatímco úhel γ je považován za nulový.

4.4 Korekce chyb měření

V rámci inerciální navigace není využito jakékoliv reference vzhledem ke stanovenému globálnímu souřadnému systému, a proto je celý systém velice citlivý na vznik a následnou kumulaci chyb. Prvotní odstranění chyb měření je možné provést již samotnou kalibrací snímačů. Jedná se zejména o korekci offsetu a statického zesílení. U běžně používaných akcelerometrů a gyroskopů se statické zesílení s časem příliš nemění, to samé však nelze říci o offsetu. Jeho hodnota je závislá na teplotě snímače a době provozu zařízení. Kromě uvedených chyb produkují senzory i náhodný šum, který má zpravidla charakter bílého šumu. Kombinace uvedených chyb poté díky integračnímu charakteru navigačního systému způsobuje postupné zvyšování odchylek v určení orientace a polohy vůči skutečným hodnotám. [12, 18]

V případě náhodného šumu hraje z hlediska přesnosti systému hlavní roli jeho střední hodnota. Díky postupné integraci údajů od akcelerometrů a gyroskopů se náhodné výkyvy navzájem kompenzují a údaje o orientaci a poloze jsou odchýleny pouze o střední hodnotu šumu. Jelikož jsou produkovány šumy těmito snímači především bílé, nemají markantní vliv na změnu přesnosti systému v čase. Zatímco náhodné šumy není možné predikovat, postupný drift offsetu, který představuje v inerciální navigaci hlavní problém, lze modelovat pomocí lineárních dynamických systémů. [18, 8]

V časové oblasti lze průběh offsetu vyjádřit pomocí exponenciální funkce, jak je uvedeno ve vztahu 4.27, kde ϵ_m označuje model offsetu snímače, konstanty C_1 , C_2 a τ představují parametry modelu, které je možné určit na základě měření. To je zpravidla realizováno sledováním výstupu snímače v průběhu času při absolutním klidu (v inerciální soustavě). [8]

$$\epsilon_m(t) = C_1 \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} + C_2 \right) . \quad (4.27)$$

Tyto modely lze poté využít pro aplikaci Kalmanova filtru, jenž umožňuje snížit chybu vzniklou změnou offsetu v čase. Kalmanův filtr je technika umožňující na základě známého stavového popisu systému, společně s měřenými vstupy a výstupy, které však obsahují šum, určit odhad jeho vnitřních stavů. Filtr se skládá ze dvou základních částí, realizující proces filtrace a predikce. V rámci filtrace jsou vypočteny bodové odhady středních hodnot prvků stavového vektoru \vec{x} společně s kovarianční

maticí pro tyto prvky. Predikce poté realizuje odhady středních hodnot a kovarianční matice pro filtraci v následujícím kole. [18, 19]

V případě využití Kalmanova filtru pro redukcí chyb ve výpočtu polohy a orientace robotu je možné definovat stavový vektor jako vektor obsahující odchylky vypočtených hodnot polohy a orientace vůči jejich skutečným hodnotám společně s hodnotami offsetů pro jednotlivé snímače. Příklad takto definovaného vektoru je uveden ve vztahu 4.28, kde $\delta\Psi$ představuje chybu výpočtu orientace, $\delta\vec{v}_g$ vektor chybu výpočtu rychlostí, \vec{b}_a vektor offsetů akcelerometru a \vec{b}_g vektor offsetů gyroskopu. [18]

$$\vec{x} = \left(\delta\Psi, \delta\vec{v}_g, \vec{b}_a, \vec{b}_g \right)^T, \quad (4.28)$$

$$\delta\Psi = \mathbf{R} \cdot \mathbf{R}_{true}^T - \mathbf{I}, \quad (4.29)$$

$$\delta\vec{v}_g = \vec{v}_g - \vec{v}_{g_true}. \quad (4.30)$$

Aplikací algoritmu Kalmanova filtru pro daný stavový vektor jsou získány bodové odhady jednotlivých odchylek orientace a polohy. Ty mohou být využity ke korekci výpočtů realizovaných dle popisu v kapitole 4.3. Korekce pro výpočet orientace je uvedena ve vztahu 4.31 a pro výpočet rychlostí ve vztahu 4.32, kde členy s indexem *corr* označují údaje po korekci. [18]

$$\mathbf{R}_{corr} = (\mathbf{I} - \delta\Psi) \mathbf{R}, \quad (4.31)$$

$$\vec{v}_{g_corr} = \vec{v}_g - \delta\vec{v}_g. \quad (4.32)$$

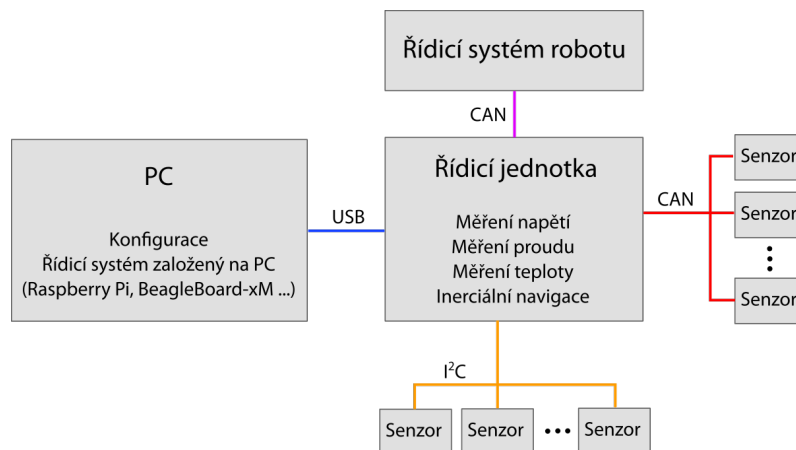
5 Řídicí jednotka sensorického subsystému

Součástí sensorického subsystému mobilních robotů jsou mimo samotných senzorů i obvody zajišťující sběr a zpracování sensorických dat (viz kapitolu 1.2). U centralizovaných systémů tuto funkci zpravidla zajišťuje centrální řídicí jednotka. Její další úlohou je tvorba rozhraní pro přenos dat mezi sensorickým subsystémem a ostatními subsystémy mobilního robotu. V rámci práce byla navržena řídicí jednotka pro sensorický subsystém, umožňující využití popsaných ultrazvukových senzorů společně s implementací inerciální navigace.

5.1 Koncepce řídicího systému

Řídicí systém sensorického subsystému byl koncipován jako centralizovaný, především z důvodu jednotného řízení všech měření a jejich synchronizace. Ve své struktuře obsahuje jednu centrální řídicí jednotku a síť inteligentních senzorů. Ty jsou schopny samostatně zpracovat analogový signál, převést ho do číslicové podoby a vyhodnotit (příklad takového senzoru představuje navržený ultrazvukový senzor popsaný v kapitole 3). Výsledky jsou poté senzory odeslány prostřednictvím sběrnice řídicí jednotce, která je vhodně interpretuje. Díky této koncepci je distribuována část výpočetního výkonu do sensorických modulů, což umožňuje aplikaci složitějších algoritmů číslicového vyhodnocení signálu při současném zpracování v reálném čase. Zároveň lze celý systém považovat i za modulární, jelikož je možné ho snadno rozšiřovat či měnit jeho konfiguraci. Schéma ilustrující koncepci tohoto systému je uvedeno na obrázku 5.1.

Mimo komunikačních sběrnic pro komunikaci se senzory a s ostatními subsystémy robotu byla řídicí jednotka vybavena základní sadou senzorů, jimiž by měl být vybaven každý mobilní robot. Jedná se o snímače pro měření napětí a proudu z důvodu monitorování vnitřního stavu robotu, měření teploty okolního prostředí a trojici akcelerometrů společně s trojicí gyroskopů pro implementaci inerciální



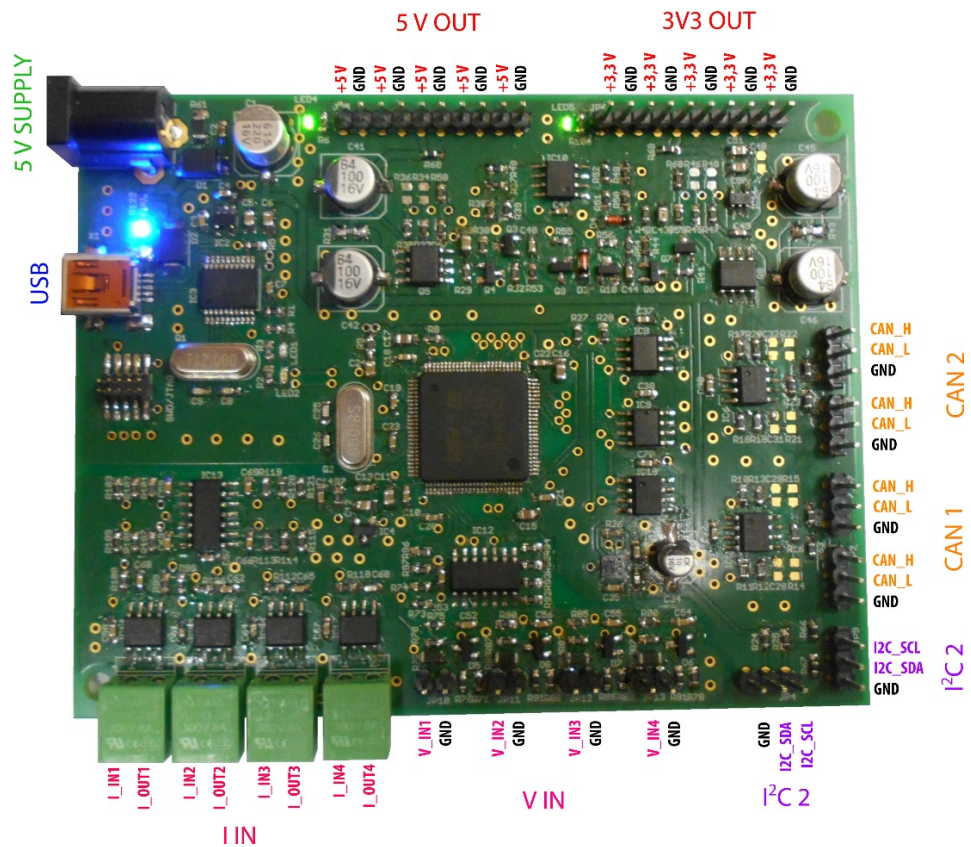
Obrázek 5.1: Schéma navržené koncepce sensorického subsystému mobilních robotů navigace. Tyto veličiny je potřeba sledovat u každého mobilního robotu, bez ohledu na jeho účel nebo prostředí, ve kterém se pohybuje.

5.2 Hardware řídicí jednotky

Hardware řídicí jednotky byl navržen s ohledem na požadavky pro komunikační rozhraní, vyplývající z koncepce subsystému, integrované měření základních fyzikálních veličin, interpretaci naměřených dat a robustní provedení zajišťující maximální spolehlivost. Tyto požadavky určují základní výbavu jednotky, zejména typ použitého mikroprocesoru a integrované snímače. Z hlediska robustnosti systému byl brán zřetel na odolnost komunikačních rozhraní a ochranu jednotlivých vstupů a výstupů. Pro možnost aplikace řídicí jednotky i na roboty využívající ke svému napájení baterie s nízkou hodnotou napětí, byla jednotka navržena pro napájecí napětí 5 V. Tato hodnota zároveň umožňuje realizovat napájení i prostřednictvím USB. Pro snadné připojení senzorů obsahuje jednotka i výstupy určené k jejich napájení, a to jak pro napěťovou úroveň 5 V, tak i 3,3 V. Jednotlivé části hardwaru jsou podrobněji popsány v podkapitolách níže. Jeho výsledná realizace je vyobrazena na obrázku 5.2.

5.2.1 Základní výbava jednotky

Jádro řídicí jednotky bylo postaveno na 32bitovém mikroprocesoru architektury ARM Cortex M4, konkrétně se jednalo o mikroprocesor STM32F407VGT6 od firmy



Obrázek 5.2: Hardwarová realizace řídicí jednotky sensorického subsystému pro mobilní roboty

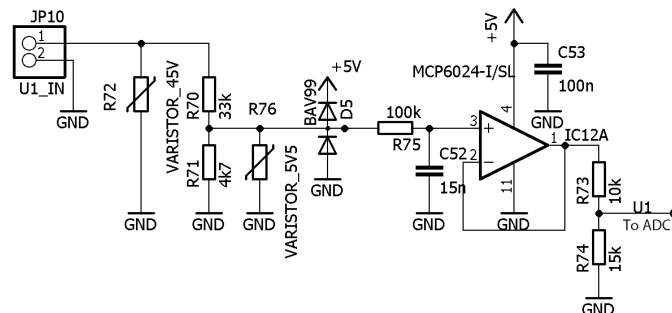
STMicroelectronics. Ten disponuje celkem 196 kB statické paměti RAM a je schopen pracovat s taktovací frekvencí až 168 MHz. Díky tomu poskytuje dostatečný výpočetní výkon pro zpracování sensorických dat v reálném čase i při aplikaci sofistikovaných vyhodnocovacích algoritmů. K jeho výbavě patří tři 12bitové AD převodníky se vzorkovací frekvencí až 2,4 MSPS, dva 12bitové DA převodníky, sedmnáct časovačů, DMA řadič, dvě rozhraní CAN, tři I²C, čtyři USART, tři SPI a rozhraní SDIO. [2]

Mikroprocesor byl dále doplněn o 2 kB externí paměti typu EEPROM pro uložení kalibračních dat sensorů a konfigurace samotné jednotky. Paměť je rozdělena do dvou nezávislých integrovaných obvodů M24C08 od firmy STMicroelectronics, které s mikroprocesorem komunikují skrze sběrnici I²C. Díky rozdělení paměti je možné jednotku provozovat i při poruše jednoho z obvodů. Na tutéž sběrnici I²C byl dále připojen senzor pro inerciální navigaci LSM6DS0, opět od firmy STMicroelectronics, který obsahuje tříosý akcelerometr a tříosý gyroskop. Z důvodu požadavku na měření teploty byl do hardwaru zakomponován i teploměr TCN75A od firmy

Microchip Technology Inc., využívající stejnou sběrnici I²C. [21] Komunikace po uvedené sběrnici probíhá v I²C fast modu s frekvencí hodinového signálu 400 kHz.

Řídicí jednotka byla dále vybavena dvěma oddělenými sběrnici CAN, kde jedna slouží pro komunikaci se senzory a druhá zajišťuje přenos dat mezi řídicí jednotkou a zbylým řídicím systémem robotu. Ke komunikaci se senzory slouží i další rozhraní I²C, které bylo odděleno od sběrnice pro komunikaci s pamětmi EEPROM a senzorem pro inerciální navigaci. Konfiguraci jednotky, případně její využití při řízení robotu pomocí systému založeném na PC, je možné zajistit skrze integrované rozhraní USB. Využitá komunikační rozhraní jsou blíže popsána v kapitole 5.2.2.

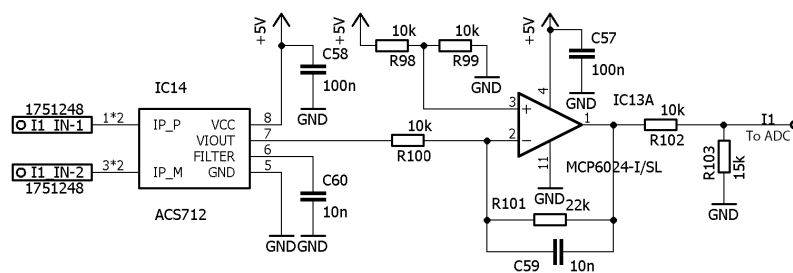
Poslední část hardwaru tvoří analogové obvody umožňující měření napětí a proudu. Jejich výstupy jsou přivedeny na jednotlivé vstupy 12bitového AD převodníku, pomocí něhož jsou analogové hodnoty převedeny do číslkové podoby. Řídicí jednotka je schopna poskytnout měření napětí v rozsahu 0 – 40 V, vzhledem k potenciálu země jednotky, s rozlišením 10 mV. Díky nelinearitám AD převodníku a šumu v analogové části obvodu je však skutečná přesnost měření horší. Vstupní analogový obvod je tvořen napětovým děličem upravujícím vstupní napětí z rozsahu 0 – 40 V do rozsahu 0 – 5 V. Výstup děliče je dále filtrován pasivním antialiasingovým RC filtrem se zlomovou frekvencí 100 Hz. Výstup filtru je snímán napětovým sledovačem realizovaným jedním operačním zesilovačem, jehož výstup je skrze napětový dělič, upravující jeho výstupní rozsah na 0 – 3 V, přiveden na vstup AD převodníku. Schéma zapojení analogového obvodu pro měření napětí je vyobrazeno na obrázku 5.3.



Obrázek 5.3: Schéma zapojení analogového obvodu pro měření napětí

Měření proudu je realizováno prostřednictvím integrovaného obvodu ACS712, který využívá principu Hallova jevu. Proud prochází skrze vodivou cestu uvnitř integrovaného obvodu a vytváří kolem sebe magnetické pole. To je snímáno integrovanou Hallovou sondou. Výstupem obvodu je poté napětí, které je přímo úměrné protékajícímu proudu. [7] Část obvodu, jímž prochází měřený proud, je díky uvedenému

principu galvanicky oddělena od vyhodnocovacích obvodů. To umožňuje měřit proud i v případě výrazně odlišných potenciálů mezi měřeným obvodem a vyhodnocovacími obvody řídicí jednotky. Výstup z uvedeného senzoru je dále pro zvýšení citlivosti a úpravě rozsahu měření přiveden na vstup invertujícího zesilovače. Ten má ve své zpětné vazbě kromě rezistoru ještě paralelně připojený kondenzátor, který realizuje dolnoproputní antialiasingový filtr. Výstup zesilovače je následně po průchodu napětovým děličem, který upravuje výstupní rozsah signálu z 0 – 5 V na 0 – 3 V, přiveden na vstup AD převodníku. Uvedeným způsobem umožňuje jednotka měřit proud v rozsahu -10 – 10 A s rozlišením 5 mA. Schéma zapojení analogového obvodu pro měření proudu je uvedeno na obrázku 5.4.



Obrázek 5.4: Schéma zapojení analogového obvodu pro měření proudu

5.2.2 Komunikační rozhraní

Jednou z hlavních výhod navržené koncepce sensorického subsystému je jeho modularita. Konfiguraci celého systému je možné měnit pouhým připojením či odpojením senzorů ke komunikačnímu rozhraní řídicí jednotky. K tomuto účelu je nejvhodnější využít komunikačních rozhraní se sběrníkovou topologií. Z tohoto důvodu byly do řídicí jednotky zakomponovány dvě rozhraní CAN2.0B a jedno I²C.

Rozhraní CAN ve své fyzické vrstvě zpravidla používá pro přenos dat diferenciální vedení. To zajišťuje vyšší odolnost komunikace proti vnějšímu rušení a v některých provedeních zůstává přenos dat nepřerušen i při poruše jednoho z vodičů. Oproti klasické sériové lince navíc již v samotné hardwarové implementaci obsahuje řízení přístupu na sběrnici a kontrolu přijatých dat. Z těchto důvodů bylo vyhrazeno jedno rozhraní CAN2.0B pro komunikaci se senzory a druhé pro komunikaci se zbylým řídicím systémem robotu. Obě sběrnice byly od sebe navzájem odděleny především proto, aby komunikace mezi senzory a řídicí jednotkou nenarušovala komunikaci v rámci jednotlivých subsystémů mobilního robotu. Sensorický

subsystém tak představuje samostatně funkční celek, který neovlivňuje ostatní části řídicího systému. V rámci hardwaru bylo využito budičů HS-CAN dle standardu ISO-11898, konkrétně se jednalo o integrované obvody MCP2551 od firmy Microchip Technology Inc. [22].

Sběrnice I²C již takovou odolností proti rušení jako CAN nedisponuje. Do hardwaru byla zahrnuta především z důvodu široké nabídky komerčně dostupných senzorů s tímto komunikačním rozhraním (viz kapitolu 2). Díky její implementaci je možné navržený subsystém snadno rozšířit o další druhy senzorů s minimálními náklady na jejich pořízení.

Pro snadnou komunikaci řídicí jednotky s osobním počítačem bylo do hardwaru zahrnuto i rozhraní USB. Fyzická vrstva byla realizována pomocí integrovaného obvodu MCP2200 od firmy Microchip Technology Inc. Ten zajišťuje převod USB komunikace na UART, kdy v počítači emuluje sériovou linku. [23] Díky tomu je implementace komunikace s řídicí jednotkou velmi jednoduchá.

5.2.3 Ochranné obvody vstupů a výstupů

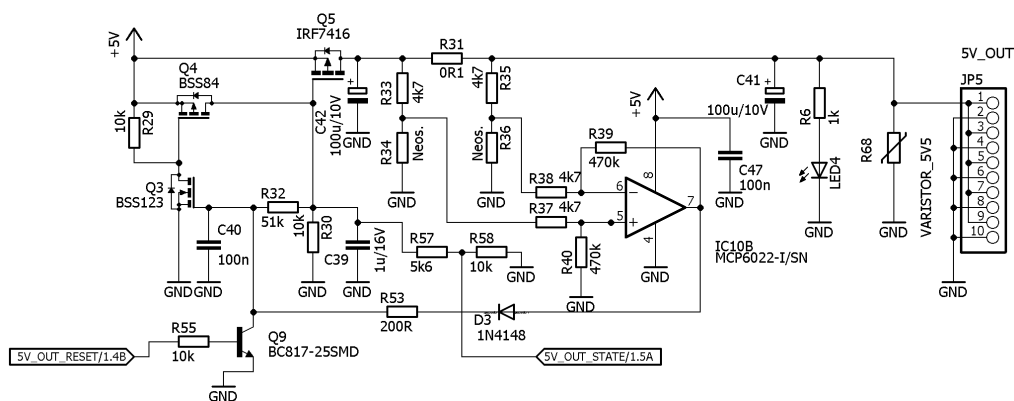
Odolnost řídicí jednotky proti poruše lze významně zvýšit využitím ohraných prvků pro vstupní a výstupní obvody. Ty je nutné chránit především proti příliš vysokému napětí, které by mohlo zapříčinit poškození některých z částí jednotky či její úplné zničení. Základním ochranným prvkem, jenž je krátkodobě schopen pohltit velké množství elektrické energie, je varistor.

Pomocí varistorů byly zajištěny všechny vstupy a výstupy jednotky proti krátkodobým vysokonapěťovým pulzům. Zvýšeného jistění bylo využito u vstupů pro měření napětí, kde byl varistor zařazen jak před vstupní napěťový dělič, tak i za něj. Zároveň byla za dělič umístěna dvojice diod připojených k napájení, tak aby se před vstupem do napěťového sledovače nemohlo vyskytnout napětí, které by mohlo poškodit operační zesilovač (například při obrácení polarity). Popsaná ochrana vstupů pro měření napětí je patrná z obrázku 5.3, kde je uvedeno kompletní schéma zapojení daného analogového obvodu. Jediné vstupy, které nejsou chráněny pomocí varistorů, jsou vstupy pro měření proudu. Díky galvanickému oddělení od zbytku elektroniky jednotky totiž napětí na těchto vstupech nijak neovlivňuje zbytek vyhodnocovacích obvodů (pokud je nižší než uvedené izolační napětí 2,1 kV RMS [7]).

Speciální způsob ochrany byl realizován u výstupů sloužících k napájení připojených senzorů. Zde byly opět využity varistory pro případ výskytu příliš vysokého

napětí, zároveň však byly chráněny i proti vysokému proudovému odběru. Tento typ ochrany je zpravidla realizován některým z druhů pojistek. Tavné pojistky jsou vzhledem k jejich jednorázovému použití a dlouhé době do odpojení obvodu nevhodné. Polymerové vratné pojistky lze sice použít opakovaně, avšak jsou opět velmi pomalé. Alternativu k těmto řešením představuje využití elektronické pojistky.

Elektronická pojistka byla realizována výkonovým P-MOSFET tranzistorem společně s měřicím rezistorem a dvojicí tranzistorů s kladnou zpětnou vazbou. Ty tvořily bistabilní klopný obvod, jehož stav přímo řídil sepnutí výkonového tranzistoru, skrze který tekla proud do zátěže. Velikost proudu byla měřena pomocí měřicího rezistoru, na němž vznikala úbytek napětí, který byl pomocí diferenciálního zesilovače zesílen. Výstup zesilovače byl skrze diodu přiveden na vstup klopného obvodu. Při průchodu příliš velkého proudu tak došlo k překlopení klopného obvodu a odpojení výstupu výkonovým tranzistorem. Do obvodu byl dále zakomponován tranzistor, umožňující resetovat stav pojistky mikroprocesorem. Schéma zapojení této elektronické pojistky je uvedeno na obrázku 5.5.



Obrázek 5.5: Schéma zapojení elektronické pojistky

5.3 Softwarové zpracování senzorických dat

V rámci realizované koncepce senzorického subsystému je část zpracování senzorických dat přenechána samotným inteligentním sensorům. Ty poté řídicí jednotce odesílají pouze výsledky měření, které jsou uloženy do paměti a na dotaz od ostatních subsystémů přeposlány dál. Příklad takového zpracování senzorických dat představuje číslíkové vyhodnocení signálu z ultrazvukového senzoru popsané v kapitole 3.4.

Samotná řídicí jednotka zpracovává senzorická data pro snímače implementované přímo v jejím hardwaru. Jedná se tedy o výpočet inerciální navigace, měření napětí, proudů a teploty. Pro inerciální navigaci je využito údajů o úhlových rychlostech rotací od gyroskopů a lineárním zrychlení od akcelerometrů integrovaných v obvodu LSM6DS0. Tyto údaje jsou periodicky vyčítány s frekvencí 119 Hz a následně zpracovány dle výpočtů popsanych v kapitole 4.3. Výsledná orientace a poloha robotu je vyjádřena pomocí vektoru orientace \vec{o} a polohového vektoru \vec{r} .

Pro měření napětí a proudu je periodicky s frekvencí 200 Hz prováděn AD převod skupiny osmi vstupů AD převodníku, na které jsou přivedeny výstupy analogových obvodů upravující signály z těchto měření (viz kapitolu 5.2.1). Ukládání jednotlivých hodnot je realizováno prostřednictvím DMA přenosu. Surové hodnoty z AD převodníku jsou pomocí kalibračních konstant uložených v paměti EEPROM (konstanta úměrnosti a offset) přepočteny na údaje ve voltech pro napětí a v ampérech pro proudy. Následně jsou filtrovány průměrovacím filtrem délky 10 a na vyžádání odesílány ostatním subsystémům robotu nebo skrze USB do PC.

Měření teploty zajišťuje integrovaný obvod TCN75A, který s mikroprocesorem komunikuje po sběrnici I²C, stejně jako tomu bylo v případě obvodu LSM6DS0. Údaje obdržené od obvodu TCN75A přímo vyjadřují naměřenou teplotu a není třeba je nijak dále přepočítávat. Jejich vyčítání opět probíhá periodicky s frekvencí 10 Hz. Zjištěná teplota je dále ještě filtrována průměrovacím filtrem délky 10.

5.4 Komunikace

Komunikace řídicí jednotky se senzory využitými v rámci senzorického subsystému může být realizována prostřednictvím sběrnic CAN nebo I²C. Z hlediska sběrnice CAN byly v řídicí jednotce implementovány zprávy pro komunikaci s navrženými ultrazvukovými senzory, tak jak jsou definovány v kapitole 3.5. Komunikaci se senzory připojenými skrze sběrnici I²C je poté třeba implementovat až v závislosti na konkrétních využitých senzorech. Jejich druhy a konfigurace jsou určeny především účelem robotu a prostředím, ve kterém se bude pohybovat. Ke komunikaci se zbylými subsystémy je určena druhá sběrnice CAN, případně rozhraní USB.

Komunikace skrze rozhraní USB je ze strany jednotky realizována pomocí převodníku z UARTu na USB. Ve skutečnosti tak veškerý přenos dat odpovídá komunikaci po sériové lince. Pro tu byl využit komunikační protokol HB-12/C, který

byl již v minulosti na TUL testován pro přenos dat mezi počítačem a mobilním robotem [26]. Skládá se z 12B hlavičky obsahující celkovou délku rámce (4 B), požadovaný příkaz (2 B), verzi (1 B), kontrolní součet (1 B), unikátní ID rámce (2 B) a adresu příjemce (2 B). Za touto hlavičkou následují odesílaná data. Všechny vícebajtové hodnoty využívají pro přenos kódování little endian. [26] Ilustrace formátu rámce tohoto komunikačního protokolu je uvedena na obrázku 5.6. Kontrolním součtem je zajištěna kontrola správnosti přijatých dat a na základě unikátního ID každého rámce je možné zajistit potvrzení doručení jednotlivých zpráv. Tento způsob komunikace je v případě řídicí jednotky možné využít pro odesílání získaných sensorických dat nebo vlastní konfiguraci jednotky.

Délka rámce (4 B)				Příkaz (2 B)		Verze	Kontrol. součet	ID rámce (2 B)		Adresa příjemce (2 B)		Data (0 B – 4 GB)

Obrázek 5.6: Ilustrace formátu rámce pro komunikační protokol HB-12/C – převzato z [26]

Ze strany kognitivního subsystému je třeba rozhodovat o prováděných měřeních v rámci sensorického subsystému a získávat výsledky těchto měření pro modelování okolního prostředí. S ohledem na tyto skutečnosti byly definovány jednotlivé zprávy pro komunikaci s řídicí jednotkou skrze rozhraní CAN i USB. Seznam implementovaných zpráv pro rozhraní CAN je uveden v tabulce 5.1 a pro USB v tabulce 5.2, kde zkratka CU označuje řídicí jednotku a CS kognitivní subsystém.

Tabulka 5.1: Seznam CAN zpráv pro komunikaci s řídicí jednotkou

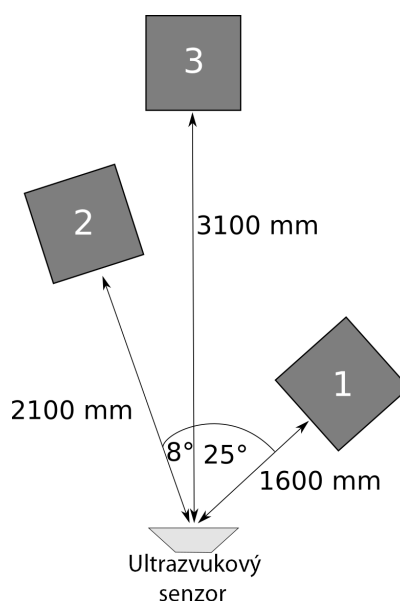
Zpráva	Příjemce	Identifikátor	Data
Inerciální navigace	CU	0x041	1 B ON/OFF
Měření teploty	CU	0x042	1 B ON/OFF
Měření napětí	CU	0x043	1 B Vybrané kanály bitově
Měření proudu	CU	0x044	1 B Vybrané kanály bitově
Měření vzdáleností	CU	0x045	8 B Vybrané senzory bitově
Požadavek na data	CU	0x046	1 B Definice veličin 1 B ON/OFF 1 B Perioda opakování
Vektor orientace	CS	0x051	1 B Index prvku vektoru 4 B Data (float)
Polohový vektor	CS	0x052	1 B Index prvku vektoru 4 B Data (float)
Teplota	CS	0x053	4 B Data (float)
Napětí	CS	0x054	1 B Číslo vstupu 4 B Data (float)
Proud	CS	0x055	1 B Číslo vstupu 4 B Data (float)
Vzdálenosti	CS	0x056	1 B Celkový počet údajů 1 B Index aktuálního údaje 4 B Data vzdálenosti (float) 2 B Data úhlu (word)

Tabulka 5.2: Seznam USB zpráv pro komunikaci s řídicí jednotkou

Zpráva	Příjemce	Příkaz	Data	Potvrzení
Inerciální navigace	CU	0x041	1 B ON/OFF	ANO
Měření teploty	CU	0x042	1 B ON/OFF	ANO
Měření napětí	CU	0x043	1 B Vybrané kanály bitově	ANO
Měření proudu	CU	0x044	1 B Vybrané kanály bitově	ANO
Měření vzdáleností	CU	0x045	8 B Vybrané senzory bitově	ANO
Požadavek na data	CU	0x046	1 B Definice veličin 1 B ON/OFF 1 B Perioda opakování	ANO
Vektor orientace	CS	0x051	12 B Data (3× float)	NE
Polohový vektor	CS	0x052	12 B Data (3× float)	NE
Teplota	CS	0x053	4 B Data (float)	NE
Napětí	CS	0x054	1 B Číslo vstupu 4 B Data (float)	NE
Proud	CS	0x055	1 B Číslo vstupu 4 B Data (float)	NE
Vzdálenosti	CS	0x056	1 B Celkový počet údajů 1 B Index aktuálního údaje 4 B Data vzdálenosti (float) 2 B Data úhlu (word)	NE
Potvrzení	CS	0x100	2 B ID zprávy (word)	NE

6 Experimentální výsledky

Pro ověření funkčnosti a zjištění parametrů navrženého řešení bylo realizováno několik experimentů, zaměřených na funkci ultrazvukového senzoru a přesnost měření napětí a proudu řídicí jednotkou. Experiment týkající se ultrazvukového senzoru měl ověřit možnost detekce více objektů v rámci jediného měření a zjistit jeho přesnost. Před navržený ultrazvukový senzor s číslicovým vyhodnocením senzorických dat byly v různých vzdálenostech a pod různými úhly umístěny celkem tři překážky. Dvě z nich byly tvořeny ze dřeva, třetí poté z hliníku. V tomto uspořádání bylo provedeno celkem 10 opakování měření pro statistické vyhodnocení výsledků. Popsané uspořádání experimentu je ilustrováno na obrázku 6.1. Kompletní seznam parametrů měřicí soustavy je uveden v tabulce 6.1, parametry prostředí jsou popsány v tabulce 6.2 a výsledky měření v tabulce 6.3.



Obrázek 6.1: Schéma uspořádání experimentu pro ověření funkce ultrazvukového senzoru

Tabulka 6.1: Parametry měřicí soustavy pro ověření funkce ultrazvukového senzoru

Číslo objektu	Rozměry (š × v) [mm]	Materiál
1	320 × 450	Hliník
2	380 × 590	Dřevo
3	380 × 590	Dřevo

Tabulka 6.2: Parametry prostředí při experimentu pro ověření funkce ultrazvukového senzoru

Veličina	Hodnota
Teplota prostředí	22.3 °C
Relativní vlhkost	67 %
Atmosférický tlak	987 hPa

Tabulka 6.3: Statisticky vyhodnocené výsledky měření experimentu pro ověření funkce ultrazvukového senzoru

Skutečná vzdálenost	Naměřená vzdálenost	Směrodatná odchylka	Absolutní chyba
1600 mm	1602.4 mm	1.17 mm	2.4 mm
2100 mm	2110.7 mm	1.57 mm	10.7 mm
3100 mm	3096.3 mm	3.16 mm	-3.7 mm

Z výsledků měření je patrné, že navržený senzor je schopen detekovat více překážek v rámci jediného měření a to s vyšší než 99% přesností. Pro určení přesnosti měření napětí a proudu řídicí jednotkou byla provedena srovnávací měření s laboratorními přístroji, jejichž přesnost je výrazně vyšší, než jaké je možné samotnou řídicí jednotkou dosáhnout. V případě napětí bylo na všechny vstupy řídicí jednotky přivedeno shodné napětí z laboratorního zdroje, které bylo zároveň měřeno laboratorním stolním multimetrem a řídicí jednotkou. Po prvotním měření byla na základě získaných hodnot provedena kalibrace a měření bylo zopakováno. Seznam parametrů měřicí soustavy je uveden v tabulce 6.4, výsledky srovnávacího měření před kalibrací v tabulce 6.5 a po kalibraci v tabulce 6.6. Z uvedených hodnot je patrné, že po kalibraci je řídicí jednotka schopna měřit napětí s přesností vyšší než 97,5 %.

Tabulka 6.4: Parametry měřicí soustavy pro srovnávací měření napětí

Přístroj	Označení
Laboratorní zdroj	Matrix MPS-3005L-3
Stolní multimetr	Agilent 34410A

Tabulka 6.5: Srovnání naměřených hodnot napětí řídicí jednotkou s měřicí ústřednou Agilent 34410A – před kalibrací

U [V] Agilent 34410A	U [V] V_IN1	U [V] V_IN2	U [V] V_IN3	U [V] V_IN4
0	0,002	0	0	0,001
2,0003	1,982	1,983	1,984	1,978
4,0154	4,028	4,037	4,031	4,033
6,0283	6,075	6,088	6,085	6,082
8,0138	8,093	8,111	8,106	8,104
10,0543	10,172	10,191	10,187	10,181
12,032	12,183	12,206	12,203	12,195
14,109	14,294	14,323	14,319	14,309
16,049	16,274	16,308	16,301	16,289
18,016	18,279	18,311	18,304	18,294
20,031	20,371	20,356	20,361	20,351
22,048	22,388	22,431	22,421	22,414
24,010	24,383	24,437	24,419	24,410
26,073	26,488	26,545	26,527	26,513
28,005	28,456	28,516	28,495	28,482
30,066	30,552	30,625	30,594	30,587

Tabulka 6.6: Srovnání naměřených hodnot napětí řídicí jednotkou s měřicí ústřednou Agilent 34410A – po kalibraci

U [V] Agilent 34410A	U [V] V_IN1	U [V] V_IN2	U [V] V_IN3	U [V] V_IN4
0	0,002	0	0	0,001
2,0002	1,971	1,968	1,971	1,952
4,0321	3,997	3,995	3,998	3,999
6,0114	5,986	5,981	5,990	5,982
8,0092	7,984	7,983	7,986	7,987
10,0273	10,003	10,005	10,012	10,011
12,049	12,029	12,027	12,031	12,028
14,009	13,991	13,992	13,996	13,992
16,050	16,035	16,038	16,043	16,042
18,017	18,007	18,009	18,011	18,008
20,076	20,069	20,075	20,077	20,072
22,049	22,051	22,058	22,056	22,055
24,027	24,034	24,039	24,036	24,034
26,009	26,024	26,032	26,025	26,021
28,020	28,032	28,044	28,039	28,037
30,036	30,051	30,065	30,056	30,057

Obdobné měření bylo provedeno i pro určení přesnosti měření proudu řídicí jednotkou. Všechny vstupy řídicí jednotky pro měření proudu byly zapojeny do série společně s referenčním multimetrem. Po provedení prvního srovnávacího měření byla na základě získaných dat provedena kalibrace jednotky. Následně bylo srovnávací měření zopakováno. Seznam parametrů měřicí soustavy je uveden v tabulce 6.7, výsledky srovnávacího měření před kalibrací v tabulce 6.8 a po kalibraci v tabulce 6.9. Z uvedených hodnot je patrné, že po kalibraci je řídicí jednotka schopna měřit proud s přesností přibližně 95 %.

Tabulka 6.7: Parametry měřicí soustavy pro srovnávací měření proudu

Přístroj	Označení
Laboratorní zdroj	Matrix MPS-3005L-3
Číslicový multimetr	Agilent U1252A

Tabulka 6.8: Srovnání naměřených hodnot proudu řídicí jednotkou s číslicovým multimetrem Agilent U1252A – před kalibrací

I [A] Agilent U1252A	I [A] I_IN1	I [A] I_IN2	I [A] I_IN3	I [A] I_IN4
-10,379	-10,367	-10,123	-10,287	-10,305
-9,080	-9,045	-8,761	-8,931	-9,003
-8,065	-8,038	-7,782	-7,875	-7,973
-7,025	-6,978	-6,777	-6,854	-6,896
-6,033	-5,992	-5,795	-5,828	-5,907
-5,022	-4,984	-4,806	-4,902	-4,951
-4,205	-3,985	-3,843	-3,921	-3,965
-3,0642	-3,028	-2,913	-2,994	-2,927
-2,0028	-1,971	-1,880	-1,933	-1,902
-1,0162	-0,979	-0,903	-0,957	-0,918
0	0,046	0,106	0,078	0,087
1,0182	1,056	1,104	1,079	1,095
2,0087	2,062	2,103	2,088	2,096
3,0437	3,108	3,162	3,132	3,154
4,0466	4,120	4,175	4,136	4,168
5,0660	5,163	5,237	5,195	5,219
6,035	6,159	6,252	6,201	6,232
7,070	7,228	7,351	7,275	7,324
8,086	8,288	8,451	8,364	8,417
9,157	9,406	9,627	9,513	9,599
10,021	10,337	10,618	10,477	10,582

Tabulka 6.9: Srovnání naměřených hodnot proudu řídicí jednotkou s číslicovým multimetrem Agilent U1252A – po kalibraci

I [A] Agilent U1252A	I [A] I_IN1	I [A] I_IN2	I [A] I_IN3	I [A] I_IN4
-10,380	-10,348	-10,187	-10,193	-10,181
-9,037	-9,004	-8,942	-8,968	-8,953
-8,071	-8,029	-7,985	-7,993	-7,982
-7,089	-7,061	-6,974	-7,022	-7,014
-6,069	-6,038	-5,949	-5,986	-5,970
-5,022	-5,031	-4,918	-4,981	-4,939
-4,0297	-4,010	-3,959	-3,975	-3,961
-3,0496	-3,025	-2,943	-2,972	-2,954
-2,0886	-2,056	-1,997	-2,039	-2,013
-1,0068	-0,987	-0,932	-0,968	-0,955
0	0,032	0,048	0,039	0,046
1,0299	1,067	1,085	1,072	1,081
2,0138	2,061	2,095	2,074	2,083
3,0052	3,057	3,097	3,068	3,074
4,0391	4,103	4,143	4,119	4,135
5,117	5,206	5,268	5,231	5,249
6,020	6,137	6,213	6,186	6,202
7,048	7,184	7,252	7,213	7,240
8,057	8,225	8,389	8,348	8,366
9,027	9,252	9,423	9,315	9,377
10,359	10,657	10,863	10,751	10,792

7 Závěr

Navržený řídicí systém sensorického subsystému pro mobilní roboty byl koncipován jako centralizovaný, kdy je tvořen jedinou centrální řídicí jednotkou společně se soustavou inteligentních sensorů. Ty jsou schopné provádět základní předzpracování sensorických dat, a tím snížit celkové výpočetní nároky na samotnou jednotku. Pro potřeby komunikace se soustavou inteligentních sensorů disponuje řídicí jednotka sběrnici CAN a dále sběrnici I²C z důvodu širokého spektra komerčně dostupných sensorů s tímto komunikačním rozhraním. Konfigurovatelnost celého systému je zajištěna pomocí integrované paměti typu EEPROM o velikosti 2 kB, ve které jsou uložena kalibrační a konfigurační data.

Mimo zpracování dat od inteligentních sensorů připojených po sběrnici CAN nebo I²C je navržená jednotka schopna měřit a vyhodnocovat některé veličiny zcela samostatně. Jedná se o aktuální polohu a orientaci robotu pro inerciální navigaci realizovanou pomocí integrovaného tříosého gyroskopu a akcelerometru, monitorování teploty okolního prostředí nebo měření napětí a proudu v důležitých částech řídicích obvodů. Společně s dalšími inteligentními senzory připojenými pomocí výše uvedených sběrnic je tak jednotka schopna podat komplexní informaci o celkovém stavu robotu a jeho vztahu k okolnímu prostředí.

Komunikaci řídicí jednotky se zbylým řídicím systémem mobilního robotu obstarává druhá, od komunikace s inteligentními senzory oddělená, sběrnice CAN. Po této sběrnici jsou odesílána již vyhodnocená data určená přímo pro kognitivní subsystém robotu, podávající zpětnou vazbu od okolního prostředí a stavu robotu samotného. Celý systém tak realizuje samostatný funkční celek, který je možné snadno implementovat do výsledného řídicího systému robotu. Navržená řídicí jednotka výše uvedenými vlastnostmi splňuje požadavky na univerzálnost a snadnou integrovatelnost do řídicích systémů mobilních robotů.

Pro úplnost a možnosti testování navrženého sensorického subsystému byly dále zkonstruovány inteligentní ultrazvukové senzory s pokročilým vyhodnocením získaných dat. Ty umožňují detekovat překážky vyskytující se v okolí robotu na

vzdálenost více než 3 m s vyšší než 99% přesností a rozlišit směr, ve kterém se vzhledem k aktuální pozici robotu nacházejí. Kombinací těchto senzorů s navrženou řídicí jednotkou je tak možné vytvořit senzorický subsystém, který je schopen poskytnout základní informace pro plně autonomní provoz robotu. V případě potřeby je však možné jej snadno rozšířit o další typy senzorů (infračervené senzory, radar, laserový skener atd.).

Literatura

- [1] *THE PULSE OF AUTOMATION: TECHNOLOGY GUIDE ULTRASONICS BY PEPPERL+FUCHS*, 1. Německo: Pepperl+Fuchs GmbH, 2014.
Dostupné z: http://files.pepperl-fuchs.com/selector_files/navi/productInfo/doct/tdoct3557__eng.pdf
- [2] STM32F405xx STM32F407xx, 2016 [cit. 2017-05-04].
- [3] Moduly čidel | TME Czech Republic s.r.o. - Elektronické součástky, *TME Czech Republic s.r.o. - Elektronické součástky*. Ostrava, 2017 [cit. 2017-04-23].
Dostupné z: http://www.tme.eu/cz/katalog/moduly-cidel_113326/#id_category=113326&s_field=artykul&s_order=ASC&visible_params=2%2C98%2C375%2C1752%2C1885%2C1983%2C2193%2C2193%2C2227%2C2479%2C2689&used_params=2193%3A16834%3B
- [4] Pololu - Sonar Range Finders, *Pololu Robotics and Electronics*. Las Vegas, USA, 2017 [cit. 2017-04-23].
Dostupné z: <https://www.pololu.com/category/78/sonar-range-finders>
- [5] POLOLU POLOLU CARRIER WITH SHARP GP2Y0A60SZLF, *TME Czech Republic s.r.o. - Elektronické součástky*. Ostrava, 2017 [cit. 2017-04-23].
Dostupné z: <http://www.tme.eu/cz/details/pololu-2474/moduly-cidel/pololu/pololu-carrier-with-sharp-gp2y0a60szlf/>
- [6] Ultrazvukové senzory, vysílače a přijímače | Senzory | Conrad.cz, *Conrad Electronic – obchod s elektronikou a technikou*. Česká republika, 2017 [cit. 2017-04-23].
Dostupné z: <http://www.conrad.cz/ultrazvukove-senzory-vysilace-a-prijimace.c0231710>
- [7] ALLEGRO MICROSYSTEMS, Inc. *ACS712: Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor with 2.1 kVRMS Voltage Isolation and a Low-Resistance Current Conductor*, [on-line]. USA: Massachusetts, 2006 [cit. 2017-05-04].
Dostupné z: <http://www.tme.eu/cz/Document/75af175f80c090e9b8f9078a0b0b2409/ACS712.PDF>
- [8] BARSHAN, B. a H. F. DURRANT-WHYTE. Inertial navigation systems for

- mobile robots. *IEEE Transactions on Robotics and Automation*, ročník 11, č. 3, Jun 1995: s. 328–342, ISSN 1042-296X, DOI:10.1109/70.388775.
Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?arnumber=388775>
- [9] CARULLO, A. a M. PARVIS. An ultrasonic sensor for distance measurement in automotive applications. *IEEE Sensors Journal*, ročník 1, č. 2, 2001: s. 143–147, ISSN 1530437x, DOI:10.1109/JSEN.2001.936931.
Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=936931>
- [10] ECCARDT, P. C., K. NIEDERER, B. FISCHER. Micromachined transducers for ultrasound applications. In: *Ultrasonics Symposium, 1997. Proceedings., 1997 IEEE*, ročník 2, Oct 1997, s. 1609–1618 vol.2, DOI:10.1109/ULTSYM.1997.663304, ISSN 1051-0117.
Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?arnumber=663304>
- [11] ERHART, Jiří, Martin PUSTKA a Petr PŮLPÁN (eds.). *Aplikace piezoelektrických proků v mechanických a akustických soustavách*. Liberec: VÚTS, a.s., 2015. ISBN 9788087184578.
- [12] EVERETT, H. R.. *Sensors for mobile robots: theory and application*, 1. Wellesley, Mass.: A.K. Peters, 1995. ISBN 15-688-1048-2.
- [13] FEYNMAN, Richard Phillips, Michael A. GOTTLIEB, Ralph LEIGHTON a Robert B. LEIGHTON. *Feynmanovy přednášky z fyziky: doplněk k Feynmanovým přednáškám z fyziky*, 1. vyd. Praha: Fragment, 2007. ISBN 978-80-253-0391-7.
- [14] FEYNMAN, Richard Phillips, Robert B. LEIGHTON a Matthew SANDS. *Feynmanovy přednášky z fyziky 2/3: revidované vydání s řešenými příklady*, 2. vydání. Praha: Fragment, 2013. ISBN 978-80-253-1643-6.
- [15] FEYNMAN, Richard Phillips, Robert B. LEIGHTON a Matthew SANDS. *Feynmanovy přednášky z fyziky 3/3: revidované vydání s řešenými příklady*, 2. vydání. Praha: Fragment, 2013. ISBN 978-80-253-1644-3.
- [16] FEYNMAN, Richard P.. *Feynmanovy přednášky z fyziky s řešenými příklady 1/3*, 1. vydání. Praha: Fragment, 2000. ISBN 978-80-7200-405-8.
- [17] GERBER, E. A. a L. F. KOERNER. *Methods of Measurement of the Para-*

- meters of Piezoelectric Vibrators. *Proceedings of the IRE*, ročník 46, č. 10, Oct 1958: s. 1731–1737, ISSN 0096-8390, DOI:10.1109/JRPROC.1958.286752.
Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?arnumber=4065283>
- [18] GROVES, P. D.. Navigation using inertial sensors [Tutorial]. *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, ročník 30, č. 2, Feb 2015: s. 42–69, ISSN 0885-8985, DOI:10.1109/MAES.2014.130191.
Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?arnumber=7081494>
- [19] HAVLENA, Vladimír a Jan ŠTECHA. *Moderní teorie řízení*, Vyd. 2. Praha: Vydavatelství ČVUT, 2000. ISBN 80-010-2095-9.
- [20] HUANG, Haiying a Daniel PARAMO. Broadband electrical impedance matching for piezoelectric ultrasound transducers. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*, ročník vol. 58, č. issue 12, 2011: s. 2699–2707, ISSN 08853010, DOI:10.1109/TUFFC.2011.2132.
Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=6141160>
- [21] Microchip Technology Inc.. *TCN75A: 2-Wire Serial Temperature Sensor*, [on-line]. USA: Chandler, 2006 [cit. 2017-05-04].
Dostupné z: <http://www.tme.eu/cz/Document/80ae09296d4aa789efb4d03b307bed28/tcn75a.pdf>
- [22] Microchip Technology Inc.. *MCP2551: High-Speed CAN Transceiver*, [on-line]. USA: Chandler, 2010 [cit. 2017-05-04].
Dostupné z: <http://www.tme.eu/cz/Document/ab54e8386aea650263ce4459e7a5c659/mcp2551.pdf>
- [23] Microchip Technology Inc.. *MCP2200: USB 2.0 to UART Protocol Converter with GPIO*, [on-line]. USA: Chandler, 2011 [cit. 2017-05-04].
Dostupné z: <http://www.tme.eu/cz/Document/14900ed7b2df85f5da3ec84d7798e0a0/mcp2200.pdf>
- [24] KODEJSKA, M., P. MOKRY, V. LINHART, J. VACLAVIK a T. SLUKA. Adaptive vibration suppression system. In: *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*, ročník vol. 59, 2012, s. 2785–2796, DOI: 10.1109/TUFFC.2012.2520, ISSN 0885-3010.
Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?>

arnumber=6373802

- [25] KOŠNAR, Karel. Mobilní robotika, *Pandatron.cz Elektrotechnický magazín*, [online]. Praha: České Vysoké Učení Technické v Praze, 2010 [cit. 2017-04-23]. Dostupné z: http://pandatron.cz/?1745&mobilni_robotika
- [26] KREDBA, Jan. *Komplexní řídicí systém mobilního robotu Hexor II*. Liberec, 2015. Bakalářská práce. Technická univerzita v Liberci. Vedoucí práce Ing. Miroslav Holada, Ph.D.
- [27] KREDBA, Jan. *Návrh inteligentního ultrazvukového senzoru pro mobilní roboty*. Liberec, 2016. Semestrální projekt. Technická univerzita v Liberci. Vedoucí práce Ing. Miroslav Holada, Ph.D.
- [28] LIM, Jongil, Seok Ju LEE, Girma TEWOLDE a Jaerock KWON. Ultrasonic-sensor deployment strategies and use of smartphone sensors for mobile robot navigation in indoor environment. In: *IEEE International Conference on Electro/Information Technology*, Milwaukee, WI: IEEE, 2014, s. 593–598, DOI: 10.1109/EIT.2014.6871831, ISBN 978-1-4799-4774-4. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=6871831>
- [29] NOVÁK, Petr. Řídicí, pohybový a senzorický subsystém mobilního robotu (1). *AT&P journal*, ročník 2003, č. 2, 2003: str. 2, ISSN 1336-233X. Dostupné z: <http://www.atpjournal.sk/buxus/docs/atp-2003-2-70.pdf>
- [30] NOVÁK, Petr. *Mobilní roboty: pohony, senzory, řízení*, 1. vyd. Praha: BEN - technická literatura, 2004, 248 s. ISBN 80-730-0141-1.
- [31] ŠOLC, František a Luděk ŽALUD. Robotika, 2002 [cit. 2017-04-23]. Dostupné z: <http://media1.wgz.cz/files/media1:5100dca52f8f1.pdf.upl/Robotika.pdf>
- [32] QUEOROS, R., F. Correa ALEGRIA, P. Silva GIRAO a A. Cruz SERRA. Cross-Correlation and Sine-Fitting Techniques for High-Resolution Ultrasonic Ranging. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, ročník 59, č. 12, Dec 2010: s. 3227–3236, ISSN 0018-9456, DOI:10.1109/TIM.2010.2047305. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?arnumber=5466029>
- [33] SIEGWART, Roland. *Introduction to autonomous mobile robots*, 1. vyd.

Massachusetts: MIT Press, 2004, 321 s. ISBN 02-621-9502-X.

Dostupné z: http://www.robotee.com/EBooks/Introduction_to_Autonomous_Mobile_Robots.pdf

- [34] SKOBELEVA, A., V. UGRINOVSKII a I. PETERSEN. Extended Kalman Filter for indoor and outdoor localization of a wheeled mobile robot. In: *2016 Australian Control Conference (AuCC)*, Nov 2016, s. 212–216, DOI: 10.1109/AUCC.2016.7868190.

Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?arnumber=7868190>

- [35] STOKLÁSEK, Petr. *Převodník pro piezoelektrické snímače*. Brno, 2015. Bachelářská práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií.

- [36] ŠVEJDA, Martin. *Kinematika robotických architektur*. Plzeň, 2011.

Dostupné z: <http://home.zcu.cz/~msvejda/URM/materialy/KinematikaRobotArchitektur.pdf> Práce ke státní doktorské zkoušce. Západočeská univerzita v Plzni.

- [37] WOODMAN, Oliver J.. An introduction to inertial navigation. Technická Zpráva UCAM-CL-TR-696, address, Srpen 2007.

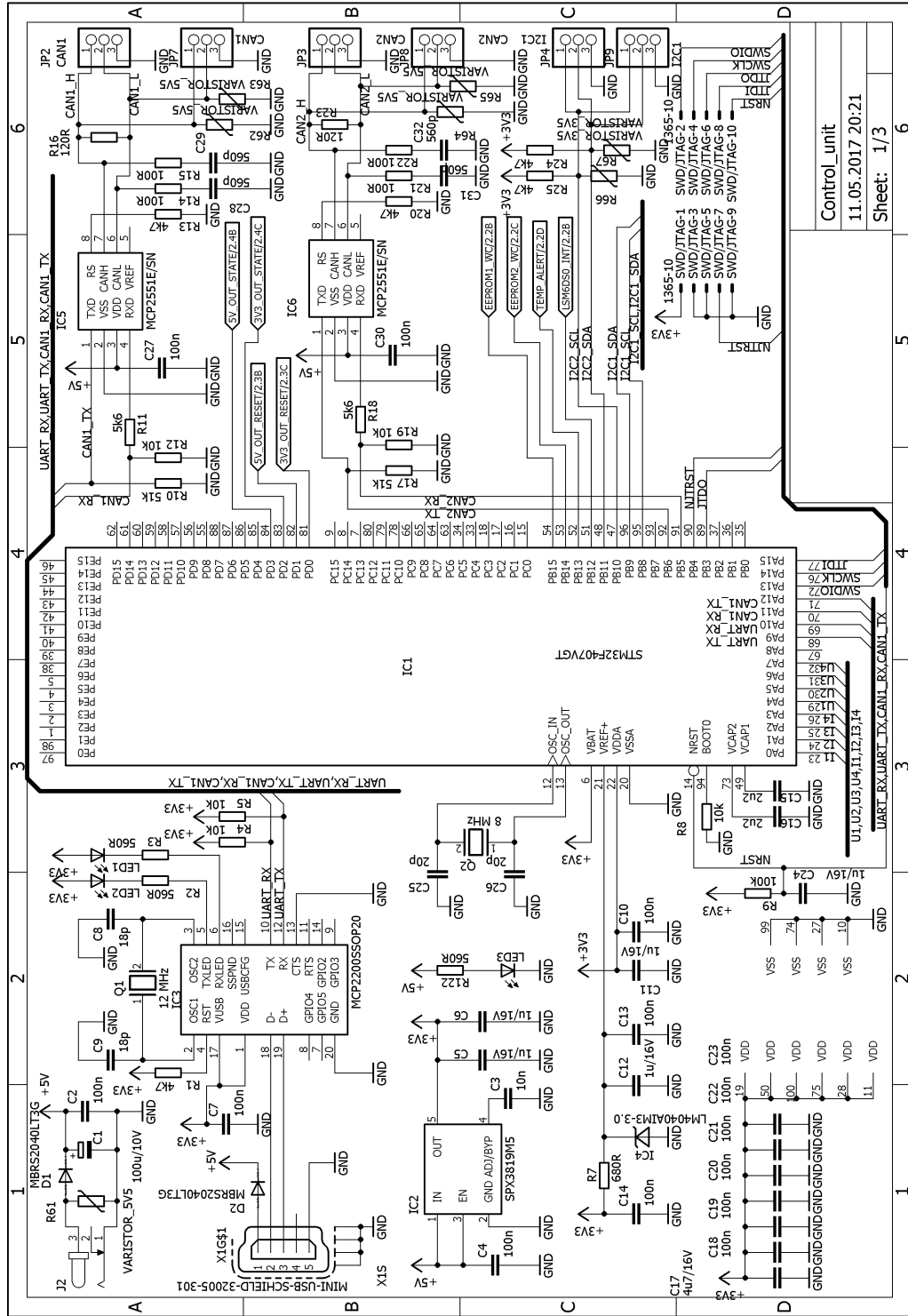
Dostupné z: <http://www.cl.cam.ac.uk/techreports/UCAM-CL-TR-696.pdf>

A Obsah příloženého CD

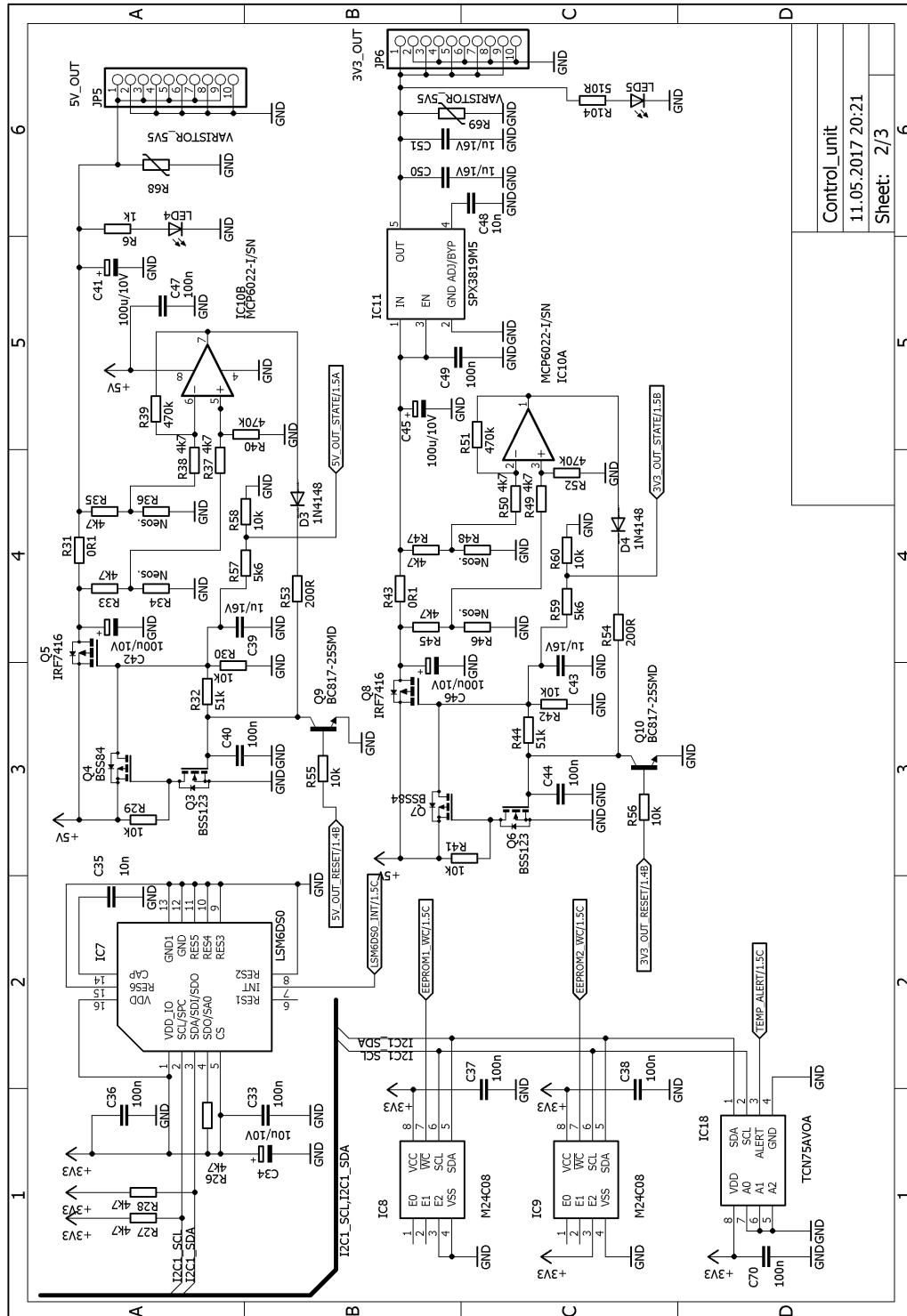
Příložené CD obsahuje:

- text diplomové práce
 - diplomova_prace_2017_Jan_Kredba.pdf
- výkresovou dokumentaci navrženého hardwaru řídicí jednotky
 - schéma elektrického zapojení (ve formátu .sch, EAGLE 8.1.0)
 - návrh desky plošných spojů (ve formátu .brd, EAGLE 8.1.0)
- výkresovou dokumentaci navrženého hardwaru ultrazvukového senzoru
 - schéma elektrického zapojení (ve formátu .sch, EAGLE 8.1.0)
 - návrh desky plošných spojů (ve formátu .brd, EAGLE 8.1.0)
- katalogové listy použitých součástek
- program mikroprocesoru řídicí jednotky (v programovacím jazyce C, IDE Keil μ Vision 5)
- program mikroprocesoru ultrazvukového senzoru (v programovacím jazyce C, IDE Keil μ Vision 5)

B Zapojení hardwaru řídicí jednotky (1/3)

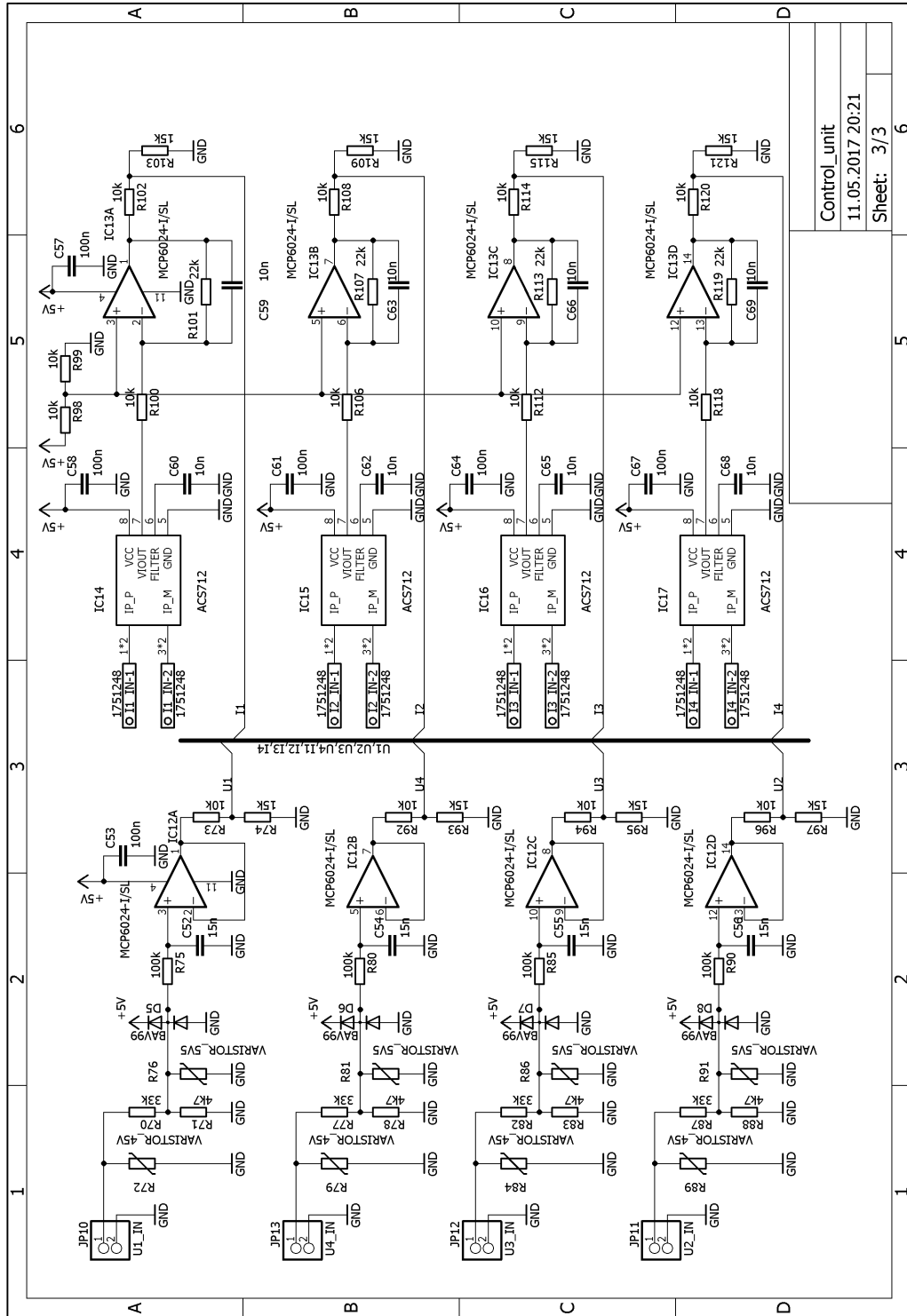


C Zapojení hardwaru řídicí jednotky (2/3)

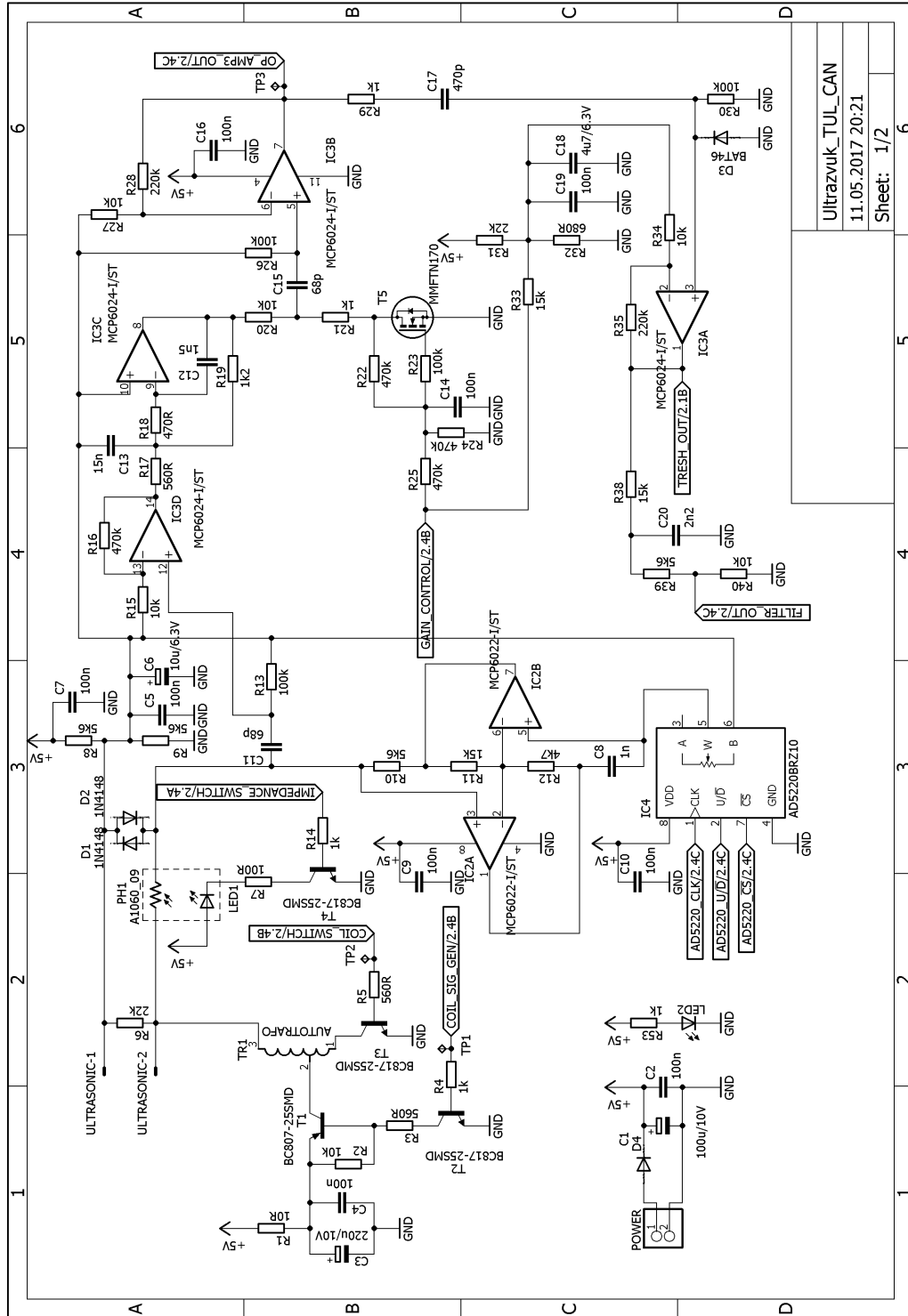


Control_unit
11.05.2017 20:21
Sheet: 2/3

D Zapojení hardwaru řídicí jednotky (3/3)



E Zapojení hardwaru ultrazvuk. senzoru (1/2)



Ultrazvuk_TUL_CAN
11.05.2017 20:21
Sheet: 1/2

F Zapojení hardwaru ultrazvuk. senzoru (2/2)

