

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA STROJNÍHO INŽENÝRSTVÍ
ÚSTAV MECHANIKY TĚLES, MECHATRONIKY A
BIOMECHANIKY

FACULTY OF MECHANICAL ENGINEERING
INSTITUTE OF SOLID MECHANICS, MECHATRONICS AND
BIOMECHANICS

Řízení laboratorního modelu nestabilního balancujícího vozidla

Control of laboratory model of unstable balancing vehicle

DIPLOMOVÁ PRÁCE
MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE
AUTHOR

Bc. PETR HORÁK

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR

Ing. ROBERT GREPL, Ph.D.

BRNO 2011

Vysoké učení technické v Brně, Fakulta strojního inženýrství

Ústav mechaniky těles, mechatroniky a biomechaniky

Akademický rok: 2010/11

ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

student(ka): Bc. Petr Horák

který/která studuje v **magisterském studijním programu**

obor: **Mechatronika (3906T001)**

Ředitel ústavu Vám v souladu se zákonem č.111/1998 o vysokých školách a se Studijním a zkušebním řádem VUT v Brně určuje následující téma diplomové práce:

Řízení laboratorního modelu nestabilního balancujícího vozidla

v anglickém jazyce:

Control of laboratory model of unstable balancing vehicle

Stručná charakteristika problematiky úkolu:

Práce se bude zabývat návrhem řízení zmenšeného laboratorního modelu nestabilního dopravního prostředku typu Segway. Laboratorní model je vybaven dvěma DC motory. V první fázi vývoje se předpokládá řízení přes I/O kartu MF624 a RT Toolbox v Simulinku, finální implementace bude provedena na mikrokontroléru PIC.

Cíle diplomové práce:

- 1) Návrh a výroba výkonové a řídicí elektroniky potřebné pro chod modelu při řízení z karty MF624.
- 2) Identifikace systému na základě naměřených I/O dat (tvorba matematického modelu a odhad jeho parametrů).
- 3) Návrh a implementace PID regulátoru (náklon vozidla je zjištěn pomocí komplementárního filtru).
- 4) Návrh a implementace stavového regulátoru (náklon vozidla je zjištěn pomocí stavového pozorovatele).
- 5) Porovnání obou variant řízení z hlediska přesnosti a robustnosti regulace.
- 6) Realizace řízení pomocí mikrokontroléru PIC a bezdrátové komunikace s nadřazeným PC.

Seznam odborné literatury:

- Valášek, M.: Mechatronika, Vydavatelství ČVUT 1995
- Noskovič: Modelování a identifikace systémů
- Skalický, J. Teorie řízení 1. 1.vyd. Brno, 2002, ISBN 80-214-2112-6
- Švejda, P. Modelování dynamiky a řízení dvoukolového nestabilního transportního prostředku (Diplomová práce). Brno: Vysoké učení technické, 2007.

Vedoucí diplomové práce: Ing. Robert Grepl, Ph.D.

Termín odevzdání diplomové práce je stanoven časovým plánem akademického roku 2010/11.

V Brně, dne 15.11.2010



prof. Ing. Jindřich Petruška, CSc.
Ředitel ústavu

prof. RNDr. Miroslav Doupovec, CSc.
Děkan

Anotace

Tento diplomový projekt je součástí projektu HUMMER. Projekt se zabývá prací tří studentů na vývoji nestabilního dvoukolového vozítka typu Segway a jeho zmenšeného laboratorního modelu. Tato práce se zabývá oživením laboratorního modelu, návrhem jeho řízení a realizací jeho ovládání (podrobnější rozdělení úkolů na projektu je uvedeno níže).

Na začátku práce je uvedena rešeršní studie. Ve své první části se zabývá podobnými modely ve světě, jejich konstrukcí a způsobem řízení. V další části rešerše následuje popis reálného modelu a odvození jeho základních rovnic, v poslední části je pak uveden princip činnosti některých použitých senzorů.

Dalším krokem byl výběr a návrh potřebné elektroniky. V příslušné kapitole jsou popsány veškeré navrhované elektronické moduly a použité senzory. Jsou zde také uvedeny parametry baterie či poháněcích servomotorů.

Následujícím úkolem byl odhad parametrů soustavy. Odhad byl prováděn po částech. V kapitole je detailně popsán způsob měření dat i sestavování estimačního modelu.

Předposledním krokem byl návrh PID a LQR řízení modelu pomocí I/O karty MF 624 a jejich porovnání. Následoval výběr lepšího regulátoru a jeho následná implementace na mikrokontrolér. Posledním krokem pak byla realizace ovládání jízdy modelu pomocí joysticku a nadřazeného PC.

Klíčová slova

Segway, Matlab Simulink 2009b, I/O karta Humusoft MF 624, Real Time Toolbox 4.0, Kerhuel toolbox, odhad parametrů, mikroprocesor dsPIC, akcelerometr, gyroskop

Annotation

This diploma thesis is a part of HUMMER project. The project deals with three student's development of two-wheeled unstable vehicle Segway type and its diminished laboratory model. This thesis deals with reviviscence of laboratory model, design of its control and realization of its actuating (a more detailed breakdown of tasks in the project is shown below).

At the beginning of the work is presented reviewed study. The first part of study deals with similar models in the world, their construction and way of control. In the next part of reviewed study follows description of a real model and derivation of model basic equations, in the last part of search is given principle of operation of some used sensors.

The next step was the selection and design of required electronics. In this capture are described all designed electronic modules and used sensors. There are also given parameters of used batteries and motors.

The next task was the estimation of system parameters. The estimation was made by sections, in the capture is in detail described way of measuring data and structuring of estimation model.

The penultimate step was design of PID and LQR controller using I/O card MF 624 and their comparing. Following thing was choice of better regulator and its implementation to the microprocessor. The last step was the realization of actuating driving of model by joystick and supreme PC.

Keywords

Segway, Matlab Simulink 2009b, I / O card Humusoft MF 624, Real Time Toolbox 4.0, Kerhuel Toolbox, estimate parameters, microprocessor dsPIC, accelerometer, gyroscope

Bibliografická citace mé práce

HORÁK, P. *Řízení laboratorního modelu nestabilního balancujícího vozidla*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta strojního inženýrství, 2011. 76 s. Vedoucí diplomové práce Ing. Robert Grepl, Ph.D.

Poděkování

Tímto bych chtěl poděkovat všem lidem, kteří mi pomáhali s celou realizací diplomového projektu, především pak vedoucímu diplomové práce Ing. Robertu Greplovi, Ph.D za cenné rady a připomínky.

Dále pak děkuji celé své rodině i přátelům za podporu při dosavadním studiu i tvorbě této práce.

Čestné Prohlášení

Prohlašuji, že jsem celou diplomovou práci včetně příloh vypracoval samostatně a uvedl jsem všechny použité zdroje a literaturu.

.....
Bc. Petr Horák

V Černé Hoře dne:

Obsah

1	ÚVOD.....	16
2	ORGANIZACE TÝMOVÉ PRÁCE	17
3	REŠERŠNÍ STUDIE.....	18
3.1	Podobné modely	18
3.1.1	NXTway-GS	18
3.1.2	Balancing a two-wheeled autonomous robot.....	19
3.2	Konstrukce laboratorního modelu	20
3.3	Matematický popis laboratorního modelu	22
3.3.1	Určení rychlosti kyvadla	23
3.3.2	Lagrangeovy rovnice II.druhu	24
3.3.3	Maticový zápis	27
3.4	Použité senzory	27
3.4.1	Náklon modelu.....	27
3.4.2	Otáčky kol.....	28
3.4.3	Proud motory	28
3.5	Kerhuel toolbox.....	29
4	NÁVRH A VÝBĚR POTŘEBNÉ ELEKTRONIKY.....	30
4.1	Senzorika	31
4.1.1	Akcelerometr	31
4.1.2	Gyroskop.....	31
4.1.3	Enkodéry	32
4.1.4	Propojovací modul.....	33
4.2	Motory.....	33
4.3	Vyvažovací servomotor	34
4.4	Napájení.....	34
4.5	Výkonová elektronika.....	35
4.5.1	Výkonový modul VNH3SP30	35

4.5.2	Výkonový modul L298N	42
4.6	Oddělovací modul	43
4.7	Elektronika mikroprocesoru	43
4.7.1	ACU	43
4.7.2	dsPIC board.....	44
5	ODHAD PARAMETRŮ SOUSTAVY	47
5.1	Odhad parametrů motoru.....	47
5.1.1	Rovnice motoru.....	47
5.1.2	Sestavení modelu motoru.....	49
5.1.3	Měření estimačních dat	52
5.1.4	Odhad parametrů motoru	53
5.2	Odhad parametrů kola a kostry modelu	53
5.2.1	Odhad parametrů kola.....	53
5.2.2	Odhad parametrů těla modelu	54
6	NÁVRH REGULÁTORŮ	56
6.1	Návrh PID stabilizace pomocí MF624	56
6.1.1	Přepočet napěťových vstupů senzorů	56
6.1.2	Návrh PID regulátoru.....	58
6.1.3	Realizace řízení pomocí joysticku	59
6.2	Návrh LQR stabilizace pomocí MF 624	60
6.2.1	Návrh LQR regulátoru	60
6.2.2	Návrh stavového pozorovatele.....	62
6.3	Porovnání navržených regulátorů.....	63
7	IMPLEMENTACE PID REGULÁTORU NA μC DSPIC	66
7.1	Přepočet napěťových signálů.....	66
7.2	Implementace PID regulátoru	67
7.2.1	Nastavení periférií mikroprocesoru	67
7.2.2	Sestavení modelu	67
7.3	Řízení jízdy modelu pomocí joysticku	68

7.3.1	Komunikace modelu s PC pomocí rozhraní UART	68
7.3.2	Realizace jízdy	69
7.3.3	Realizace zatáčení	70
7.4	Bezpečnostní algoritmy	70
7.5	Aplikace řídicího algoritmu na μC	71
8	ZÁVĚR	72
9	POUŽITÁ LITERATURA	74
10	POUŽITÝ SOFTWARE	76
11	SEZNAM PŘÍLOH	76

PŘÍLOHY

Seznam obrázků

obr. 3.1: <i>NXTway-GS [3]</i>	18
obr. 3.2: <i>Balancing a two-wheeled autonomous robot [4]</i>	19
obr. 3.3: <i>Finální návrh laboratorního modelu</i>	20
obr. 3.4: <i>Segment kola</i>	21
obr. 3.5: <i>Zobrazení jednotlivých veličin [2]</i>	22
obr. 3.6: <i>Vyjádření rychlosti $\vec{v}_2$</i>	23
obr. 3.7: <i>Princip Hallova jevu [7]</i>	28
obr. 4.1: <i>Schéma propojení jednotlivých elektronických modulů</i>	30
obr. 4.2: <i>Výstup z gyroskopu nefiltrovaný/filtrovaný</i>	32
obr. 4.3: <i>Modul gyroskopu</i>	32
obr. 4.4: <i>Vyvažovací servomotor</i>	34
obr. 4.5: <i>Napěťový výstup z LEMů na A/D převodníku karty MF 624</i>	36
obr. 4.6: <i>Napěťový výstup z LEMu při zapojeném servomotoru (horní průběh), řídicí PWM signál (dolní průběh)</i>	36
obr. 4.7: <i>Napěťový výstup z LEMu při zapojeném motoru Graupner (horní průběh), řídicí PWM signál (dolní průběh)</i>	37
obr. 4.8: <i>Napěťový výstup z LEMu při zapojeném servomotoru a aplikaci RC filtru (horní průběh), řídicí PWM signál (dolní průběh)</i>	38
obr. 4.9: <i>Napěťový výstup z LEMů na A/D převodníku karty MF624 po aplikaci RC filtru</i>	38
obr. 4.10: <i>Průběh řídicího PWM signálu (horní průběh, střída 25%) a napětí na svorkách motoru (dolní průběh)</i>	39
obr. 4.11: <i>Průběh řídicího PWM signálu (horní průběh, střída 50%) a napětí na svorkách motoru (dolní průběh)</i>	39
obr. 4.12: <i>Závislost napětí na svorkách motoru na střídě PWM signálu</i>	40
obr. 4.13: <i>Průběh napětí a proudu motorem</i>	40
obr. 4.14: <i>Průběh napětí a proudu motorem v režimu přerušovaných proudů</i>	41
obr. 4.15: <i>Výkonový modul L298N</i>	42
obr. 4.16: <i>dsPIC board s procesorovou jednotkou ACU</i>	46
obr. 5.1: <i>Závislost otáček motoru na napájecím napětí</i>	47
obr. 5.2: <i>Schéma soustavy pohonu</i>	50
obr. 5.3: <i>Sestavení estimačního modelu motoru v programu Matlab Simulink</i>	52

obr. 5.4: <i>Způsob uchycení modelu při měření estimačních dat při odhadu parametrů kostry modelu.....</i>	54
obr. 6.1: <i>Proměřování závislosti výstupního napětí osy y akcelerometru na úhlu natočení modelu.....</i>	57
obr. 6.2: <i>Stabilizace modelu do svislé polohy pomocí PID regulátoru</i>	59
obr. 6.3: <i>Stabilizace modelu do svislé polohy pomocí LQR regulátoru</i>	62
obr. 6.4: <i>Porovnání navržených regulátorů z hlediska stabilizace do svislé polohy.....</i>	64
obr. 6.5: <i>Porovnání navržených regulátorů z hlediska odezvy na skokovou změnu požadovaného náklonu</i>	64
obr. 7.1: <i>Stabilizace modelu do svislé polohy pomocí PID regulátoru implementovaného na mikrokontroléru</i>	68

Použité symboly a zkratky

A/D	analogově digitální
ACU	procesorová jednotka (Axel Control Unit)
DPS	deska plošných spojů
dsPIC	řada mikroprocesorů společnosti Microchip
I/O	vstupně/výstupní (Input/Output)
LQR	lineární kvadratický regulátor (Linear Quadratic Regulátor)
Mechlab	Mechatronická laboratoř ústavu mechaniky těles, mechatroniky a biomechaniky VUT v Brně
MEMS	technologie výroby mikro-mechanických prvků
MF 624	multifunkční I/O karta firmy Humusoft
MLW	běžně používaný počítačový konektor
PWM	pulsně šířková modulace (Pulse Width Modulation)
QEI	rozhraní mikroprocesoru pro připojení enkodéru (Quadrature Encoder Interface)
UART	zařízení pro sériovou komunikaci (Universal Asynchronous Receiver/ Transmitter)
μ C	mikrokontrolér
3D	trojdimenzionální
A	Ampér, jednotka elektrického proudu
CPR	tiky za otáčku (Counts Per Revolution)
DC	stejnosměrný proud (Direct Current)
F	Farad, jednotka elektrické kapacity
g	gravitační zrychlení
GND	uzemnění (Ground)
H	Henry, jednotka indukčnosti
Hz	Hertz, jednotka frekvence
kg	kilogram, jednotka hmotnosti
Nm	Newtonmetr, jednotka kroutícího momentu
Ω	Ohm, jednotka odporu
s	sekunda, jednotka času
V	Volt, jednotka elektrického napětí

1 ÚVOD

Dvoukolová vozítka typu Segway Personal Transporter (dále jen Segway) firmy Segway Inc. [1] se díky unikátnímu způsobu řešení dopravního prostředku staly fenoménem posledních několika let. Tato vozítka pracující na principu inverzního kyvadla se stala zajímavou inspirací pro mnohé univerzitní projekty či amatérské konstruktéry. Jejich snahou je pochopení základního principu řízení celého systému, návrh vlastního řídicího algoritmu a jeho následná aplikace na svoji originální konstrukci. Během posledních let se objevilo nejen mnoho projektů zaměřených na výrobu reálného dopravního prostředku, ale také velké množství projektů zmenšených modelů. Princip řízení zmenšenin je totožný s reálným vozidlem, jejich nespornou výhodou jsou však několikanásobně nižší finanční náklady.

Tato diplomová práce byla fenoménem Segway inspirována. Jejím cílem je vytvoření malého funkčního laboratorního modelu dvoukolového vozítka. Základem je pochopení zpracování signálů ze senzorů, principu řízení a jeho aplikace na reálný laboratorní model. Jedná se v podstatě o zmenšeninu dopravního prostředku Segway řízenou pomocí joysticku. Smysl malého modelu spočívá v jednoduché možnosti testování různých řídicích algoritmů a zpracování signálů, které lze následně použít u projektů reálných dvoukolových přepravních prostředků.

Model vozítka byl převzat z projektu Keywátka II, pokračování diplomového projektu Ing. Pavla Švejdy [2]. K dispozici byly rovněž i dva servomotory pro pohon modelu (jedná se o upravené servomotory s převodovkou, bez řídicí elektroniky). Práce se tedy zabývala výběrem vhodných senzorů, úpravou jednotlivých signálů, návrhem potřebné elektroniky a následným návrhem algoritmů nutných k řízení modelu a jejich aplikací na mikrokontrolér. První pokusy se senzory a regulací byly prováděny pomocí I/O karty Humusoft MF 624, finální řízení bylo již realizováno na mikrokontroléru dsPIC .

2 ORGANIZACE TÝMOVÉ PRÁCE

Cíl týmového projektu HUMMER byl předem rozdělen na dvě části. První částí je realizace reálného funkčního přepravního prostředku typu Segway. Touto částí se zabývali studenti Bc. Jan Štěpánek a Bc. František Zouhar. Další částí, kterou se zabývá tato diplomová práce, je oživení nestabilního dvoukolového laboratorního modelu. Motivace práce v týmu je zřejmá. Obě dvě části projektu se zabývají podobnými způsoby řízení. Výhodou tohoto rozdělení je pak jednoduchá možnost návrhu či testování řídicích či ochranných algoritmů pomocí laboratorního modelu. Body zadání jednotlivých diplomových prací byly předem jasně stanoveny. Je však jasné, že dílčí přínosy jednotlivých členů týmu mohou být použity ve všech pracích, bude na ně tedy odkazováno.

Tato diplomová práce se zabývala následujícími body:

- návrhem a výrobou elektroniky nutné k chodu laboratorního modelu (výkonová část pro buzení motorů, signálová část pro napájení jednotlivých senzorických modulů)
- identifikací parametrů laboratorního modelu
- návrhem řídicích algoritmů (PID regulátor, stavový regulátor)
- porovnáním navržených regulátorů a implementací výsledného řízení na μC dsPIC
- realizací bezdrátového řízení modelu

Práce Bc. Jana Štěpánka spočívala v:

- identifikaci parametrů testovací i finální platformy
- volbě vhodné sensoriky a zpracování signálů
- vývojem a implementací řídicího algoritmu na mikroprocesor dsPIC
- vývojem a implementací bezpečnostních algoritmů

Práce Bc. Františka Zouhara se zabývala:

- návrhem konstrukce testovací a finální platformy
- modelováním vozidla a simulačním návrhem řízení
- aplikací řízení na finální platformu – porovnáním chování různých regulátorů
- návrhem a realizací doplňkové elektroniky

3 REŠERŠNÍ STUDIE

3.1 Podobné modely

Tato část rešeršní studie se zabývá stručným popisem realizace podobných projektů nestabilních dvoukolových vozítek ve světě.

3.1.1 NXTway-GS

Jedná se o projekt dvoukolého nestabilního robota autora Yorihiisa Yamamoto z Cybernet Systems Cosporation. Jak je patrné z obr. 3.1, model se skládá z dílů LEGO Mindstorms NXT. Cílem projektu tedy nebylo navrhnout zbrusu nového robota, ale spíše popsat problematiku tvorby matematického popisu a návrhu řídicího algoritmu. Autor se v článku také důkladně věnuje tvorbě samotného modelu a řídicího algoritmu v prostředí Matlab Simulink.



obr. 3.1: NXTway-GS [3]

Robot je vybaven ultrazvukovým senzorem vzdálenosti (horní část), dvěma DC motory s integrovanými enkodéry a jedním gyroskopem. K popisu modelu byly použity Lagrangeovy rovnice II. druhu, podle nichž autor následně navrhl stavový regulátor, který rozšířil o P regulátor pro synchronizaci otáčení kol. Celý algoritmus řízení je aplikován na mikroprocesoru ATME1, ovládání jízdy robota prostřednictvím gamepadu je pak realizováno pomocí bluetooth.

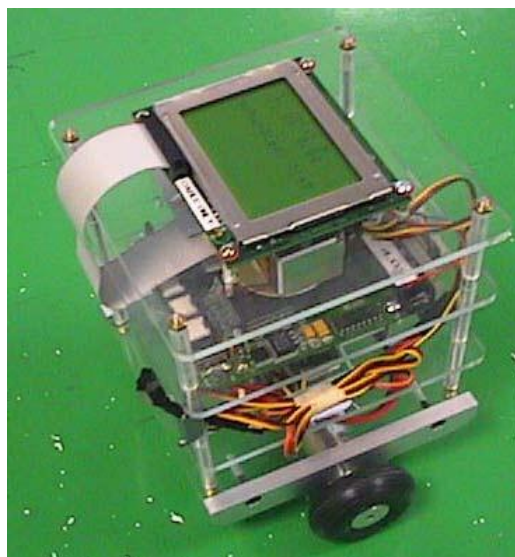
Zjišťování náklonu robota je zde prováděno jen pomocí gyroskopu. Princip spočívá v dopočítávání driftu gyroskopu z předchozího výpočetního kroku pomocí speciálně sestaveného filtru. Správnou funkčnost filtru zajišťuje odladění jedné konstanty. K té autor

uvádí, že je rozdílná pro různé senzory. Algoritmus odhadu konstanty však již neprezentoval.

[3]

3.1.2 Balancing a two-wheeled autonomous robot

Tento dvoukolový nestabilní robot je výsledkem závěrečné práce studenta Rich Chi Ooi na University of Western Australia. Cílem projektu byl návrh a realizace řízení nestabilního vozítka založeného na principu inverzního kyvadla.



obr. 3.2: *Balancing a two-wheeled autonomous robot* [4]

K pohonu modelu byly použity dva DC motory s integrovanou převodovkou, jako nutné senzory pro správnou funkci modelu byly pak vybrány gyroskop firmy HITEC a digitální inklinometr SEIKA N3. Náklon modelu je zjišťován gyroskopem, jeho drift je pak kompenzován pomocí inklinometru a Kalmanova filtru.

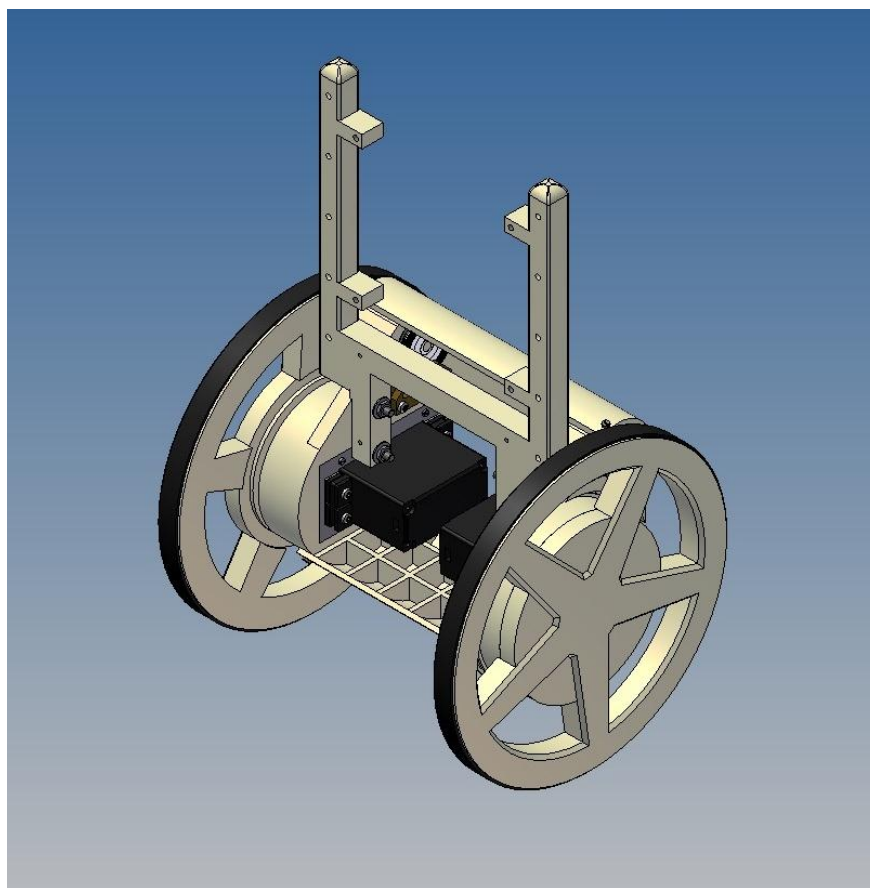
Pro stabilizaci celé platformy byly navrženy tři regulátory: LQR, PID a regulátor navržený pomocí umístování pólů. Jejich návrh byl prováděn v Matlabu pomocí matematického popisu reálné platformy. Ten byl sestaven pomocí Newtonových pohybových rovnic, modely obou motorů pak vycházejí z rovnic pro stejnosměrný motor s permanentními magnety. Navržené řídicí algoritmy byly implementovány na platformu Eybot.

[4]

3.2 Konstrukce laboratorního modelu

Laboratorní model pro tuto diplomovou práci byl výsledkem pokračování diplomového projektu Ing. Pavla Švejdy. Jeho autorem je Ing. Pavel Zezula, který při návrhu modelu Keywátka II v programu SolidWorks zohledňoval následující požadavky na konstrukci:

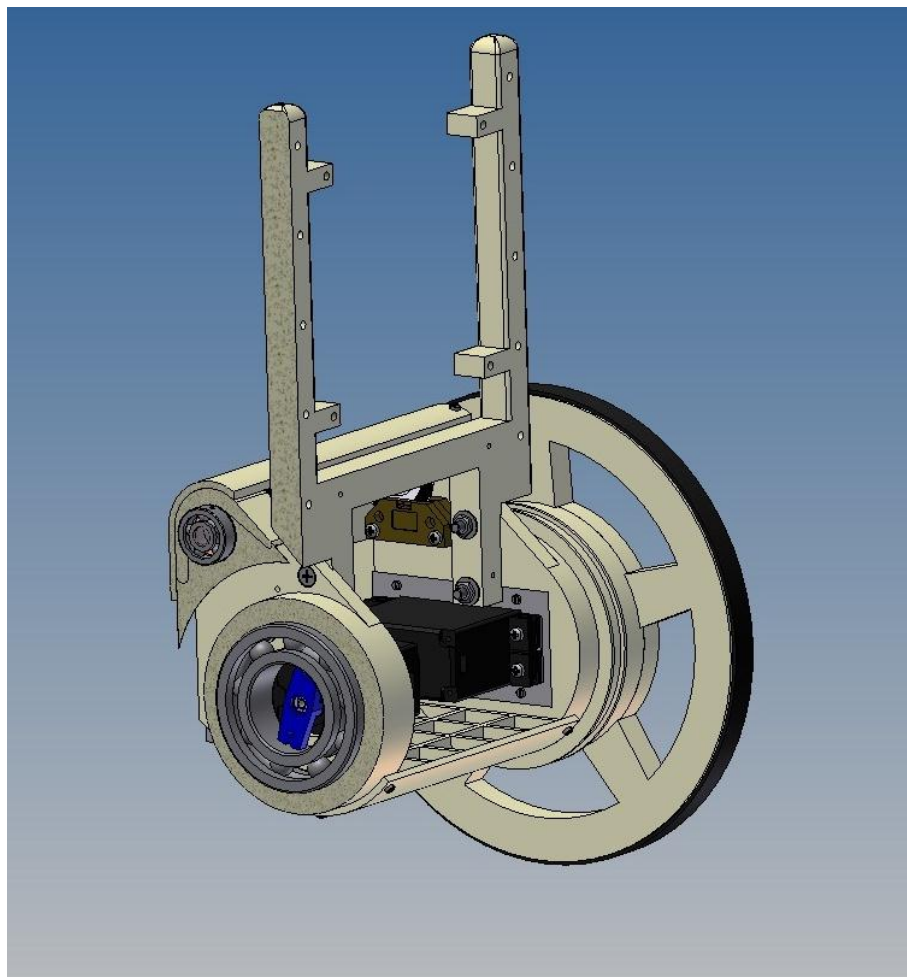
- pohon modelu pomocí dvou servomotorů
- přenos momentu na kolo pomocí kovové páky umístěné v náboji kola
- umístění enkodérů tak, aby nedocházelo k optickému rušení
- umístění akcelerometru v ose kol (náklonu modelu)
- možnost připevnění další potřebné elektroniky



obr. 3.3: *Finální návrh laboratorního modelu*

Hlavními částmi finálního návrhu jsou kostra, segmenty uchycení kol a samotná kola. Ta se skládají ze dvou na sebe přišroubovaných částí a vložené páky pro přenos kroutícího momentu motoru. Přenos momentu kol na hřídelky jednotlivých enkodérů je

realizován pomocí gumových pásek, zamezení optického rušení enkodérů pak pomocí horního krytu. Pro zpevnění konstrukce ve spodní části byla přidána další krycí část.



obr. 3.4: *Segment kola*

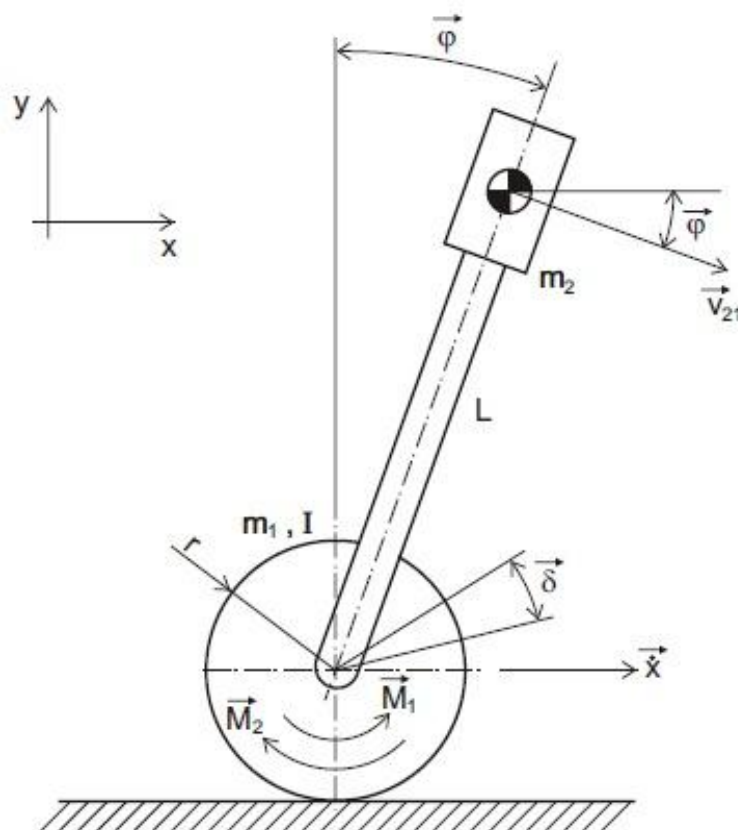
K uchycení hřídelí enkodérů a jednotlivých kol ke svým segmentům byla použita kuličková ložiska. Provedení celého uchycení kola je patrné z obrázku obr. 3.4 (modře je zvýrazněna páka pro přenos momentu motoru na kolo).

Požadavek na umístění akcelerometru do osy kol je realizován pomocí nástavce, který je přišroubován k propojovacímu modulu (viz. kapitola 4.1.4).

Výsledný návrh byl fyzicky realizován z materiálu polyamid takzvaným 3D tiskem, cena výroby se pohybovala kolem 6000 Kč. Vzhledem k přesnosti 3D tisku však bylo nutné plochy určené k uložení ložisek následně obrobit. Po sešroubování všech komponent je hmotnost modelu bez elektroniky zhruba 0,5 kg, přičemž většina hmotnosti je soustředěna ve spodní části vozítka.

3.3 Matematický popis laboratorního modelu

Návrh regulátorů laboratorního modelu byl realizován pomocí programu Matlab Simulink a jeho nástavby SimMechanics. Pro sestavení simulačního modelu v programu SimMechanics je však nutné znát matematický popis reálné soustavy. K sestavení základního popisu bylo použito Lagrangeových rovnic II. druhu, podle kterých lze sestavit pohybové rovnice soustavy hmotných bodů za použití tzv. zobecněných souřadnic. Při sestavování rovnic bylo vycházeno z obr. 3.5:



obr. 3.5: Zobrazení jednotlivých veličin [2]

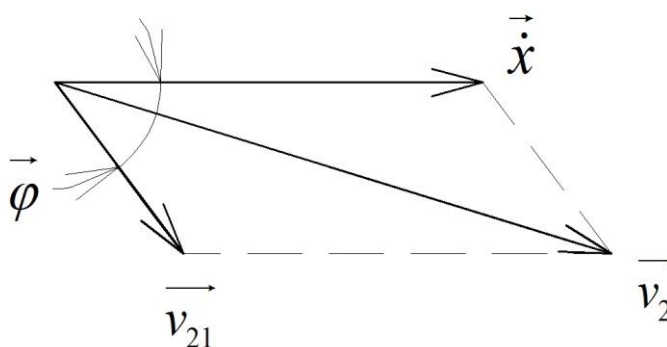
kde:

m_1	hmotnost kola $[kg]$
m_2	hmotnost kyvadla $[kg]$
M_1	moment kola $[Nm]$
M_2	moment kyvadla $[Nm]$
I	moment setrvačnosti kola $[kg \cdot m^2]$
L	vzdálenost těžiště kola a kyvadla $[m]$

r	poloměr kola $[m]$
δ	natočení kola $[rad]$
φ	natočení kyvadla $[rad]$
$\dot{x}$	translační rychlost kola $[m / s]$
v_{21}	obvodová rychlost kyvadla kolem kola $[m / s]$

3.3.1 Určení rychlosti kyvadla

Pro jednodušší odvození byla brána v úvahu jízda modelu po rovině a kyvadlo bylo reprezentováno jako hmotný bod umístěný do těžiště kyvadla. Nyní bylo potřeba určit rychlost pohybu tohoto hmotného bodu v_2 . Ta se skládá z translační rychlosti kola $\dot{x}$ a rotační rychlosti hmotného bodu (obvodové rychlosti) kolem kola v_{21} :



obr. 3.6: Vyjádření rychlosti $\vec{v}_2$

Pomocí obr. 3.6 byla vyjádřena rychlost v_2 v osách x a y :

$$\vec{v}_2 = \vec{\dot{x}} + \vec{v}_{21} \quad (3.1)$$

$$v_{2x} = \dot{x} + v_{21} \cos \varphi \quad (3.2)$$

$$v_{21} = L\dot{\varphi} \quad (3.3)$$

$$v_{2x} = \dot{x} + L\dot{\varphi} \cos \varphi \quad (3.4)$$

$$v_{2y} = v_{21} \sin \varphi \quad (3.5)$$

$$v_{2y} = L\dot{\varphi} \sin \varphi \quad (3.6)$$

Výsledná rychlost v_2 byla vypočítána následovně:

$$v_2^2 = v_{2x}^2 + v_{2y}^2 \quad (3.7)$$

$$v_2^2 = \dot{x}^2 + 2\dot{x}L\dot{\varphi}\cos\varphi + L^2\dot{\varphi}^2\cos^2\varphi + L^2\dot{\varphi}^2\sin^2\varphi \quad (3.8)$$

Rovnice 3.8 byla upravena do tvaru:

$$v_2^2 = \dot{x}^2 + 2\dot{x}L\dot{\varphi}\cos\varphi + L^2\dot{\varphi}^2(\cos^2\varphi + \sin^2\varphi) \quad (3.9)$$

kde:

$$\cos^2\varphi + \sin^2\varphi = 1 \quad (3.10)$$

3.3.2 Lagrangeovy rovnice II.druhu

Následovalo sestavení Lagrangeových rovnic II. druhu:

$$\frac{d}{dt} \cdot \left(\frac{\partial E_k}{\partial \dot{q}} \right) - \frac{\partial E_k}{\partial q} + \frac{\partial E_p}{\partial q} = \frac{\partial A}{\partial q} \quad (3.11)$$

kde:

E_k	kinetická energie soustavy
E_p	potenciální energie soustavy
A	práce soustavy
q	zobecněná souřadnice

Výpočet kinetické energie:

$$E_k = E_{k_kyvadlo} + E_{k_kolo} \quad (3.12)$$

$$E_{k_kyvadlo} = \frac{1}{2} m_2 v_2^2 \quad (3.13)$$

$$E_{k_kolo} = \frac{1}{2} m_1 \dot{x}^2 + \frac{1}{2} I \dot{\delta}^2 \quad (3.14)$$

Dosazením rovnic 3.13, 3.14 a 3.9 do rovnice 3.12 jsme obdrželi vztah:

$$E_k = \frac{1}{2} m_2 (\dot{x}^2 + 2\dot{x}L\dot{\varphi}\cos\varphi + L^2\dot{\varphi}^2) + \frac{1}{2} m_1 \dot{x}^2 + \frac{1}{2} I \dot{\delta}^2 \quad (3.15)$$

Rychlost otáčení kola:

$$\dot{\delta} = \frac{\dot{x}}{r} \quad (3.16)$$

Rovnici 3.15 lze tedy zapsat ve tvaru:

$$E_k = \frac{1}{2} m_2 \dot{x}^2 + m_2 \dot{x}L\dot{\varphi}\cos\varphi + \frac{1}{2} m_2 L^2 \dot{\varphi}^2 + \frac{1}{2} m_1 \dot{x}^2 + \frac{1}{2} I \left(\frac{\dot{x}}{r} \right)^2 \quad (3.17)$$

Následovala parciální derivace kinetické energie podle zobecněných souřadnic $q = x$, $\dot{q} = \dot{x}$ a $q = \varphi$, $\dot{q} = \dot{\varphi}$:

$$\frac{\partial E_k}{\partial x} = 0 \quad (3.18)$$

$$\frac{\partial E_k}{\partial \dot{x}} = m_2 \dot{x} + m_2 L \dot{\varphi} \cos \varphi + m_1 \dot{x} + \frac{I}{r^2} \dot{x} \quad (3.19)$$

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial E_k}{\partial \dot{x}} \right) = m_2 \ddot{x} + m_2 L \ddot{\varphi} \cos \varphi - m_2 L \dot{\varphi}^2 \sin \varphi + m_1 \ddot{x} + \frac{I}{r^2} \ddot{x} \quad (3.20)$$

$$\frac{\partial E_k}{\partial \varphi} = -m_2 \dot{x} L \dot{\varphi} \sin \varphi \quad (3.21)$$

$$\frac{\partial E_k}{\partial \dot{\varphi}} = m_2 \dot{x} L \cos \varphi + m_2 L^2 \dot{\varphi} \quad (3.22)$$

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial E_k}{\partial \dot{\varphi}} \right) = m_2 \ddot{x} L \cos \varphi - m_2 L \dot{x} \dot{\varphi} \sin \varphi + m_2 L^2 \ddot{\varphi} \quad (3.23)$$

Dalším krokem byl výpočet potenciální energie:

$$E_p = m_2 g h \quad (3.24)$$

kde g představuje gravitační zrychlení. Za nulovou hladinu potenciální energie byla zvolena osa otáčení kola, díky čemuž lze z obr. 3.5 určit vzdálenost h mezi touto hladinou a těžištěm kyvadla:

$$h = L \cos \varphi \quad (3.25)$$

Potenciální energie byla tedy zapsána jako:

$$E_p = m_2 g L \cos \varphi \quad (3.26)$$

Opět následovala parciální derivace potenciální energie podle zobecněných souřadnic $q = x$ a $q = \varphi$:

$$\frac{\partial E_p}{\partial x} = 0 \quad (3.27)$$

$$\frac{\partial E_p}{\partial \varphi} = -m_2 g L \sin \varphi \quad (3.28)$$

Pro dosazení do Lagrangeovy rovnice bylo nutné vyjádřit také práci A :

$$A = M_1 \delta + M_2 \varphi \quad (3.29)$$

Za předpokladu rovnosti momentů M_1 a M_2 (rovnovážný stav) byla vyjádřena takto:

$$A = M(\delta + \varphi) \quad (3.30)$$

kde:

$$\delta = \frac{x}{r} \quad (3.31)$$

Z rovnice 3.30 jsme tedy dostali práci A v následujícím tvaru:

$$A = M\left(\frac{x}{r} + \varphi\right) \quad (3.32)$$

Práce byla opět parciálně derivována podle zobecněných souřadnic $q = x$ a $q = \varphi$:

$$\frac{\partial A}{\partial x} = \frac{M}{r} \quad (3.33)$$

$$\frac{\partial A}{\partial \varphi} = M \quad (3.34)$$

Dosazením rovnic 3.18, 3.20, 3.27 a 3.33 do rovnice 3.11 jsme dostali Lagrangeovu rovnici II. druhu pro zobecněné souřadnice $q = x$ a $\dot{q} = \dot{x}$:

$$m_2 \ddot{x} + m_2 L \ddot{\varphi} \cos \varphi - m_2 L \dot{\varphi}^2 \sin \varphi + m_1 \ddot{x} + \frac{I}{r^2} \ddot{x} - 0 + 0 = \frac{M}{r} \quad (3.35)$$

Rovnice byla upravena do tvaru vhodného pro maticový zápis:

$$\ddot{x} + \frac{m_1}{m_2} \ddot{x} + \frac{I}{r^2 m_2} \ddot{x} + L \ddot{\varphi} \cos \varphi - L \dot{\varphi}^2 \sin \varphi = \frac{M}{r m_2} \quad (3.36)$$

$$\ddot{x} \left(1 + \frac{m_1}{m_2} + \frac{I}{r^2 m_2}\right) + L \ddot{\varphi} \cos \varphi - L \dot{\varphi}^2 \sin \varphi = \frac{M}{r m_2} \quad (3.37)$$

Dosazením rovnic 3.21, 3.23, 3.28 a 3.34 do rovnice 3.11 jsme dostali Lagrangeovu rovnici II. druhu pro zobecněné souřadnice $q = \varphi$ a $\dot{q} = \dot{\varphi}$:

$$m_2 \ddot{x} L \cos \varphi - m_2 L \dot{x} \dot{\varphi} \sin \varphi + m_2 L^2 \ddot{\varphi} + m_2 \dot{x} L \dot{\varphi} \sin \varphi - m_2 g L \sin \varphi = M \quad (3.38)$$

Rovnice byla opět upravena:

$$m_2 \ddot{x} L \cos \varphi + m_2 L^2 \ddot{\varphi} - m_2 g L \sin \varphi = M \quad (3.39)$$

$$\ddot{x} \cos \varphi + L \ddot{\varphi} - g \sin \varphi = \frac{M}{L m_2} \quad (3.40)$$

3.3.3 Maticový zápis

Výslednou soustavu pohybových rovnic reálného modelu tedy tvoří rovnice 3.37 a 3.40. Ty byly zapsány v maticovém tvaru:

$$\mathbf{M} \ddot{\mathbf{q}} = \mathbf{w} \quad (3.41)$$

kde:

- matice setrvačnosti

$$\mathbf{M} = \begin{bmatrix} 1 + \frac{m_1}{m_2} + \frac{I}{r^2 m_2} & L \cos \varphi \\ \cos \varphi & L \end{bmatrix} \quad (3.42)$$

- vektor zrychlení

$$\ddot{\mathbf{q}} = \begin{bmatrix} \ddot{x} \\ \ddot{\varphi} \end{bmatrix} \quad (3.43)$$

- vektor vnějších sil

$$\mathbf{w} = \begin{bmatrix} \frac{M}{r m_2} + L \dot{\varphi}^2 \sin \varphi \\ \frac{M}{L m_2} + g \sin \varphi \end{bmatrix} \quad (3.44)$$

[2]

3.4 Použité senzory

Při hledání vhodné sensoriky pro projekt nestabilního dvoukolového laboratorního modelu se vycházelo z předem definovaných požadavků na měření neznámých veličin:

- náklon celého modelu
- otáčky jednotlivých kol
- velikost proudů tekoucích jednotlivými motory

3.4.1 Náklon modelu

Pro zjišťování náklonu modelu se nabízelo použití MEMS akcelerometru, jehož napěťový výstup lze přímo přepočítat na natočení. Tento senzor je však velmi náchylný na šum a zákmity, které by následně mohly značně znesnadnit řízení celého modelu.

Další možností bylo použití MEMS gyroskopu, jehož napěťový výstup reprezentuje aktuální úhlovou rychlost, ze které lze integrací zjistit aktuální náklon. Problémem MEMS

gyroskopů je však tzv. drift. Reálný gyroskop totiž v absolutním klidu neudává nulovou úhlovou rychlost, ale kolem nulové hodnoty mírně osciluje. Tento fakt se projeví také v napěťovém výstupu senzoru, integrací výstupního signálu tak dostaneme neustále narůstající hodnotu. Z tohoto hlediska byla možnost použití samotného gyroskopu ke zjištění náklonu nereálná.

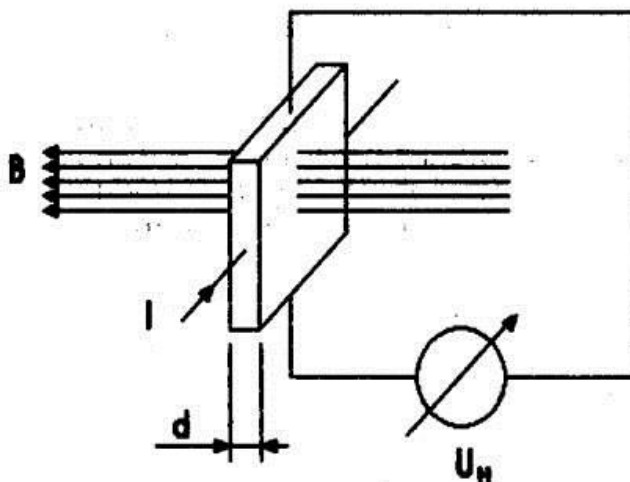
Problém zjištění náklonu byl vyřešen použitím obou senzorů a aplikací tzv. Complementary filtru [5], kde je gyroskop použit ke zjištění náklonu modelu, výstup akcelerometru pak slouží ke kompenzaci driftu gyroskopu. Popisu principu funkce jednotlivých senzorů i způsobu zjišťování náklonu modelu pomocí Complementary filtru se podrobněji věnuje ve své práci Bc. Jan Štěpánek.

3.4.2 Otáčky kol

Se snímáním otáček jednotlivých kol bylo počítáno již při výrobě modelu. Po průzkumu trhu byly vybrány dva optické dvoukanálové enkodéry HEDS 9100 s kovovými clonícími disky HEDS-5120A11. Tato konfigurace dává rozlišení 500 CPR (viz. [6]).

3.4.3 Proud motory

Při prvotních úvahách nad jednotlivými částmi diplomového projektu byl vznesen požadavek na měření proudu jednotlivými motory. Po prozkoumání trhu a konzultaci s vedoucím práce byl vybrán výrobek společnosti LEM LTS 6-NP. Jedná se o cenově dostupný a spolehlivý senzor, se kterým jsou již v Mechlabu zkušenosti.



obr. 3.7: Princip Hallova jevu [7]

Senzory LEM jsou založeny na principu tzv. Hallova jevu, kdy se za stálého působení elektrického a magnetického pole na polovodič na jeho jedné straně hromadí kladný náboj, na straně druhé pak náboj záporný. Protéká-li tedy polovodičovou destičkou

proud I a působí-li na destičku pole magnetické indukce B , pak lze na okrajích destičky naměřit tzv. Hallovo napětí U_H :

$$U_H = R_H \frac{IB}{d} \quad (3.45)$$

kde R_H je Hallova konstanta:

$$R_H = \frac{3}{8n_q q} \quad (3.46)$$

n_q představuje hustotu nosičů náboje, q pak elementární náboj.

Výstupem ze senzoru LEM je tedy zesílený napěťový signál (Hallovo napětí se pohybuje v řádu mV) lineárně závislý na velikosti proudu protékajícím senzorem.

[7]

3.5 Kerhuel toolbox

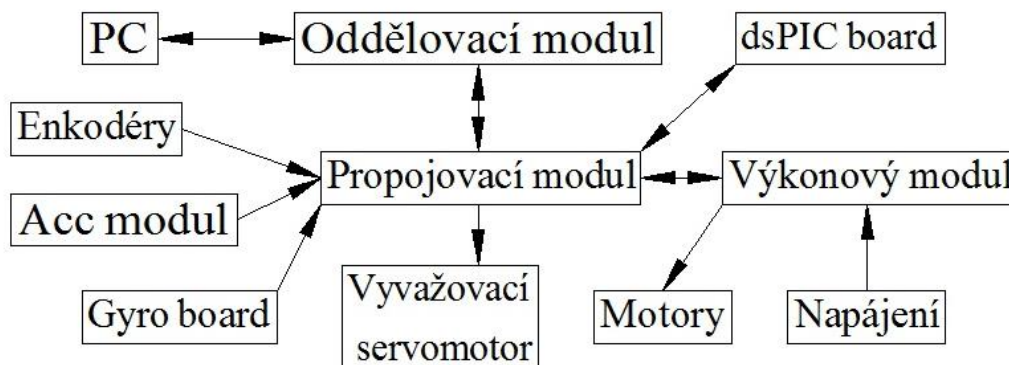
Kerhuel toolbox je nástroj pro Matlab Simulink vytvořený Lubinem Kerhuelem. Jedná se o toolbox, pomocí kterého lze za použití několika konfiguračních bloků jednoduše generovat C kód speciálně pro mikrokontroléry vyráběné společností Microchip. Program není nutno psát přímo v jazyce C, ale stačí jej uživatelsky mnohem příjemněji sestavit v programu Matlab Simulink a následně jej automaticky kompilovat. Výhodou toolboxu je, že sám pomocí vlastních bloků v Simulinku nastavuje jednotlivé periferie mikroprocesoru. Uživatel se tak může zaměřit spíše na samotný vývoj programu či řídicího algoritmu pro mikrokontrolér a o samotném mikroprocesoru nemusí mít detailní znalosti.

Toolbox je díky zpětné vazbě s uživateli neustále vyvíjen a doplňován o nové funkce, případně nové typy procesorů.

[8]

4 NÁVRH A VÝBĚR POTŘEBNÉ ELEKTRONIKY

Tato část práce je zaměřena na výběr jednotlivých součástek a návrh elektroniky nutné pro správnou funkci reálného vozítka. Je zde také uveden popis několika neočekávaných problémů a následný způsob jejich řešení.



obr. 4.1: Schéma propojení jednotlivých elektronických modulů

Na obr. 4.1 je zobrazeno propojení jednotlivých elektronických modulů modelu. Pro řízení jednotlivých motorů bylo nutné vyrobit vlastní výkonový člen, na který byly stanoveny následující požadavky:

- nezávislé řízení dvou servomotorů pomocí signálů PWM
- měření proudu motory pomocí senzorů LEM (možnost externího napájení – galvanické oddělení výstupu senzoru)
- připojení napájení pro celý model vozítka
- rozvod napájecího napětí do dalších modulů
- připojení motorů a napájení realizovat pomocí svorkovnice
- připojení k dalšímu modulu pomocí konektoru MLW

Mozkem celého vozítka je mikroprocesor. S ohledem na výkonovou a ostatní elektroniku byly stanoveny tyto základní požadavky na jeho vybavenost a výkonnost:

- generování PWM signálu pro motory (2x)
- generování PWM signálu pro servomotor (1x)
- analogové vstupy (8x)
- digitální výstupy (4x)
- UART komunikace (1x)

- QEI modul (2x)
- programovatelnost pomocí nástroje Kerhuel toolbox

4.1 Senzorika

Přípevnění jednotlivých senzorů k modelu, jejich napájení či propojení se zbytkem elektroniky bylo vyřešeno návrhem speciálních modulů a vlastní kabeláže.

4.1.1 Akcelerometr

Deska plošných spojů i se samotným akcelerometrem byla převzata z projektu Keywátka II. Jedná se o trojosý lineární akcelerometr firmy STMicroelectronics LIS3L02AS4. Akcelerometr je napájen napětím 3,3 V, spotřeba proudu je maximálně 1 mA. Měřicí rozsah senzoru je pomocí pinů nastaven na 2g. Měřený náklon promítnutý do jednotlivých os reprezentují jednotlivé napěťové výstupy akcelerometru v rozsahu 0 – 3,3 V.

[9]

Provedení desky umožňuje jak umístění akcelerometru do osy otáčení náklonu celého modelu (osy kol), tak i jeho natočení ve dvou polohách: kolmo vůči zemi ve směru osy x, nebo pod úhlem 45° vůči zemi ve směru osy x.

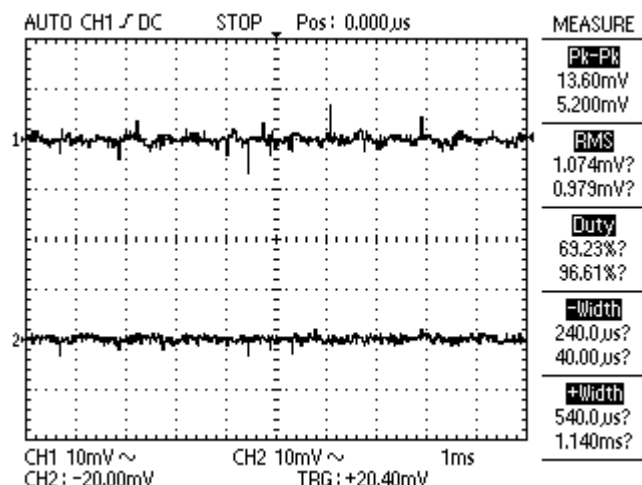
Elektrické schéma desky pro připojení akcelerometru je uvedeno v příloze B.

4.1.2 Gyroskop

Jako senzor úhlové rychlosti byl vybrán MEMS gyroskop firmy Analog Devices ADXRS150 dodávaný na evolution boardu. Senzor je napájen 5 V, při kterých odebírá proud 6 mA. Měřicí rozsah senzoru je pak $\pm 150^\circ/\text{s}$. Napěťový výstup gyroskopu při nulové úhlové rychlosti je 2,5 V (tato referenční nulová hodnota je také samostatně vyvedena).

[10]

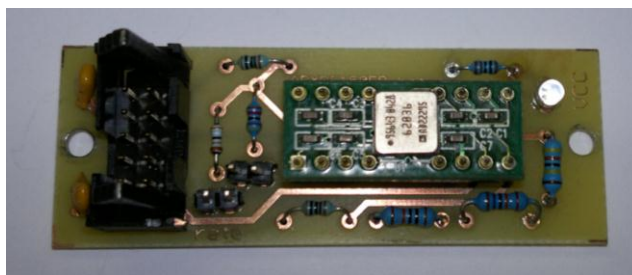
Pro připojení evolution boardu k ostatní elektronice byla navržena speciální deska s patičí, kabelové propojení je realizováno pomocí konektoru MLW. Při prvních pokusech s gyroskopem připojeným a napájeným pomocí I/O karty MF 624 byl na výstupu gyroskopu i jeho referenční hodnotě patrný šum. Karta je poměrně měkký napěťový zdroj, avšak i při napájení laboratorním zdrojem dosahoval šum zhruba 14 mV (viz horní průběh obr. 4.2).



obr. 4.2: Výstup z gyroskopu nefiltrovaný/filtrovaný

Zapojením jednoduchého RC filtru ($R = 100\Omega$, $C = 100nF$) na výstup gyroskopu i jeho referenční hodnotu se šum podařilo snížit na zhruba 5 mV (viz dolní průběh obr. 4.2).

Dále bylo dle datasheetu (viz. [10]) potřeba upravit hodnotu výstupu gyroskopu při nulové rychlosti na 2,5 V. To bylo provedeno zařazením 4,56 M Ω rezistoru mezi pin 3 a GND.



obr. 4.3: Modul gyroskopu

Elektrické schéma desky pro připojení gyroskopu je uvedeno v příloze A.

4.1.3 Enkodéry

Jak již bylo zmíněno v kapitole 3.4.2, ke zjišťování natočení jednotlivých kol byly použity dva enkodéry HEDS 9100 s kovovými clonicími disky HEDS-5120A11. Rozlišení takto navolené konfigurace je 500 CPR. Enkodéry jsou napájeny 5 V (napájecí proud je 57 mA), výstupem kanálů A a B jsou tedy digitální pětivoltové signály.

4.1.4 Propojovací modul

K napájení jednotlivých senzorů je použit tzv. propojovací modul. První pokusy a testy modelu probíhaly pomocí I/O karty MF 624, napájení modelu bylo však realizováno laboratorním zdrojem. Bylo tedy nutné galvanické oddělení výstupů senzorů. Toto je však u analogových výstupů ze senzorů problém, proto je na propojovacím modulu pomocí jumperů realizován přepínač mezi napájením celé sensoriky (včetně enkodérů) z výkonové části modelu nebo externě z karty MF 624.

Deska dále slouží k propojení jednotlivých elektronických modulů a senzorů pomocí konektorů MLW, v neposlední řadě je k ní také přišroubována deska plošných spojů s akcelerometrem.

Schéma DPS propojovacího modulu je uvedeno v příloze C.

4.2 Motory

K pohonu modelu slouží dvě modelářská serva Hitec HS-475HB. Z těch byla odstraněna veškerá elektronika. Zůstal jen motorek a převodovka, přičemž převodový poměr hřídel serva/hřídel motoru je 1/150.

Naměřené parametry motoru:

- průměrný odpor vinutí kotvy: $R = 1,4\Omega$
- vlastní indukčnost vinutí kotvy: $L = 13,5\mu H$
- kroutící moment motoru při 8 V: $M = 0,334Nm$
- mechanická konstanta motoru: $c\phi_{mech} = 9,146 \cdot 10^{-2} \left[\frac{Nm}{A} \right]$
- elektrická konstanta motoru: $c\phi_{el} = 5,736 \cdot 10^{-3} \left[\frac{V}{rad / s} \right]$

Odhadnuté parametry (pomocí Parameter estimation toolboxu v Matlabu, viz kapitola 5.1.4):

- moment setrvačnosti rotoru motoru: $J_M = 3,4601 \cdot 10^{-6} kg \cdot m^2$
- moment setrvačnosti převodovky: $J_p = 4 \cdot 10^{-7} kg \cdot m^2$
- koeficient suchého tření motoru: $B_M = 3,3591 \cdot 10^{-6} \frac{N \cdot s}{m}$
- koeficient suchého tření převodovky: $B_p = 9,4811 \cdot 10^{-3} \frac{N \cdot s}{m}$
- koeficient suchého tření: $T = 6,0436 \cdot 10^{-3} \frac{N \cdot s}{m}$

4.3 Vyvažovací servomotor

Z důvodu simulace náklonu člověka na reálném Segway byl v horní části modelu umístěn servomotor GSW PARK L se závažím (délka ramena $l = 10\text{cm}$, hmotnost závaží $m = 30\text{g}$). Servomotor je napájen napětím 5 V , při kterém je k dispozici maximální kroutící moment $M = 0,21\text{Nm}$.



obr. 4.4: Vyvažovací servomotor

4.4 Napájení

Pro první pokusy a ladění modelu byl k napájení použit běžný laboratorní zdroj stabilizovaného napětí, pro samostatný chod modelu bylo rozhodnuto použít modelářské baterie. Požadavkem bylo napětí $6 - 8\text{ V}$, dostatečná kapacita, rozumná velikost, hmotnost a cena. Po prozkoumání trhu byla zakoupena modelářská baterie G2 RAY Li-Pol $1600\text{mAh}/7.4\text{ 26C Air pack}$:

- Lithium-polymerový akumulátor (Li-Pol)
- jmenovitá kapacita 1600 mAh
- jmenovité napětí $7,4\text{ V}$
- dvoučlámkové uspořádání

Baterie byla dodatečně opatřena kolébkovým spínačem.

Mezi výhody Li-Pol baterie patří velmi malé samovybíjení a zhruba o polovinu menší hmotnost oproti běžným bateriím. Při jejím používání je však třeba brát také zřetel na nevýhody: relativně lehce poškoditelný obal z hliníkové fólie (při poškození může dojít k samovznícení baterie) a velké nároky na přesné vybíjení/nabíjení (je vhodné použít speciální nabíječku). Napětí na jednotlivých člancích by také nemělo klesnout pod hranici 3 V na článek.

4.5 Výkonová elektronika

4.5.1 Výkonový modul VNH3SP30

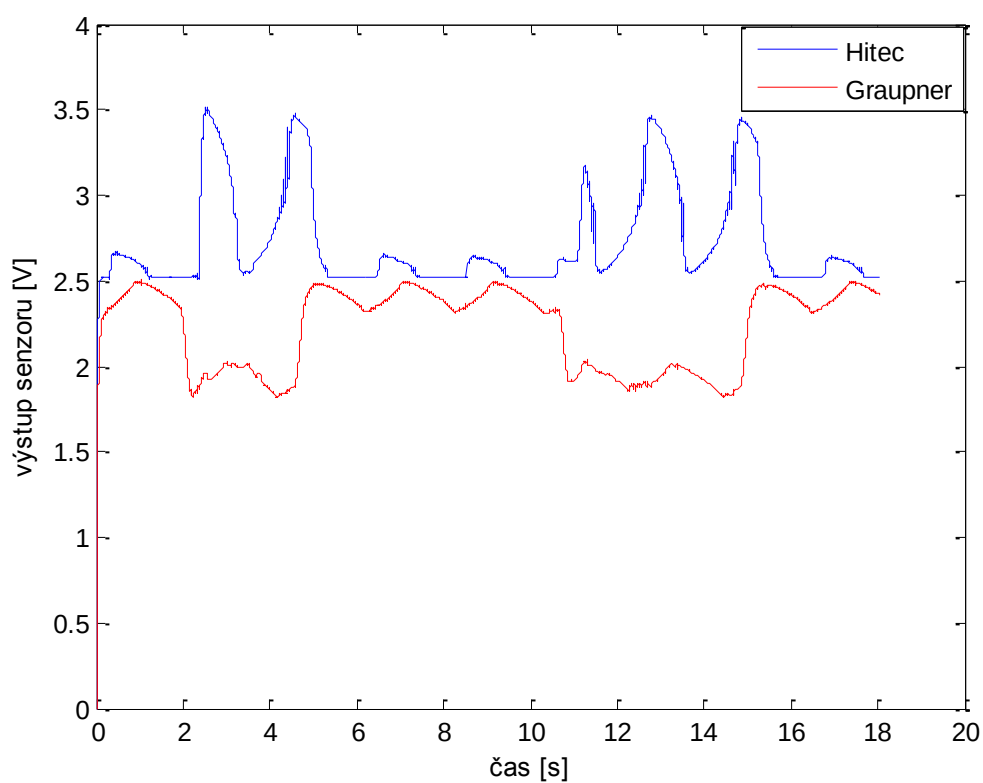
Po konzultaci s vedoucím práce a několika kolegy byly jako hlavní část modulu vybrány dva H-bridge VNH3SP30, každý pro jeden servomotor. Jedná se o plný můstek firmy STMicroelectronics s napájením až 40 V při 5 V logice, výstupní špičkový proud je pak až 30 A. Můstek je řízen PWM signálem a dalšími 4 logickými signály, přičemž směr otáčení či brzda je řízena logickými signály dle pravdivostní tabulky v datasheetu (viz. [11]).

Deska byla dále osazena dvěma senzory proudu LEM LTS 6-NP (propojením pinů byl nastaven rozsah 2 A) a stabilizátorem napájecího napětí na 5 V (logika můstků, napájení LEMů a prostřednictvím propojovacího modulu i ostatních senzorů). Na modul je pomocí konektorových kolíků přivedeno napětí 5 V z karty MF 624. Pomocí jumperů lze pak nastavit napájení senzorů proudu buď z výkonové části modulu nebo z karty MF 624 (galvanické oddělení napěťových výstupů LEMů při připojení modelu k počítači).

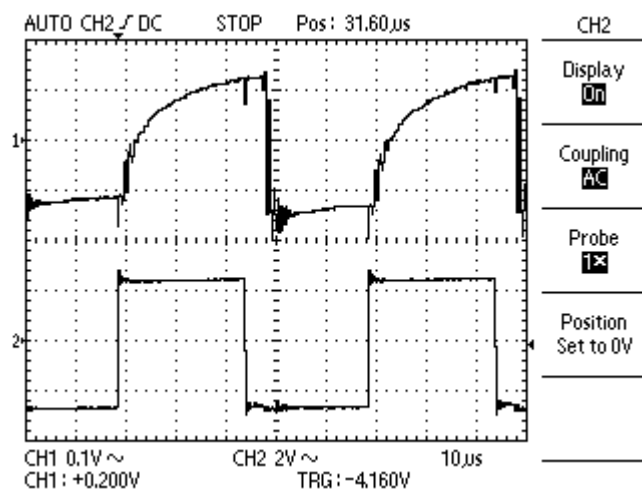
4.5.1.1 Proudový senzor

Při ožívování výkonového modulu pomocí karty MF 624 byl zjištěn následující problém: na modul byly připojeny servomotor Hitec a modelářský motor Graupner. Oba motory byly rozeběhnuty, následně pak v časech 2-5 s a 11-15 s zatíženy. Na A/D převodníku karty MF 624 byly očekávány konstantní napěťové výstupy proudových senzorů skokově se zvyšující při zatížení motorů. Naměřené průběhy napětí byly však odlišné, viz. obr. 4.5 (2,5 V představuje nulový proud motory, ty se kvůli přehlednosti grafu otáčejí vůči sobě opačným směrem). Na naměřených průbězích výstupních signálů senzorů proudu je patrné jakési pilovité zvlnění. Osciloskopem bylo zjištěno, že se tento jev opakuje se stejnou frekvencí, jakou mají řídicí PWM signály jednotlivých H-můstků (viz obr. 4.6 a obr. 4.7). Výstupní napěťové signály z jednotlivých senzorů proudu byly tedy ovlivněny řídicími PWM signály jednotlivých motorů.

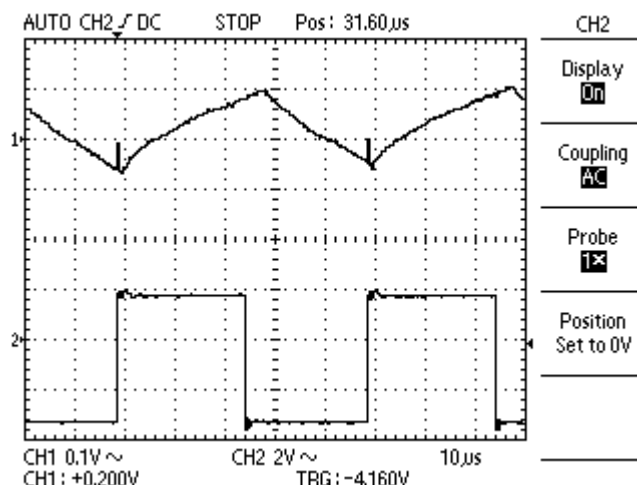
Důvodem rozdílné periody mezi průběhy naměřenými na A/D převodníku a osciloskopem je tzv. aliasing (viz. [12]). Frekvence řídicích PWM signálů byla 20 kHz, frekvence A/D převodníku pak byla pouze 1 kHz. Shodných průběhů na A/D převodníku a osciloskopu by bylo dosaženo nastavením frekvence převodníku minimálně dvakrát vyšší (viz. [12]), než byla frekvence PWM signálu. Toto nastavení však není vzhledem k parametrům převodníku možné.



obr. 4.5: Napěťový výstup z LEMů na A/D převodníku karty MF 624



obr. 4.6: Napěťový výstup z LEMu při zapojeném servomotoru (horní průběh), řídicí PWM signál (dolní průběh)



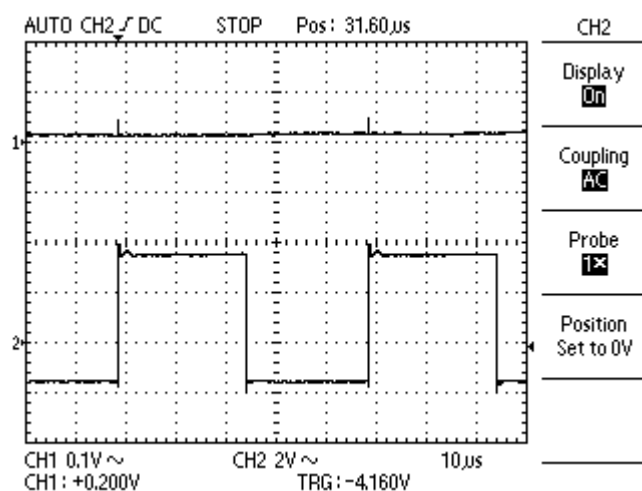
obr. 4.7: Napěťový výstup z LEMu při zapojeném motoru Graupner (horní průběh), řídicí PWM signál (dolní průběh)

Jak je zřejmé z obr. 4.6 a obr. 4.7, tvar výstupního napěťového signálu je rozdílný. Toto je způsobeno rozdílnou indukčností obou motorů ($L_{\text{servomotor}} = 13,5\mu H$, $L_{\text{Graupner}} = 180\mu H$). Je tedy patrné, že čím je větší indukčnost motoru, tím více je PWM signál z výstupu LEMu vyhlazován. Při dostatečně velké indukčnosti by se tedy sám motor stal jakýmsi filtrem a PWM rušení by z napěťového signálu vyhladil.

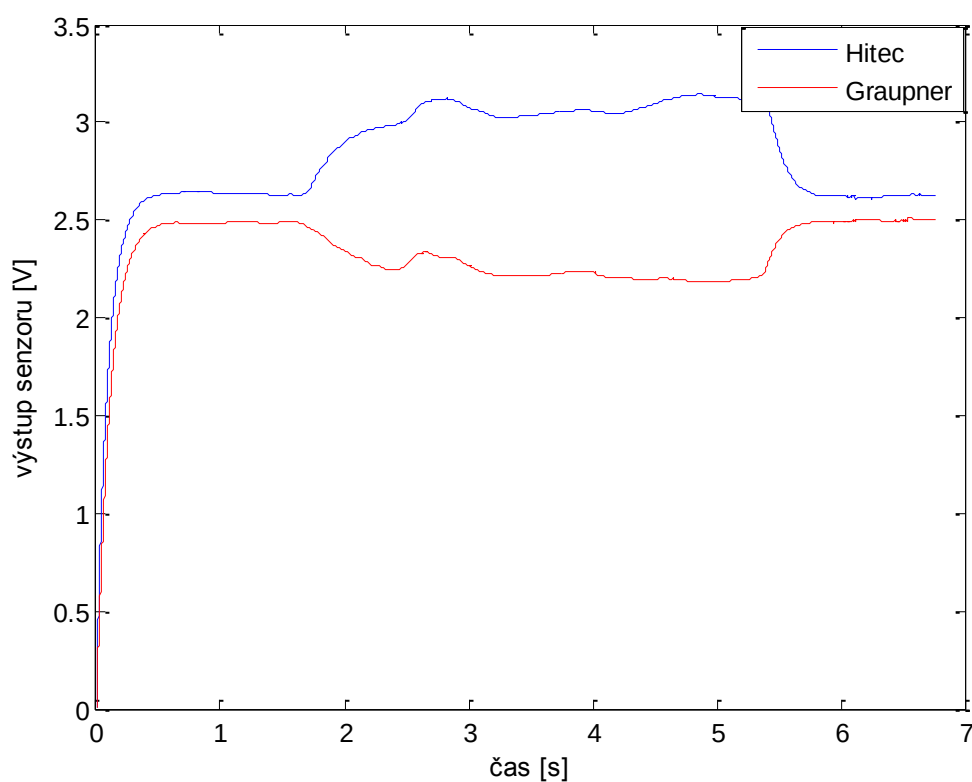
Odstranění PWM rušení z výstupního napěťového signálu LEMu (obr. 4.8) bylo dosaženo aplikací filtru s dolní propustí prvního řádu - RC filtru:

$$2\pi f = \frac{1}{RC} \quad (4.1)$$

Mezní frekvencí f propustnosti bylo s ohledem na používanou frekvenci A/D převodníku karty MF 624 (1 kHz) stanoveno 530 Hz ($R = 3000\Omega$, $C = 100nF$). Filtr byl aplikován na DPS výkonového modulu přímo na výstupy ze senzorů LEM. Takto upravený výstupní signál byl již bez problémů měřitelný také na A/D převodníku karty MF624 (viz obr. 4.9, motory byly rozběhnuty, v čase 2 – 5,5 s pak zatíženy).



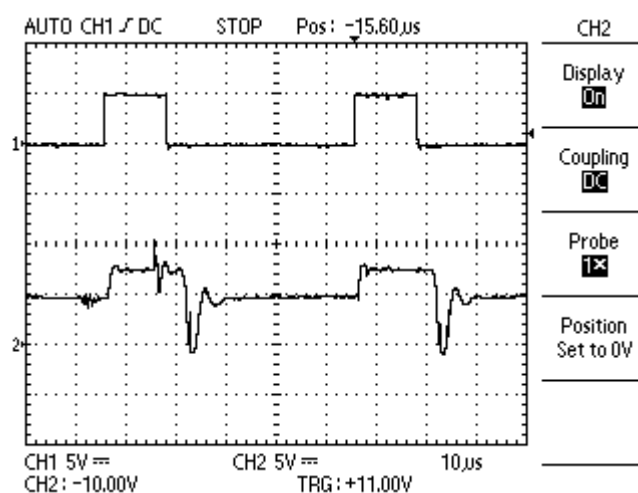
obr. 4.8: Napěťový výstup z LEMu při zapojeném servomotoru a aplikaci RC filtru (horní průběh), řídicí PWM signál (dolní průběh)



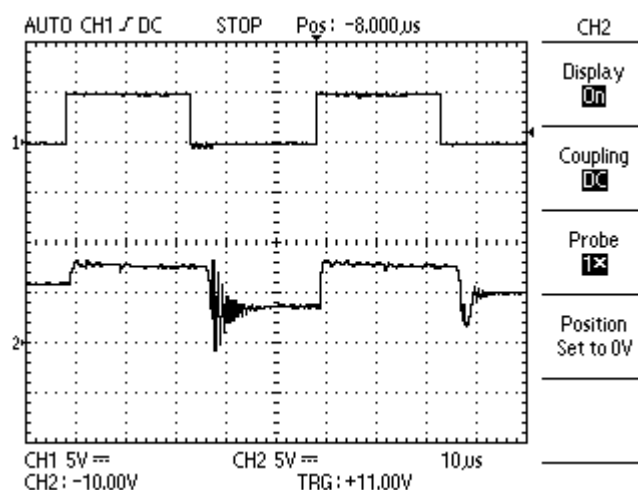
obr. 4.9: Napěťový výstup z LEMů na A/D převodníku karty MF 624 po aplikaci RC filtru

4.5.1.2 Přerušované proudy

Při bližším testování výkonového modulu byl zjištěn další problém. Napětí na motoru bylo značně nelineárně závislé na střídě řídicího PWM signálu. Při napájení modulu 8 V a střídě PWM signálu 25 % bylo na motoru naměřeno napětí 6 V (obr. 4.10), při střídě 50 % pak bylo napětí na svorkách motoru 7,1 V (obr. 4.11).

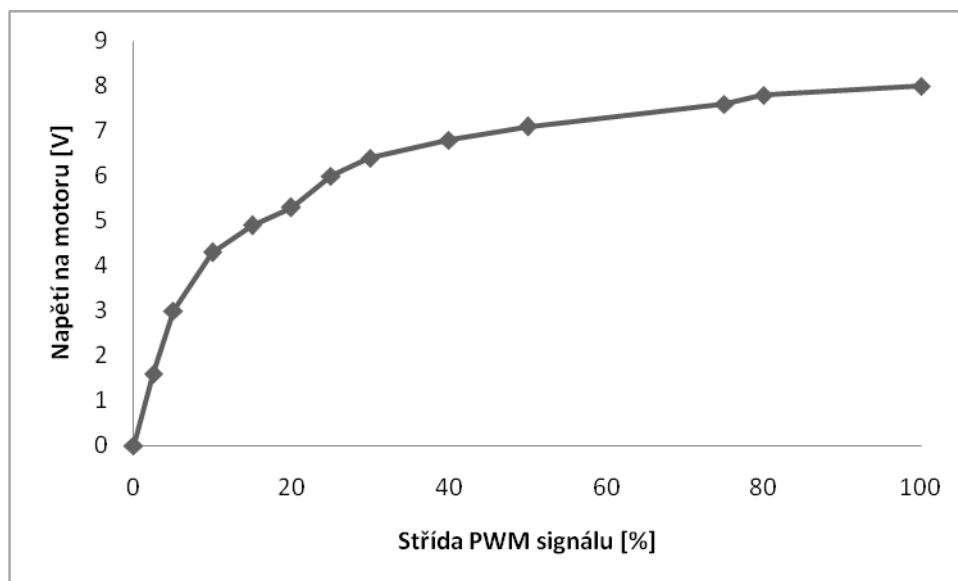


obr. 4.10: Průběh řídicího PWM signálu (horní průběh, střída 25%)
a napětí na svorkách motoru (dolní průběh)



obr. 4.11: Průběh řídicího PWM signálu (horní průběh, střída 50%)
a napětí na svorkách motoru (dolní průběh)

Při změně střídě 0 – 30 % se mění napětí na motoru v rozmezí 0 – 6 V, při střídě 30 – 100 % pak byla změna napětí na motoru jen 6 – 8 V. Naměřený průběh napětí na svorkách motoru v závislosti na střídě PWM signálu je patrný z obr. 4.12:



obr. 4.12: Závislost napětí na svorkách motoru na střídě PWM signálu

Tuto nelinearitu lze vysvětlit tzv. režimem přerušovaných proudů. Při řízení motoru pomocí PWM signálu je napětí na svorkách motoru dáno vztahem:

$$U_{motor} = s \cdot U_d \quad (4.2)$$

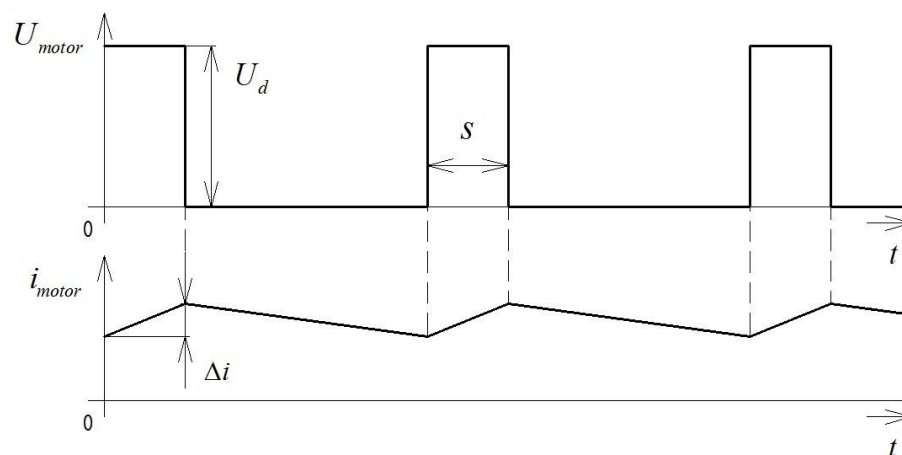
kde:

U_{motor} napětí na svorkách motoru [V]

U_d napájecí napětí [V]

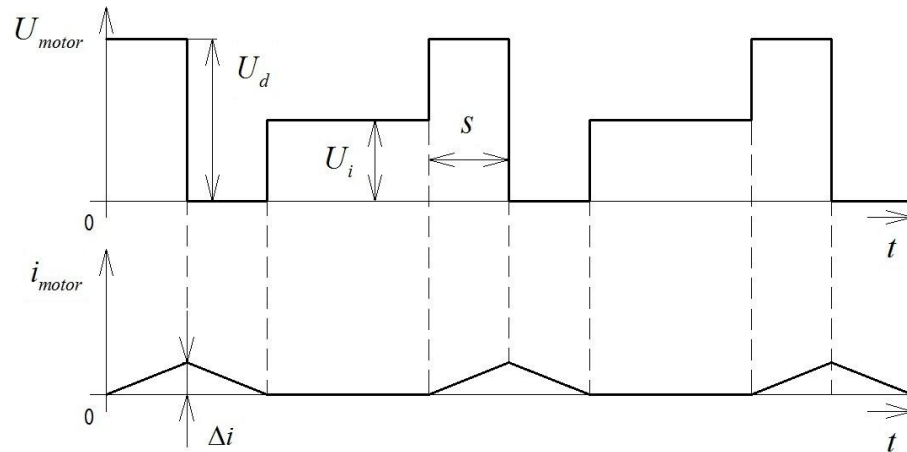
s střída PWM signálu [%]

Napětí na svorkách motoru a proud motorem pak mají následující průběh (i_{motor} je proud motorem, Δi představuje reálné zvlnění proudu motorem):



obr. 4.13: Průběh napětí a proudu motorem

Pokud však bude klesat velikost proudu motorem, nastane situace, kdy se spodní špičky zvlnění proudu Δi dotknou nuly. Při dalším poklesu proudu dojde k tzv. režimu přerušovaných proudů, viz. obr. 4.14:



obr. 4.14: Průběh napětí a proudu motorem v režimu přerušovaných proudů

Jak je patrné z obr. 4.14, pokud motorem neteče proud, zvedne se svorkové napětí motoru U_{motor} o indukované napětí U_i :

$$U_i = c\phi_{el} \cdot \omega \quad (4.3)$$

kde:

$$c\phi_{el} \quad \text{elektrická konstanta motoru} \left[\frac{\text{V}}{\text{rad / s}} \right]$$

$$\omega \quad \text{úhlová rychlost otáčení hřídele motoru} [\text{rad / s}]$$

Tento jev je způsoben konstrukcí výkonového H-můstku. Pokud je proud v obvodu nulový, jsou tranzistor i nulová dioda v můstku odpojeny. Svorky H-můstku tedy nejsou zkratovány, ale rozpojeny, na svorkovém napětí se tedy projeví indukované napětí motoru. [13]

Z principu režimu přerušovaných proudů je tedy jasné, že pokud motorem teče velmi malý proud (malá střída PWM signálu), je vliv indukovaného napětí na svorkové napětí motoru mnohem větší, než v případě větších proudů (vyšší střídy PWM), což vysvětluje již zmíněnou nelineární závislost svorkového napětí motoru na střídě řídicího PWM signálu.

Při buzení modelářského motoru Graupner či motoru Transmotec bylo pozorováno zlepšení chování (závislost napětí na svorkách motoru na střídě PWM signálu nebyla až tak nelineární), což lze vysvětlit větší indukčností obou motorů ($L_{servomotor} = 13,5 \mu\text{H}$,

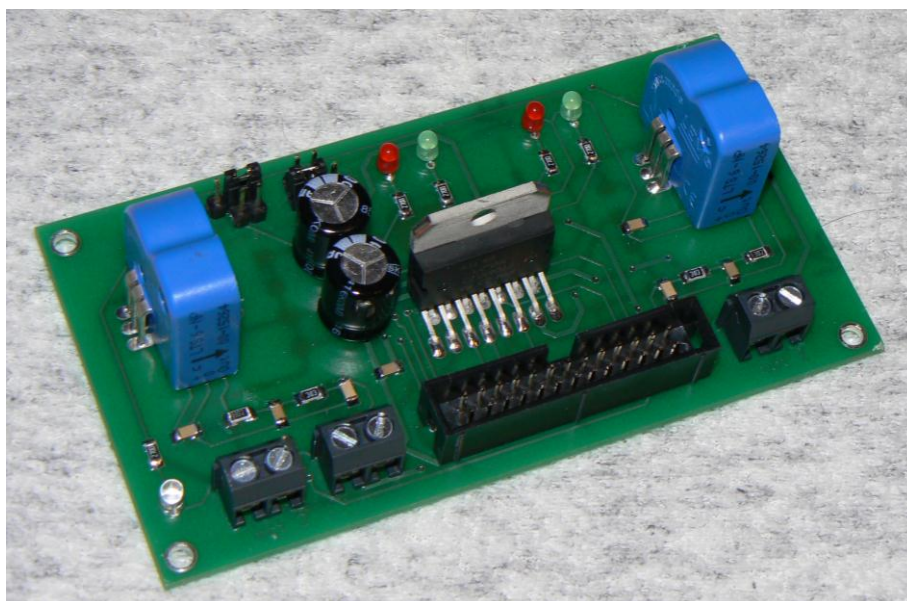
$L_{Graupner} = 180\mu H$, $L_{Transmotec} = 2,58mH$). Do obvodu se servomotorem byla tedy zařazena tlumivka, k výraznějšímu zlepšení chování soustavy však nedošlo.

4.5.2 Výkonový modul L298N

Z časových důvodů bylo po konzultaci s vedoucím práce přistoupeno k návrhu nového výkonového modulu. Jeho základ tvoří integrovaný výkonový obvod L298N společnosti STMicroelectronics. Ten byl ještě před návrhem samotného modulu důkladně otestován. Obvodem byl buzen servomotor, modelářský motor Graupner a motor Transmotec. Ve všech případech se pak motory chovaly dle očekávání, napětí na svorkách motoru bylo tedy podle rovnice 4.2 přímo úměrné střídě řídicího PWM signálu.

Obvod L298N dokáže nezávisle na sobě budit dva motory, přičemž dohromady poskytne až 4 A. Napájení je až 46 V při 5 V logice. K řízení jednotlivých motorů je zapotřebí PWM signálu a dalšího logického signálu. Kombinací jejich úrovní lze měnit směr otáčení, či aktivovat brzdu (viz. datasheet [14]). Enable každého motorového kanálu je pak ovládán vlastním logickým signálem.

Požadavky na návrh výkonového modulu zůstaly stejné jako v případě původního modulu (kapitola 4.5). Deska je rovněž osazena senzory proudu LEM LTS 6-NP s nastaveným měřicím rozsahem 2 A. Na napěťový výstup senzorů proudu byl opět aplikován RC filtr (viz. kapitola 4.5.1.1). Externí napájení senzorů proudu (galvanické oddělení výstupních signálů) je řešeno pomocí konektorových kolíků, přepínání mezi externím a výkonovým napájením je pak realizováno opět pomocí jumperů. K připojení výkonového modulu k propojovacímu modulu slouží konektor MLW 26G.



obr. 4.15: Výkonový modul L298N

Elektrické schéma navrženého výkonového modulu L298N je uvedeno v příloze D.

4.6 Oddělovací modul

První pokusy s reálným modelem včetně ladění prvních regulátorů probíhaly na počítači, k němuž byl model připojen pomocí I/O karty MF 624. Z tohoto důvodu bylo potřeba galvanicky oddělit řídicí signály pro výkonové obvody od výkonové části desky. K tomuto účelu byl navržen tzv. oddělovací modul. Kvůli samotnému galvanickému oddělení logických signálů je deska osazena jedenácti optočleny HCPL2601 (deska byla navrhována pro původní výkonový modul VNH3SP30 a vyvažovací servomotor). Při pozdější práci s modelem je pak potřeba brát zřetel na fakt, že použité optočleny na výstupu invertují vstupní signál.

Na desce je pomocí svorkovnice zpřístupněno napájecí napětí 5 V. To je vyvedeno přímo z karty MF 624 a slouží k napájení senzorů proudu LEM (rovněž z důvodu galvanického oddělení výstupních signálů senzorů).

Napětí 5 V z karty MF 624 je vyvedeno také na propojovací modul (opět kvůli napájení ostatních senzorů).

K propojovacímu modulu je deska připojena pomocí konektoru MLW. Připojení ke kartě MF 624 je realizováno pomocí konektoru CANON a speciální kabeláže.

Schéma DPS modulu je uvedeno v příloze E.

4.7 Elektronika mikroprocesoru

Základem při výběru vhodného mikroprocesoru byly předem stanovené požadavky na jeho vybavenost (viz. kapitola 4). Těmi byl výběr redukován na produkty společnosti Microchip, vybrán byl pak mikrokontrolér dsPIC33FJ128MC804.

4.7.1 ACU

K dispozici byla již hotová procesorová jednotka (ACU), prvotně navržená Ing. Josefem Vejlupkem pro diplomový projekt Car4. Jednotka je osazena následujícími komponenty:

- mikrokontrolér dsPIC33FJ128MC804
- krystalový oscilátor 20 MHz
- konektor pro programátor ICD3 (ICD2)
- resetovací tlačítko
- stabilizátor elektrického napětí na 3,3 V
- dva jumepry (přepínání vstupu dvou pinů mikroprocesoru při programování)

Vývod jednotlivých pinů procesoru včetně 3,3 V je realizován pomocí konektorových kolíků na spodní straně jednotky, její napájení je pak rovněž řešeno pomocí konektorových kolíků.

[15]

4.7.2 dsPIC board

Pro připojení procesorové jednotky k propojovacímu modulu bylo nutné navrhnout speciální desku plošných spojů dsPIC board. Při návrhu bylo potřeba brát zřetel na fakt, že výkonový modul včetně použitých enkodérů pracuje s pětivoltovou úrovní signálů. Rovněž napěťový výstup ze senzorů proudu a gyroskopu se pohybuje v rozmezí 0 – 5 V, použitý mikroprocesor dsPIC33FJ128MC804 však pracuje s logickou úrovní 3,3 V, přičemž maximální napětí na A/D převodníku procesoru je také 3,3 V. Před návrhem byly tedy stanoveny následující požadavky na dsPIC board:

- úprava napěťových úrovní vstupních analogových signálů na 3,3 V
- úprava napěťové úrovně vstupních digitálních signálů enkodérů na 3,3 V
- úprava napěťových úrovní výstupních řídicích signálů pro výkonový modul (včetně PWM signálů) na 5 V
- možnost komunikace mikrokontroléru s PC pomocí sériového portu
- možnost komunikace mikrokontroléru s PC pomocí bluetooth
- napájení procesorové jednotky ACU
- připojení k propojovacímu modulu pomocí konektoru MLW
- umístění na vozítku na místo oddělovacího modulu (podobné rozměry DPS)

4.7.2.1 Analogové signály

Před přivedením analogových výstupů z jednotlivých senzorů na A/D převodník mikrokontroléru bylo potřeba upravit jejich rozsah na 0 – 3,3 V. Toto bylo realizováno aplikací napěťového děliče na jednotlivé napěťové signály. Rovnice 4.4 zobrazuje přepočet výstupního napěťového signálu z gyroskopu:

$$U_{gyro_out} = U_{gyro} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} = 5 \cdot \frac{2200}{2200 + 1200} = 3,23V \quad (4.4)$$

kde:

U_{gyro_out} přepočtený napěťový signál gyroskopu [V]

U_{gyro} původní napěťový signál gyroskopu [V]

$R_1; R_2$ rezistory děliče [Ω]

Obdobným způsobem byly přepočítány rovněž napěťové signály z proudových senzorů LEM. Jako rezistor R_2 byl použit odpor RC filtru aplikovaný na výkonovém modulu (viz. kapitola 4.5.1.1), k němuž byl dopočítán odpor $R_1 = 5600\Omega$.

Na A/D převodník mikrokontroléru je rovněž přivedeno děličem přepočtené napájecí napětí (využití při aplikaci bezpečnostních algoritmů, viz. kapitola 7.4,

$R_1 = 5100\Omega, R_2 = 2700\Omega$) a napěťové výstupy jednotlivých os akcelerometru (ty vzhledem k rozsahu výstupního napětí jednotlivých os 0 – 3,3 V nemusely být přepočítány).

4.7.2.2 Digitální signály

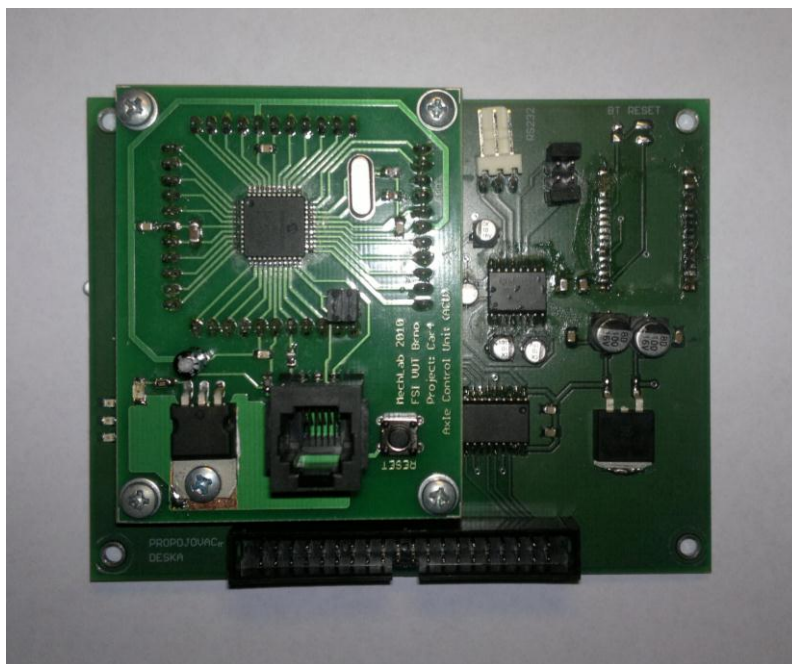
Změna napěťové úrovně výstupních digitálních signálů z obou enkodérů z 5 V na 3,3 V byla realizována pomocí obvodu 74LS245 společnosti Texas Instruments, ke změně napěťové úrovně řídicích logických signálů výkonového modulu včetně PWM signálů byl pak využit obvod 74HCT245 společnosti STMicroelectronics.

4.7.2.3 Komunikace mikrokontroléru s PC

Dalším požadavkem na dsPIC board je možnost komunikace mikrokontroléru s PC. Tento požadavek je řešen rozhraním UART na mikrokontroléru. Pomocí pinů 27 a 33 jsou z procesorové jednotky ACU vyvedeny signály Rx (receive data) a Tx (transmit data), obvodem MAX3232CSE je pak zvýšena napěťová úroveň obou signálů na 5 V. Takto upravené signály rozhraní jsou pomocí konektoru Molex a tenkého kabelu vlastní výroby připojeny přímo na sériový port PC (pin 2 a 3 na konektoru sériového portu počítače).

Komunikace modelu s PC pomocí bezdrátové technologie bluetooth byla řešena použitím bluetooth modulu Ryson BTM-110, později pomocí bluetooth modulu OEMSPA310 firmy connectBlue AB (důvod použití dvou modulů je blíže popsán v kapitole 7.3.1). Pro moduly bluetooth bylo na desce pomocí pájecích plošek vyvedeno napájecí napětí a jednotlivé signály UARTu.

Přepínání mezi připojením mikrokontroléru k obvodu MAX3232CSE (následně k PC) či k bluetooth modulu je vyřešeno pomocí jumeprů na dsPIC boardu.



obr. 4.16: *dsPIC board s procesorovou jednotkou ACU*

Napájení procesorové jednotky ACU i jednotlivých měničů napětových úrovní je řešeno pomocí stabilizátoru napájecího napětí na 5 V, samotné připojení procesorové jednotky k navrženému modulu je pak realizováno pomocí dutinkových lišt.

Elektrické schéma navrženého dsPIC boardu je uvedeno v příloze K.

5 ODHAD PARAMETRŮ SOUSTAVY

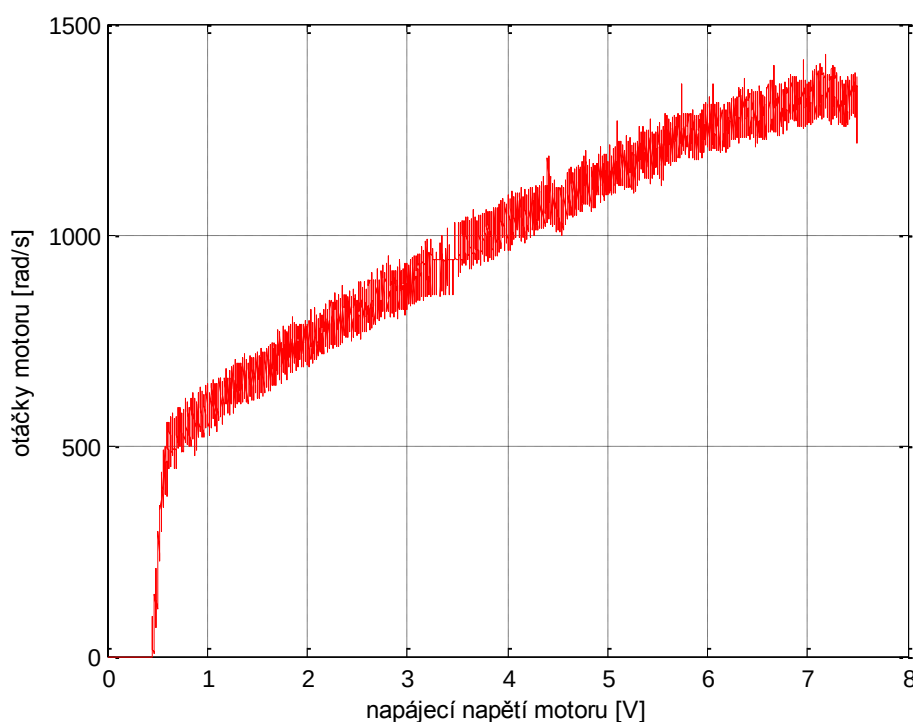
Dalším úkolem diplomové práce byl odhad parametrů soustavy. Návrh LQR regulátoru probíhal pomocí simulačního modelu sestaveného v SimMechanics (viz. kapitola 6.2), k sestavení co nejvěrnějšího simulačního modelu je však nutné znát všechny parametry soustavy. Parametry vozítka však vzhledem k výrobě na zakázku známy nebyly, stejně tak o použitých motorech bylo možné sehnat jen kusé informace. Bylo tedy přistoupeno k odhadu parametrů soustavy pomocí nástroje Simulinku Parameter estimation toolbox. Tento toolbox pracuje s předem naměřenými daty a matematickým popisem daného modelu, přičemž mění odhadované konstanty a pomocí několika matematických metod porovnává shodu odezvy modelu s naměřenými daty.

5.1 Odhad parametrů motoru

Vzhledem k počtu parametrů nutných k popisu reálného modelu je nesmyslné odhadovat všechny parametry najednou. Z tohoto důvodu byly nejprve odhadnuty parametry motoru.

5.1.1 Rovnice motoru

Z důvodu sestavení estimačního modelu v programu Matlab Simulink bylo potřeba sestavit matematický popis daného motoru. Jistou představu o jeho chování si lze udělat ze závislosti úhlové rychlosti rotoru na napájecím napětí:



obr. 5.1: Závislost otáček motoru na napájecím napětí

Při sestavování rovnic bylo vycházeno z elektrické (rovnice 5.1) a mechanické (rovnice 5.3) rovnice elektrického stroje:

$$U = R \cdot i + L \frac{di}{dt} + U_i \quad (5.1)$$

$$U_i = c\phi_{el} \cdot \omega \quad (5.2)$$

$$M = J \cdot \frac{d\omega}{dt} + M_z + B \cdot \omega + \operatorname{sgn} \omega \cdot T \quad (5.3)$$

$$M = c\phi_{mech} \cdot i \quad (5.4)$$

kde:

U	napájecí napětí kotvy motoru [V]
R	odpor vinutí kotvy motoru [Ω]
i	proud kotvou motoru [A]
L	vlastní indukčnost vinutí kotvy motoru [H]
U_i	indukované napětí v kotvě motoru [V]
$c\phi_{el}$	elektrická konstanta motoru $\left[\frac{Nm}{A} \right]$
ω	úhlová rychlost rotoru motoru [rad / s]
M	vnitřní moment motoru [Nm]
J	moment setrvačnosti rotoru motoru [$kg \cdot m^2$]
M_z	zátěžný moment na hřídeli motoru [Nm]
B	koeficient suchého tření $\left[\frac{N \cdot s}{m} \right]$
T	koeficient suchého tření $\left[\frac{N \cdot s}{m} \right]$
$c\phi_{mech}$	mechanická konstanta motoru $\left[\frac{V}{rad / s} \right]$

Je samozřejmostí, že čím více parametrů motoru známe nebo jsme schopni změřit, tím přesněji lze odhadnout zbylé neznámé parametry. Proto byl multimetrem nejprve určen

odpor vinutí kotvy ($R=1,4\Omega$) a vlastní indukčnost vinutí kotvy ($L=13,5\mu H$), přičemž odpor byl měřen jak při studeném vinutí, tak při zahřátém vinutí a následně zprůměrován.

Dále byly určeny konstanty $c\phi_{el}$ a $c\phi_{mech}$. V ustáleném stavu dostaneme rovnici 5.1 ve tvaru:

$$U = R \cdot i + c\phi_{el} \cdot \omega \quad (5.5)$$

Na servomotor byl připevněn enkodér, na hřídel servomotoru pak clonící disk enkodéru. Motor byl připojen na napájecí napětí 8 V a rozeběhnut. V ustáleném stavu byl pomocí multimetru určen proud motorem, pomocí enkodéru připojeného k I/O kartě MF 624 pak otáčky hřídele servomotoru. Z důvodu umístění převodovky v servomotoru bylo následně nutné pomocí převodového poměru přepočítat otáčky hřídele servomotoru na otáčky rotoru motoru. Dosazením naměřených veličin do rovnice 5.5 byla určena elektrická konstanta stroje $c\phi_{el}$:

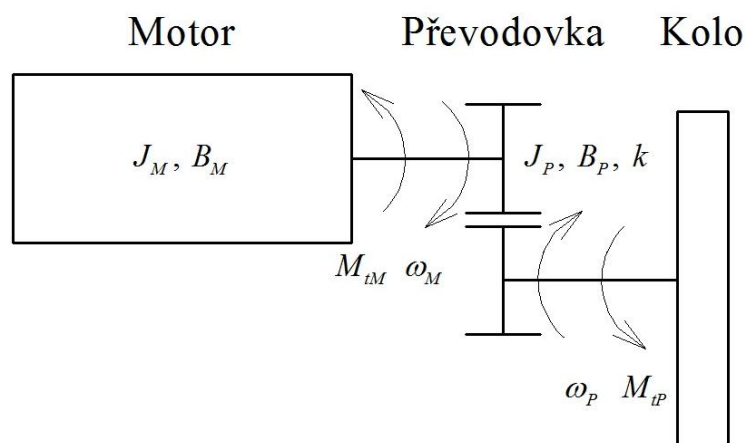
$$\begin{aligned} 8 &= 1,4 \cdot 0,13 + c\phi_{el} \cdot 1368 \\ c\phi_{el} &= 5,736 \cdot 10^{-3} \left[\frac{V}{rad / s} \right] \end{aligned} \quad (5.6)$$

Obdobným způsobem byla určena mechanická konstanta motoru $c\phi_{mech}$. Pokud přistoupíme k určení kroutícího momentu motoru pomocí páky na hřídeli servomotoru a váhy, mechanická rovnice motoru se redukuje na rovnici 5.4. Motor byl pevně připevněn k podložce, na hřídel byla připevněna páka, přičemž její konec tlačil na váhu. Po připojení motoru na napájecí napětí byla pomocí váhy určena síla, kterou na ni motor působil (otáčky motoru, tedy i jeho úhlová rychlost byly nulové $\rightarrow$ redukce mechanické rovnice motoru). Při známosti délky páky pak byl určen kroutící moment servomotoru. Díky odečtení proudu vinutím motoru z multimetru pak byla z rovnice 5.4 vypočtena mechanická konstanta motoru:

$$\begin{aligned} 0,3 &= c\phi_{mech} \cdot 3,28 \\ c\phi_{mech} &= 9,146 \cdot 10^{-2} \left[\frac{Nm}{A} \right] \end{aligned} \quad (5.7)$$

5.1.2 Sestavení modelu motoru

Po určení všech změřitelných či vypočitatelných konstant bylo přistoupeno k sestavení estimačního modelu v Simulinku. Při sestavování estimačního modelu je však třeba brát v úvahu umístění převodovky v servomotoru. Převodovka se při měření dat projeví nejen přepočtem otáček hřídele servomotoru na otáčky samotného motoru, do naměřených dat se promítne také moment setrvačnosti a suché tření převodovky. Bylo tedy nutné přepočítat třecí moment a moment setrvačnosti převodovky na redukované momenty motoru.



obr. 5.2: Schéma soustavy pohonu

Postup přepočtu třecího momentu převodovky na třecí moment motoru naznačují následující rovnice:

$$M_{tM} = \omega_M \cdot B_M \quad (5.8)$$

$$M_{tP} = \omega_P \cdot B_P \quad (5.9)$$

$$M_{tM} = k \cdot M_{tP} \quad (5.10)$$

$$\omega_P = k \cdot \omega_M \quad (5.11)$$

Dosazením rovnice 5.11 do rovnice 5.9 jsme dostali vztah:

$$M_{tM} = k \cdot \omega_P \cdot B_P \quad (5.12)$$

Následným dosazením rovnice 5.11 do rovnice 5.12 byl určen výsledný vztah pro třecí moment převodovky přepočítaný na redukovaný třecí moment motoru:

$$M_{tRED} = k^2 \cdot \omega_M \cdot B_P \quad (5.13)$$

Význam jednotlivých symbolů:

M_{tM} třecí moment motoru $[Nm]$

ω_M úhlová rychlost rotoru motoru $[rad / s]$

B_M koeficient suchého tření motoru $\left[\frac{N \cdot s}{m} \right]$

M_{tP} třecí moment převodovky $[Nm]$

ω_P úhlová rychlost rotoru převodovky $[rad / s]$

B_p	koeficient suchého tření převodovky $\left[\frac{N \cdot s}{m} \right]$
k	převodový poměr převodovky $[-]$
M_{RED}	třecí moment převodovky redukováný na třecí moment motoru $[Nm]$

Redukovaný moment setrvačnosti byl určen sestavením kinetické energie soustavy:

$$E_k = \frac{1}{2} \cdot J_M \cdot \omega_M^2 + \frac{1}{2} \cdot J_P \cdot \omega_P^2 \quad (5.14)$$

Dosazením vztahu 5.11 do předchozí rovnice jsme obdrželi výraz:

$$E_k = \frac{1}{2} \cdot J_M \cdot \omega_M^2 + \frac{1}{2} \cdot J_P \cdot k^2 \cdot \omega_M^2 \quad (5.15)$$

$$E_k = \frac{1}{2} \cdot \omega_M^2 (J_M + J_P \cdot k^2) \quad (5.16)$$

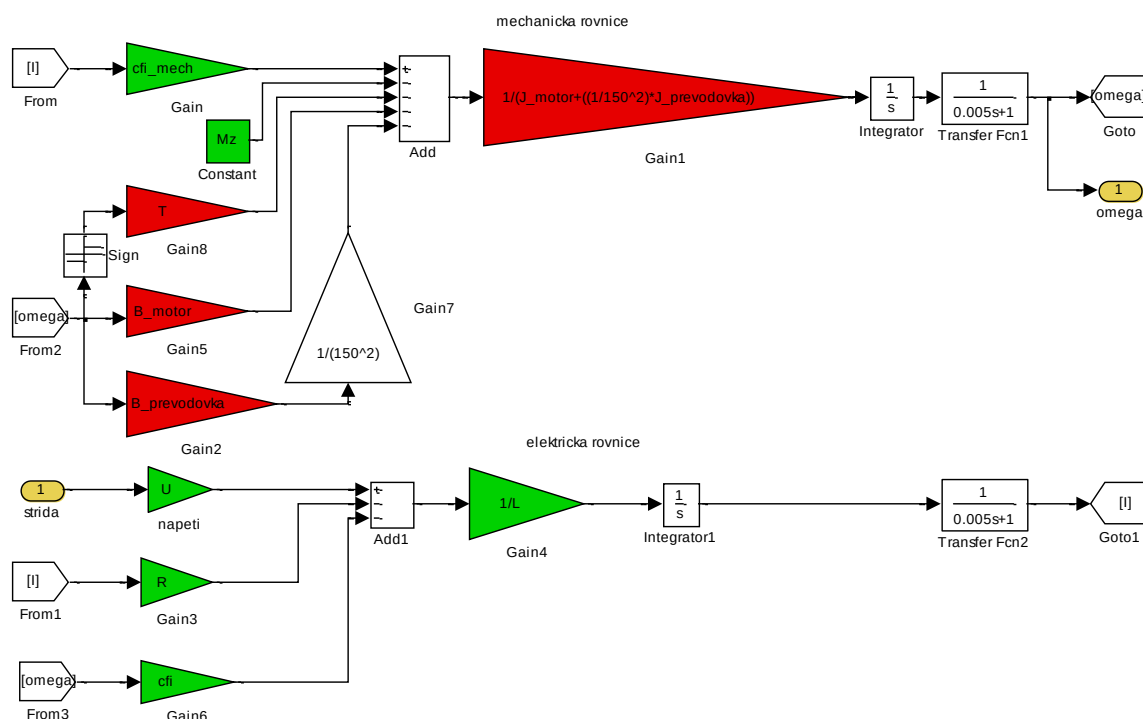
Hledaný redukováný moment setrvačnosti byl tedy vyjádřen jako:

$$J_{RED} = J_M + J_P \cdot k^2 \quad (5.17)$$

Význam jednotlivých symbolů:

E_k	kinetická energie rotujícího tělesa $[J]$
J_M	moment setrvačnosti rotoru motoru $[kg \cdot m^2]$
J_P	moment setrvačnosti převodovky $[kg \cdot m^2]$
J_{RED}	redukováný moment setrvačnosti $[kg \cdot m^2]$

Následovalo sestavení modelu motoru s převodovkou v Simulinku. Při jeho tvorbě byly využity rovnice 5.1, 5.3, 5.13 a 5.17. Výsledný estimační model zobrazuje obr. 5.3.



obr. 5.3: Sestavení estimačního modelu motoru v programu Matlab Simulink

5.1.3 Měření estimačních dat

Vstupem při odhadování parametrů v Parameter estimation toolboxu jsou vzorová data naměřená na reálném modelu. Je jasné, že čím více proměnných veličin motoru jsme schopni změřit a aplikovat je při odhadu parametrů, tím je odhad přesnější. V našem případě se nabízí použití enkodéru ke snímání úhlové rychlosti motoru a senzorů proudu ke snímání proudu motorem (způsob přepočtu výstupů obou senzorů na požadované veličiny je uveden v kapitole 6.1.1). Napětí na svorkách motoru jsme pak schopni určit ze střídý řídicího PWM signálu. Při naměření první sady dat však bylo zjištěno, že senzor proudu je pro odhad parametrů nepoužitelný, jeho výstup byl totiž zkreslen poměrně velkým šumem. Měřeným servomotorem tečou proudy v řádu stovek miliampér, přičemž i při skokové změně napájecího napětí na nezatíženém motoru nedocházelo k řádově většímu proudovému odběru. I přes nejcitlivější nastavení senzoru proudu byly vlivem šumu proudové změny v napěťovém výstupním signálu senzoru málo patrné. Ani aplikací filtru v prostředí Simulink se při zachování dostatečné rychlosti filtrace nepodařilo uspokojivě eliminovat vliv šumu na výstupní signál senzoru.

Je zřejmé, že čím více vzorových estimačních dat máme k dispozici, tím lze očekávat přesnější odhad reálných parametrů soustavy (nejlépe je mít k dispozici minimálně stejný počet vstupních dat jako je neznámých parametrů). Vzhledem k počtu odhadovaných konstant bylo tedy naměřeno 6 sad dat, přičemž z výše popsaných důvodů

byla snímána jen střída řídicího PWM signálu a úhlová rychlost motoru. Data byla měřena dvakrát při sinusové změně střídý (změna střídý 0 až 100 % při různých frekvencích), dvakrát pro náhodnou skokovou změnu střídý a dvakrát pro pulzovitou změnu střídý (skoky 0 až 100 % střídý vždy s jinou periodou a šířkou pulzu).

Estimační data byly měřeny pomocí I/O karty MF 624 a Simulinku s instalovaným Real Time Toolboxem.

5.1.4 Odhad parametrů motoru

Odhad parametrů motoru probíhala pomocí estimačního modelu (viz. obr. 5.3) a Parameter estimation toolboxu v Simulinku. Před samotným odhadem konstant bylo potřeba vhodně nastavit způsob odhadu, především pak počáteční, maximální a minimální hodnoty hledaných parametrů.

Pomocí toolboxu byly odhadnuty následující hodnoty parametrů:

- moment setrvačnosti motoru: $J_M = 3,4101 \cdot 10^{-6} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$
- moment setrvačnosti převodovky: $J_P = 4 \cdot 10^{-7} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$
- koeficient suchého tření motoru: $B_M = 3,3591 \cdot 10^{-6} \frac{\text{N} \cdot \text{s}}{\text{m}}$
- koeficient suchého tření převodovky: $B_P = 9,4811 \cdot 10^{-3} \frac{\text{N} \cdot \text{s}}{\text{m}}$
- koeficient suchého tření: $T = 6,0436 \cdot 10^{-3} \frac{\text{N} \cdot \text{s}}{\text{m}}$

Následně byly pomocí odhadnutých parametrů a estimačního modelu vypočítány úhlové rychlosti motoru pro jednotlivé průběhy (vstupem simulace byly střídý použité při měření estimačních dat). Ty byly porovnány s naměřenými úhlovými rychlostmi estimačních dat. Z absolutních hodnot rozdílu měřeného a simulovaného průběhu úhlových rychlostí motoru byl určen medián $\tilde{x} = 55 \text{ rad} / \text{s}$. Vzhledem k maximálním otáčkám motoru kolem $1350 \text{ rad} / \text{s}$ je tedy přesnost odhadu parametrů uspokojivá.

5.2 Odhad parametrů kola a kostry modelu

5.2.1 Odhad parametrů kola

Po identifikaci parametrů motoru bylo přistoupeno k odhadu parametrů kola. Způsob odhadu zůstal principiálně stejný, jako při odhadu parametrů motoru. Obdobně jako v rovnicích 5.13 a 5.17 byl určen vztah pro moment setrvačnosti a třecí moment kola redukovaný na momenty motoru, o tyto redukované momenty byl následně rozšířen estimační model motoru. Konstanty motoru byly již známy, v tomto kroku byly tedy

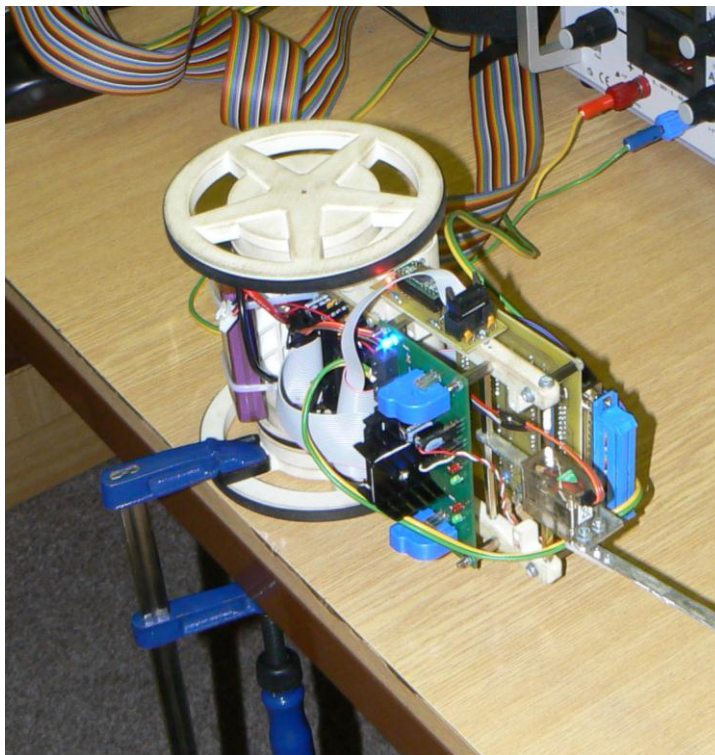
odhadovány jen parametry kola. Jako estimační data byly opět naměřeny úhlové rychlosti kola v závislosti na změně střídavy řídicího PWM signálu (sinusový průběh, pulzovitý průběh a náhodný skokový průběh).

Výsledné parametry kola a jeho uložení:

- moment setrvačnosti kola: $J_K = 4,2764 \cdot 10^{-5} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$
- koeficient suchého tření uložení kola: $B_K = 8,1928 \cdot 10^{-6} \frac{\text{N} \cdot \text{s}}{\text{m}}$

5.2.2 Odhad parametrů těla modelu

Postup odhadu parametru kostry modelu byl opět velmi podobný. Identifikační model odhadu parametrů kola byl opět rozšířen o moment setrvačnosti základny redukovaný na moment motoru. Rozdílný byl ovšem způsob měření estimačních dat. Model byl položen na stranu a pomocí jednoho kola připevněn ke stolu. Pomocí motoru pohánějící toto kolo byl následně sinusově rozkmitán v rozsahu půl otáčky kola (zajištěno PID regulátorem polohy kola vůči modelu). Měření bylo opět průběh otáček kola vůči modelu v závislosti na střídě řídicího PWM signálu.



obr. 5.4: Způsob uchycení modelu při měření estimačních dat při odhadu parametrů kostry modelu

V případě odhadu parametrů základny byl jedinou odhadovanou konstantou moment setrvačnosti celého modelu. Tření vlivem uložení kola bylo v estimačním modelu zahrnuto již při odhadu parametrů kola. Způsobem uchycení modelu při měření dat se rovněž podařilo minimalizovat vliv gravitačního zrychlení na měřená data.

- moment setrvačnosti celého modelu: $J_C = 4,9954 \cdot 10^{-3} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$

6 NÁVRH REGULÁTORŮ

6.1 Návrh PID stabilizace pomocí MF624

V této kapitole je detailně popsán způsob linearizace jednotlivých senzorů, návrh PID regulátoru a postupná realizace řízení celého laboratorního modelu.

6.1.1 Přepočet napěťových vstupů senzorů

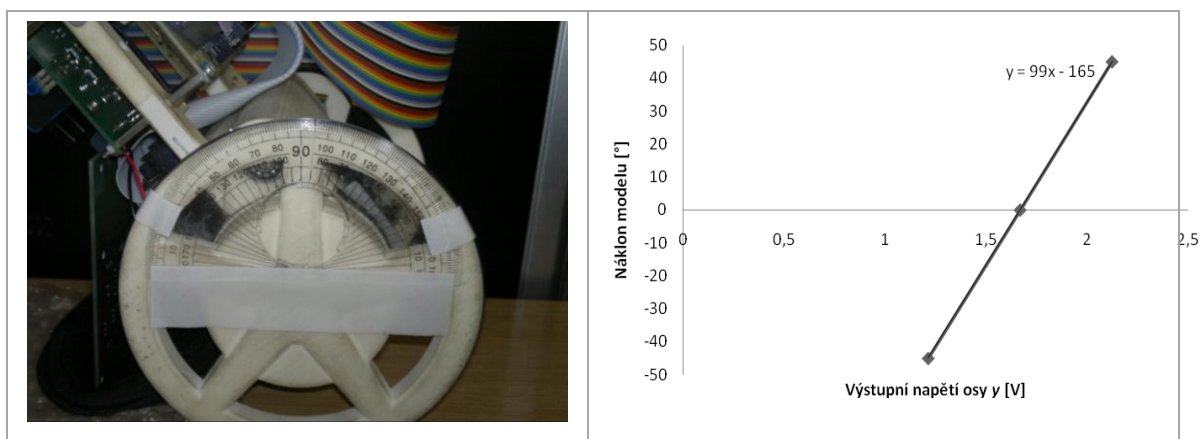
Prvním krokem při návrhu regulátoru byla linearizace potřebných senzorů. Přepočet výstupního napětí gyroskopu na stupně za s je dán vztahem (viz. datasheet [9]):

$$1^\circ / s = 12,5mV \quad (6.1)$$

Dalším krokem byl přepočet výstupního napětí akcelerometru na náklon modelu. Akcelerometr měří průměty gravitačního zrychlení v jednotlivých osách, ty jsou následně reprezentovány napěťovým výstupem těchto os. Výsledný úhel natočení jak v prostoru, tak v rovině lze tedy vypočítat pomocí trigonometrických funkcí. V našem případě je kvůli umístění akcelerometru na laboratorním modelu nutné zjistit náklon v rovině akcelerometru xy . Vzhledem k pozdější aplikaci řídicího algoritmu na mikrokontrolér byl však tento způsob výpočtu náklonu nepoužitelný. Trigonometrické funkce jsou z hlediska mikroprocesoru výpočetně velmi náročné, bylo proto nutné nalézt jiný způsob přepočtu výstupního napětí akcelerometru. Zjišťování náklonu z napěťového signálu bylo tedy realizováno pomocí nalezené výpočetní funkce. Její rovnice byla zjištěna proměřením závislosti výstupního napětí osy y na natočení akcelerometru (viz. obr. 6.1), přičemž natočení 0° představuje stojící model, tedy osu y rovnoběžnou se zemí (zajištěno umístěním senzoru na modelu). Měřen byl napěťový výstup osy pro úhly v rozmezí -45° až 45° , přičemž měření bylo několikrát opakováno. Napěťové výstupy byly následně zprůměrovány, naměřené závislosti vyneseny do grafu a aproximovány křivkou. Její funkční předpis pak slouží k výslednému přepočtu výstupního napětí osy y na náklon celého modelu:

$$\varphi = (99 \cdot u) - 165 \quad (6.2)$$

kde φ představuje náklon modelu ve stupních, u pak reprezentuje výstupní napětí osy y ve voltech.



obr. 6.1: *Proměrování závislosti výstupního napětí osy y akcelerometru na úhlu natočení modelu*

Dále následoval přepočet výstupních signálu senzorů proudu na měřený proud. Přepočet byl realizován opět podle příslušného datasheetu (viz. [16]):

$$i = \frac{(u - \text{offset})}{k} \quad (6.3)$$

kde:

i	měřený proud [A]
u	napěťový výstup senzoru [V]
offset	napěťový výstup senzoru při nulovém proudu [V]
k	přepočecí konstanta [–]

Při výpočtu konstanty k z datasheetu bylo nutné brát v úvahu nastavený měřicí rozsah senzoru. V našem případě byl rozsah nastaven pomocí DPS na 2 A, čemuž odpovídá:

$$k = 0,312 \quad (6.4)$$

Posledními senzory k linearizaci byly enkodéry. Ty byly připojeny přímo na speciální vstup karty MF 624 určený k připojení inkrementálních senzorů. Výstup karty do Simulinku pomocí speciálního bloku Real Time Toolboxu pak představuje přímo tiky jednotlivých enkodérů.

Použitím enkodéru HEDS 9100 s kovovými clonícími disky HEDS-5120A11 je dáno rozlišení 500 tiků na otáčku clonícího disku (viz. [6]). Nastavením quadruple módu ve vstupním bloku Real Time Toolboxu v Simulinku jsme dostali rozlišení 2000 tiků na jednu otáčku clonícího disku umístěného na hřídeli enkodéru. Přenos momentu mezi

hřídeli enkodéru a kolem modelu je realizován pomocí řemínku. Průměr hřídele enkodéru je 12 mm, průměr styčné plochy kola s převodovým řemínkem pak 70 mm. Převodový poměr mezi otáčkou kola a otáčkou clonícího disku enkodéru je tedy zhruba 5,8. Výsledný přepočít tiků enkodéru na otáčky kola n je tedy dán vztahem:

$$n = \frac{\alpha}{5,8 \cdot 2000} \quad (6.5)$$

kde α představuje počet tiků v Simulinku.

6.1.2 Návrh PID regulátoru

Po linearizaci senzorů následoval samotný návrh PID regulátoru. Vzhledem k pozdější aplikaci navrženého algoritmu na mikrokontrolér byl návrh prováděn diskrétním způsobem výpočtu s délkou kroku 5 milisekund.

Vstupem regulátoru je aktuální náklon modelu, k jehož zjištění byl použit tzv. Complementary filtr. Jeho vstupem je výstup gyroskopu přepočtený na úhlovou rychlost náklonu $[\circ/s]$ a výstup osy y akcelerometru přepočtený na aktuální náklon modelu $[\circ]$. Complementary filtr byl naladěn na pracovní frekvenci 200 Hz, vypočtené konstanty filtru jsou: $dt = 0,005$; $a = 0,99$; $b = 0,01$ (principu činnosti Complementary filtru a způsobu výpočtu jeho konstant se ve své práci věnuje Bc. Jan Štěpánek). Výstupem filtru je aktuální náklon modelu ve stupních.

Regulátor pro stabilizaci modelu ve svislé poloze byl nejprve navrhnut pomocí metody Ziegler-Nichols [17]. Soustava byla rozkmitána pomocí P složky regulátoru, následně byly dopočítány zbylé konstanty. Metoda Ziegler-Nichols je však velmi všeobecná metoda, navržený regulátor tak nelze považovat za optimální, hodnoty jednotlivých konstant však posloužily jako základ k dalšímu ručnímu ladění. Dalším postupem byl nastaven regulátor s následujícími parametry:

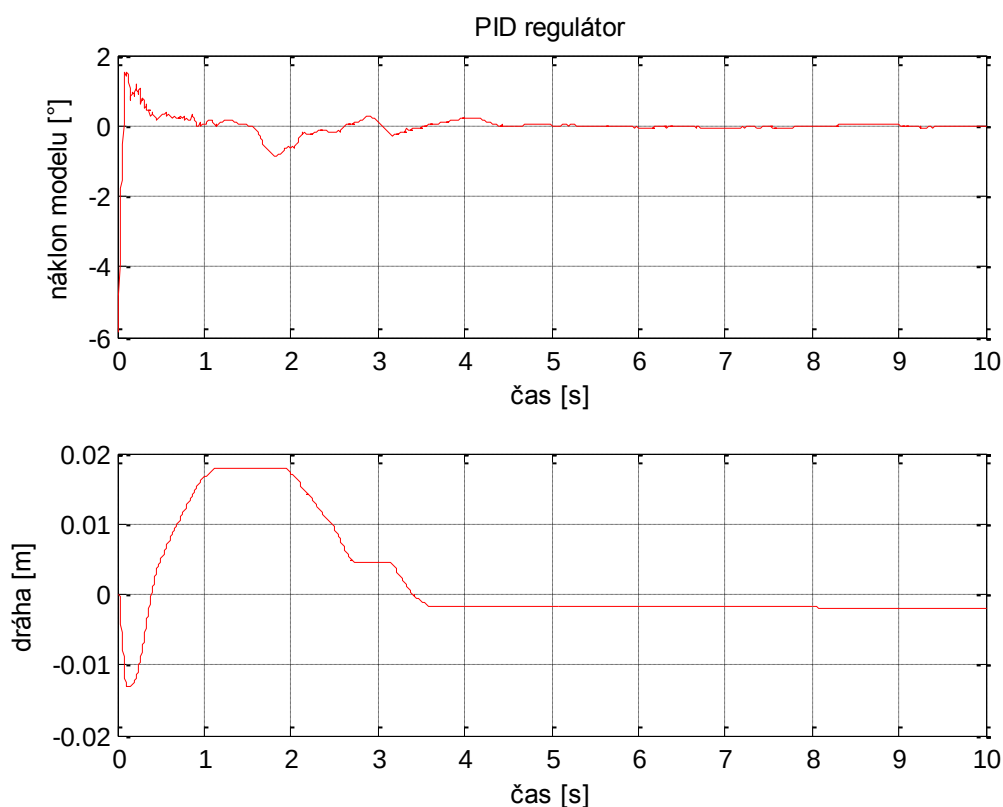
$$P = 0,15$$

$$I = 0,4658$$

$$D = 0,0028$$

Výstupem regulátoru je akční zásah ve formě šířky řídicích PWM signálů (střídý) pro jednotlivé motory.

V dalším kroku byla realizována synchronizace otáčení kol. I když jsou obě kola poháněna stejnými motory a jejich uložení je rovněž stejné, je jasné, že rychlost otáčení kol při jednotné střídě nikdy nebude totožná. Z tohoto důvodu byl tedy do modelu zařazen P regulátor ($P = 0,1$), jehož vstupem je rozdíl úhlových rychlostí jednotlivých kol, jeho výstup pak opět představuje akční zásah ve formě střídý.



obr. 6.2: Stabilizace modelu do svislé polohy pomocí PID regulátoru

Zhodnocení navrženého PID řízení bylo provedeno pomocí obr. 6.2. V horní části je znázorněn aktuální náklon modelu při stabilizaci do svislé polohy. Je jasné, že velmi záleží na výchozí poloze modelu. Pokud se ale vozítko dostalo do stabilizovaného stavu (v čase 4,5 s), jeho odchylka od svislé polohy byla dále minimální. Rovněž dráha ujetá ve stabilizovaném stavu byla téměř nulová (spodní část obr. 6.2), přičemž i dráha ujetá při prvotní stabilizaci vozítka se pohybovala v přijatelných mezích.

6.1.3 Realizace řízení pomocí joysticku

Návrh regulátoru byl prováděn na modelu připojeném ke kartě MF 624. Vzhledem k množství analogových a digitálních signálů se i přes propojení modelu s kartou pomocí tenkého plochého kabelu nepodařilo eliminovat vliv kabeláže na stabilizaci modelu. Vliv kabelu byl nejvíce patrný při řízené jízdě, kdy v závislosti na jeho napnutí působí na model nežádáným momentem. Z tohoto důvodu bylo ovládání jízdy modelu pomocí joysticku a karty MF 624 realizováno opravdu jen zkušebně. Jízda vpřed či vzad je provedena změnou požadovaného náklonu, zatáčení pak přičtením či odečtením určité konstanty od střídý jednotlivých motorů.

Schéma sestavení PID regulátoru v Simulinku je uvedeno v příloze F.

6.2 Návrh LQR stabilizace pomocí MF 624

Dalším bodem zadání této práce byl návrh stavového řízení laboratorního modelu. Po návrhu PID regulátoru bylo tedy přistoupeno k návrhu stavového LQR regulátoru. Jedná se o regulaci stavů soustavy na nulovou hodnotu pomocí navrženého vektoru parametrů regulátoru **K** :

$$u = -\mathbf{K}\mathbf{x} \quad (6.6)$$

kde:

u	akční zásah regulátoru
K	vektor parametrů LQR regulátoru
$\mathbf{x}$	vektor stavů modelu

6.2.1 Návrh LQR regulátoru

Návrh regulátoru probíhal v Matlabu pomocí příkazu *lqr(A,B,Q,R)*, k jeho použití je však nutné znát stavový popis lineární soustavy (matice **A** a **B**).

Linearizace systému byla provedena pomocí příkazu *linmod* v Matlabu. Vstupem příkazu je model soustavy vytvořený v programu SimMechanics, při jehož sestavení byly použity rovnice uvedené v kapitole 3.3. Ty byly rozšířeny o rovnice motorů a jednotlivá tření (návrhu simulačního modelu v programu SimMechanics se ve své práci podrobně věnuje Bc. František Zouhar).

Výstupem příkazu *linmod* jsou hledané stavové matice soustavy **A**, **B**, **C** a **D**, díky nimž lze linearizovanou soustavu zapsat pomocí stavových rovnic:

$$\mathbf{x}' = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u} \quad (6.7)$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{C}\mathbf{x} + \mathbf{D}\mathbf{u} \quad (6.8)$$

kde:

A	matice vnitřních vazeb systému
B	matice vazeb systému na vstup
C	matice vazeb systému na výstup
D	matice vazeb vstupu na výstup (často zanedbatelná)
$\mathbf{x}$	vektor stavových proměnných
$\mathbf{y}$	vektor výstupů
$\mathbf{u}$	vektor vstupů

Po vytvoření lineárního stavového popisu soustavy pomocí stavových matic a ověření říditelnosti (řád soustavy je roven hodnotě matice říditelnosti, viz. [18]) bylo přistoupeno k samotnému návrhu regulátoru. Vstupem příkazu *lqr* jsou také matice $\mathbf{Q}$ a skalár $\mathbf{R}$.

Matice $\mathbf{Q}$ je tzv. váhová matice. Jedná se o diagonální matici s nezápornými prvky na diagonále. Změnou hodnoty jednotlivých čísel na diagonále lze měnit důraz na rychlost regulace jednotlivých stavů, přičemž každý diagonální prvek ovlivňuje jeden daný stav. Pořadí stavů je dáno maticovým stavovým popisem soustavy, tedy sestavením simulačního modelu v SimMechanics (v našem případě je pořadí stavů $\varphi, \delta, \dot{\varphi}$ a $\dot{\delta}$ viz. obr. 3.5). Při návrhu byl největší důraz kladen na náklon základny φ a také na úhlovou rychlost jejího náklonu $\dot{\varphi}$.

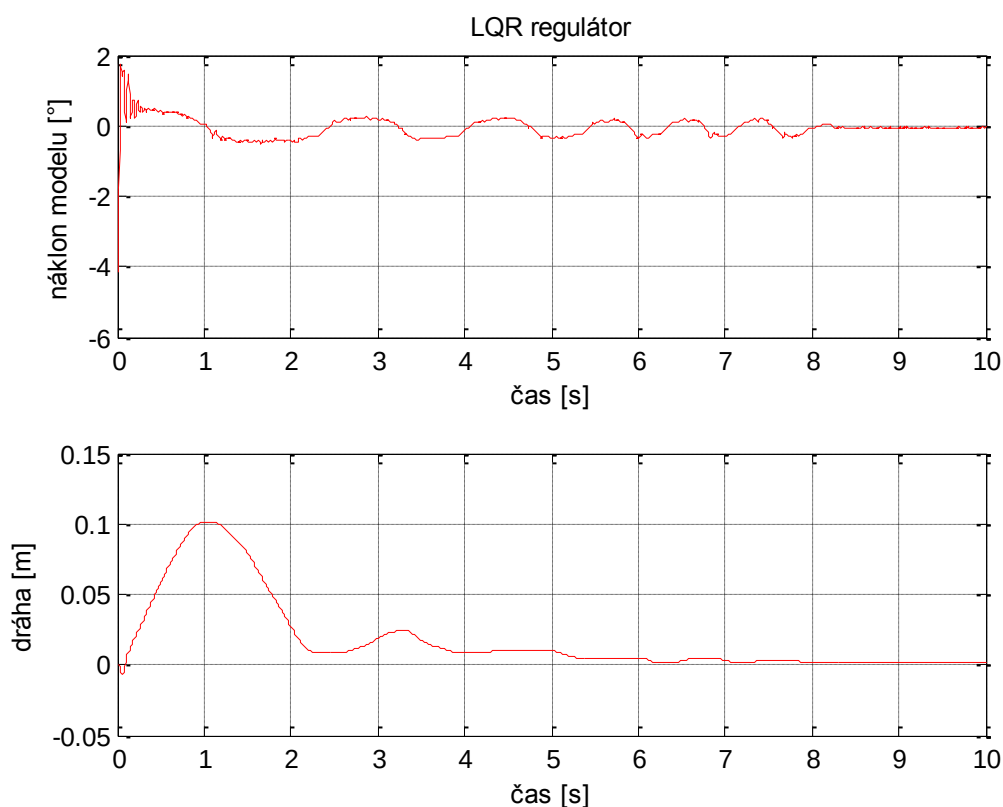
Skalár $\mathbf{R}$ představuje váhu vstupu, při ladění regulátoru je pak $\mathbf{R} = 1$.

Nyní již bylo přistoupeno k aplikaci navrženého řízení pomocí programu Simulink a Real Time Toolboxu na laboratorní model. Vstupem do regulátoru byl náklon φ a úhlová rychlost náklonu základny $\dot{\varphi}$ měřená pomocí Complementary filtru a natočení δ a úhlová rychlost otáčení kola $\dot{\delta}$ měřená pomocí enkodérů. Výstupem stavových veličin vynásobených parametry regulátoru ve formě matice $\mathbf{K}$ je pak akční zásah regulátoru ve formě střídý řídicího PWM signálů jednotlivých motorů.

Takto navržené a aplikované řízení modelu se však vyznačovalo poměrně rychlým kmitavým pohybem modelu s velkým rozkmitem od požadované nulové hodnoty odklonu od svislé polohy. Navržené hodnoty regulátoru byly tedy opět použity jako výchozí pro další ruční doladění regulace. Toto mohlo být způsobeno ne zcela přesným odhadem parametrů soustavy (viz. kapitola 5).

Výsledný upravený vektor parametrů LQR regulátoru má následující tvar:

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} -30 & 6,821 \cdot 10^{-10} & -0,247 & 0,035 \end{bmatrix} \quad (6.9)$$



obr. 6.3: Stabilizace modelu do svislé polohy pomocí LQR regulátoru

Představu o výsledném LQR řízení si lze udělat pomocí obr. 6.3. Chování systému samozřejmě ovlivnil náklon při začátku stabilizace, je ale patrné, že náklon při stabilizaci nepřesahoval $\pm 2^\circ$. Rovněž ujetá dráha při stabilizaci se pohybovala kolem přijatelných 10 cm.

Schéma sestavení LQR regulátoru v Simulinku je uvedeno v příloze G.

6.2.2 Návrh stavového pozorovatele

Stavový pozorovatel rekonstruuje stavové proměnné při známosti vstupů a výstupu systému. Lze ho tedy využít v případech, kdy nelze některé veličiny měřit vůbec, nebo je lze měřit obtížně či velmi nepřesně. Stavového pozorovatele lze opět zapsat pomocí stavových rovnic:

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}} = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B}\mathbf{u} + \mathbf{H}(\mathbf{y} - \hat{\mathbf{y}}) \quad (6.10)$$

$$\hat{\mathbf{y}} = \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}} \quad (6.11)$$

kde stříškované symboly představují pozorované proměnné či vstupy, matice $\mathbf{H}$ pak reprezentuje zpětnou vazbu pozorovatele.

Návrh stavového pozorovatele proběhl po ověření pozorovatelnosti (hodnota matice pozorovatelnosti je rovna řádu soustavy, viz. [18]) v Matlabu pomocí příkazu *place(A',C',P)*. Matice **A** a **C** jsou opět stavové matice linearizovaného modelu, **P** představuje vektor pólů pozorovatele, přičemž vlastní čísla systémové matice pozorovatele $\mathbf{F} = (\mathbf{A} - \mathbf{H}\mathbf{C})$ musí být zápornější, než vlastní čísla systémové matice soustavy **A** (podmínka větší rychlosti pozorovatele).

Pomocí navržené zpětnovazební matice byl v programu Simulink aplikován pozorovatel aktuálního náklonu základny modelu na již implementované LQR řízení. Vstupem pozorovatele byla úhlová rychlost náklonu základny modelu $\dot{\varphi}$, natočení a úhlová rychlost otáčení kola δ a $\dot{\delta}$ a akční zásah LQR regulátoru, výstupem pak byl vektor stavových proměnných včetně odhadovaného náklonu modelu.

Jednotlivé stavy odhadnuté pozorovatelem se však od reálných hodnot lišily až o několik řádů. Chování pozorovatele se pak nepodařilo zlepšit ani opakovaným návrhem, či ručním doladěním jednotlivých složek zpětnovazební matice. Tento neúspěch při návrhu stavového pozorovatele lze opět vysvětlit zřejmě ne úplně přesným odhadu parametrů jednotlivých komponent modelu (projevil se již při návrhu stavového regulátoru, viz. kapitola 6.2.1). Ten se promítne do simulačního modelu sestaveného v SimMechanics, tudíž i do potřebných stavových matic modelu.

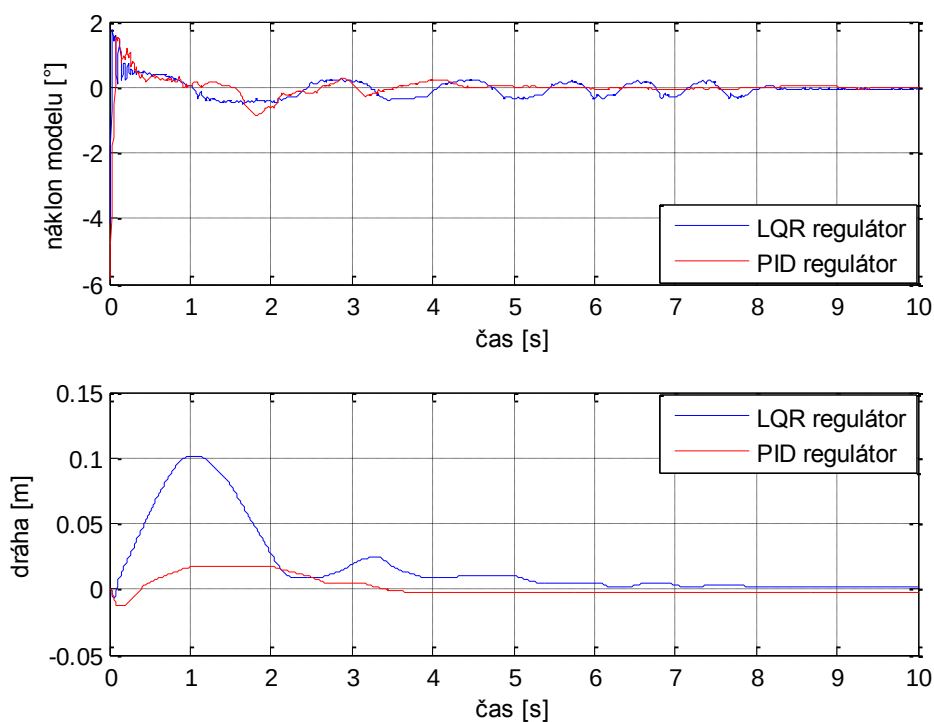
Z důvodu aplikace PID regulátoru na finální platformu (viz. kapitola 7) a rovněž z časových důvodů nebyl problém návrhu stavového pozorovatele vyřešen.

6.3 Porovnání navržených regulátorů

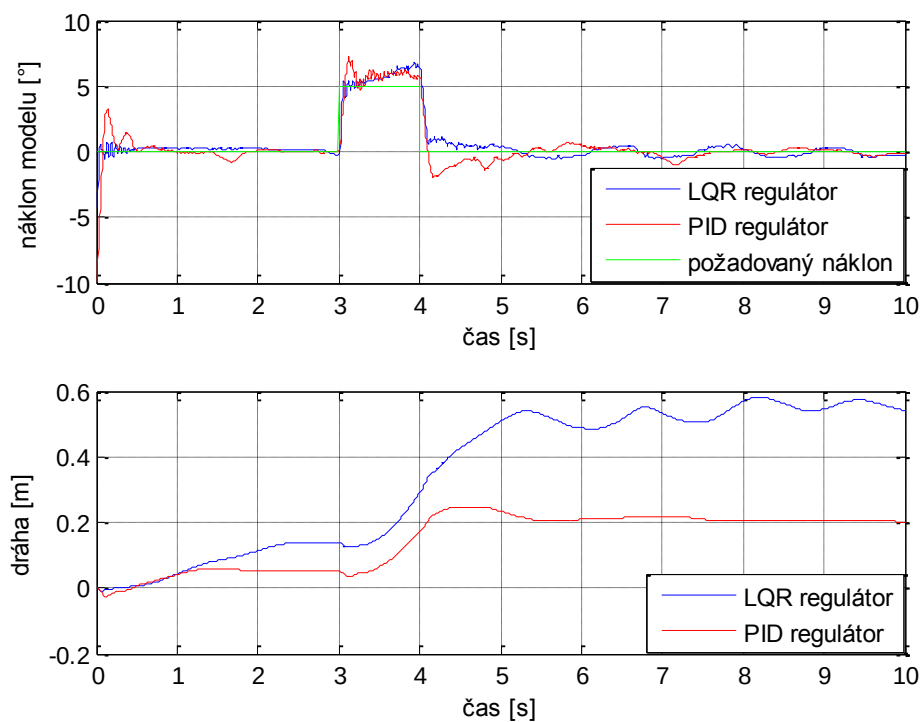
Porovnání obou navržených regulátorů bylo provedeno pomocí stabilizace modelu do svislé polohy. Z horní části obr. 6.4 je patrné, že při stabilizaci měli oba regulátory zhruba stejnou odchylku od požadovaného nulového náklonu, PID regulátor však mnohem dříve dosáhl jakéhosi rovnovážného stavu (čas 4,5 s), tedy téměř nulového rozkmitu.

Ve spodní části obr. 6.4 jsou zobrazeny dráhy ujeté při regulaci. Z obrázku je patrné, že PID regulátor se v našem případě choval lépe, pro stabilizaci do nulové polohy mu stačila zhruba poloviční dráha.

Naměřené průběhy na obr. 6.5 představují porovnání obou způsobů regulace z hlediska odezvy na skokovou změnu požadovaného náklonu základny modelu. Z průběhů v horní části obrázku je opět patrná téměř stejná odchylka náklonu základny při stabilizaci. Ze spodní části obrázku je však jasně patrný rozdíl, mezi oběma regulátory: LQR regulátor potřeboval k následné stabilizaci do rovnovážného stavu více než dvakrát delší dráhu než model řízený PID regulátorem.



obr. 6.4: Porovnání navržených regulátorů z hlediska stabilizace do svislé polohy



obr. 6.5: Porovnání navržených regulátorů z hlediska odezvy na skokovou změnu požadovaného náklonu

Zajímavostí je, že i přes opakované pokusy ručního doladění LQR regulátoru se tento rozdíl nepodařilo snížit takovým způsobem, aby nebyla výrazněji zhoršena schopnost udržení svislé polohy základny (při zmenšení dráhy regulace docházelo k většímu kmitání kolem požadované nulové hodnoty náklonu). Z hlediska zásahu všech stavů do LQR regulace (vstupem PID regulátoru je pouze aktuální náklon základny) byl očekáván opačný výsledek. Oproti původním předpokladům se tedy podařilo navrhnout PID regulátor s lepší odezvou, než má navržený LQR regulátor.

7 IMPLEMENTACE PID REGULÁTORU NA μ C DSPIC

Po zhodnocení obou způsobů řízení modelu v předchozí kapitole byl pro konečnou implementaci na mikrokontrolér vybrán PID regulátor.

7.1 Přepočet napětových signálů

Před samotnou implementací PID regulátoru na mikrokontrolér dsPIC33FJ128MC804 bylo opět nutné provést úpravu signálů jednotlivých senzorů. Použitý mikroprocesor používá 10ti bitový A/D převodník, díky čemuž jsou jednotlivé napětové vstupy v rozsahu 0 – 3,3 V v mikrokontroléru reprezentovány číslem 0 – 1023. Z důvodů aplikace výše uvedených přepočtených vztahů jednotlivých senzorů (viz. kapitola 6.1.1) bylo nutné přepočítat desetibitové číslo z A/D převodníku zpět na napětové vyjádření podle vztahu:

$$U_{A/D} = U_{10bit} \cdot \Delta u \quad (7.1)$$

$$\Delta u = \frac{U_{ref}}{2^n} \quad (7.2)$$

kde:

$U_{A/D}$	hledané napětové vyjádření desetibitové hodnoty [V]
U_{10bit}	napětí na A/D převodníku vyjádřené desetibitovým číslem [–]
Δu	změna napětí na 1 dílek desetibitového čísla [V]
U_{ref}	napájecí napětí A/D převodníku [V]
n	bitové rozlišení A/D převodníku [–]

Před samotným přepočtem napětí na měřené veličiny jednotlivých senzorů bylo třeba vzít v úvahu rozdílné napětové úrovně výstupu některých senzorů a A/D převodníku. Napětový výstup senzorů proudu, či gyroskopu je v rozsahu 0 – 5 V, zatímco maximální měřené napětí A/D převodníku je 3,3 V. Převod výstupního napětí senzorů byl realizován pomocí napětového děliče (viz. kapitola 4.7.2.1), zde bylo tedy nutné provést zpětný přepočet 3,3 voltové úrovně na rozsah 5 V. Výsledný vzorec zahrnující přepočet z desetibitového vyjádření napětí na A/D převodníku má následující tvar:

$$U = U_{10bit} \cdot \Delta u \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_2} \quad (7.3)$$

kde R_1 a R_2 představují rezistory příslušného napěťového děliče $[\Omega]$, U pak reprezentuje napěťovou hodnotu výstupu příslušného senzoru $[V]$.

Vzorec 7.3 byl přímo použit k přepočtu desetibitového čísla na vstupu AN0 A/D převodníku na napětí napájecí baterie. Pomocí vzorců 7.3 a 6.1 byla také přepočítána desetibitová hodnota příslušného vstupu A/D převodníku (gyroskop přiveden na vstup AN3) na úhlovou rychlost náklonu modelu ve stupních za sekundu, dosazením vztahu 6.3 do vztahu 7.3 pak byly přepočítány desetibitové hodnoty vstupů AN1 a AN2 (výstupy senzorů proudu) na proudy jednotlivými motory $[A]$.

Posledním senzorem k linearizaci byl akcelerometr. Vzhledem k jeho maximálnímu 3,3 V výstupu nebylo nutné nijak upravovat jeho výstupní signál. Desetibitové číslo reprezentující výstup osy y akcelerometru na A/D převodníku mikrokontroléru (vstup AN6) tak bylo možné přepočítat na náklon modelu ve stupních užitím rovnic 6.2 a 7.1.

7.2 Implementace PID regulátoru

7.2.1 Nastavení periferií mikroprocesoru

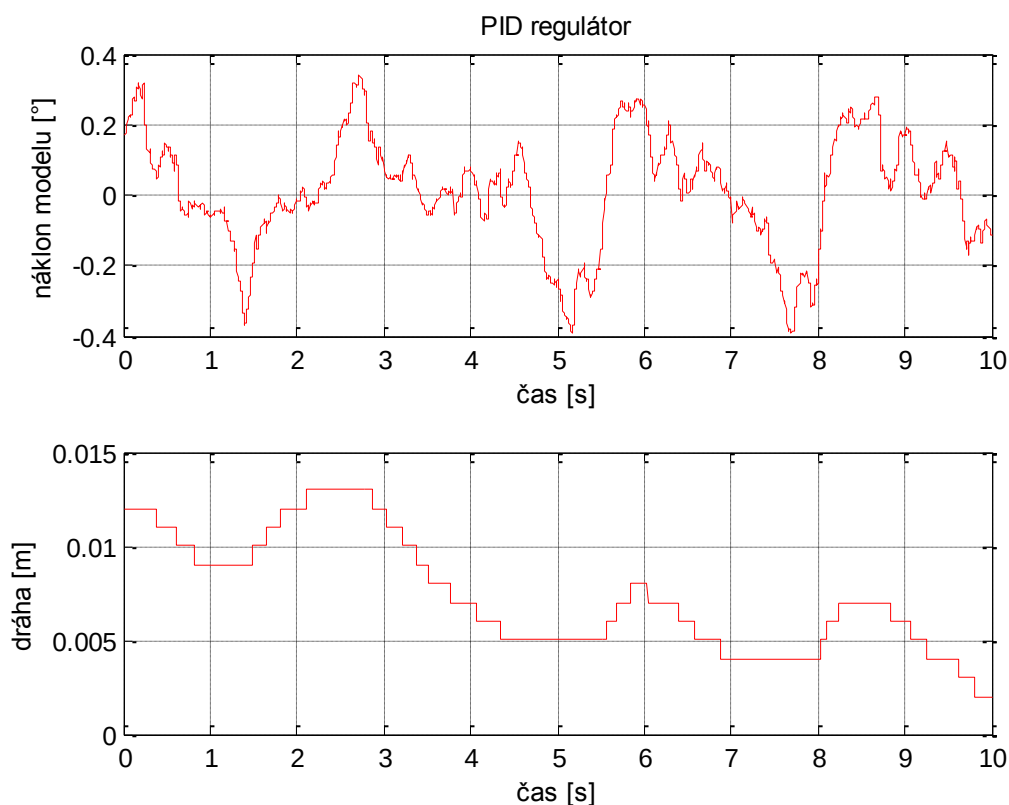
Implementace PID regulátoru na mikrokontrolér dsPIC33FJ128MC804 probíhala pomocí programu Simulink vybaveného Kerhuel toolboxem. Jak již bylo popsáno v rešeršní části (kapitola 3.5), Kerhuel toolbox je vyvinut speciálně pro mikroprocesory firmy Microchip. V Simulinku byl tedy pomocí speciálního bloku nastaven cílový typ mikrokontroléru, pomocí bloku *PIN Mapping* bylo pak potřebné nastavit vstupy jednotlivých pinů mikroprocesoru (některé piny mohou být použity pro více druhů vstupů). Pomocí bloku *PIN Mpping* byly nastaveny PWM výstupy, logické výstupy mikroprocesoru, dále QE1 a UART rozhraní. Samotná konfigurace rozhraní UART proběhla opět pomocí speciálního bloku *UART 1 Config*. V takto nastaveném modelu je již postup programování shodný s programováním v běžném Simulinku, nastavení frekvence regulace $f = 200\text{Hz}$ tedy již proběhlo v nabídce Simulinku.

7.2.2 Sestavení modelu

Model vlastní PID regulace vychází z PID regulátoru sestaveného pomocí karty MF 624 v kapitole 6.1.2. Vstupem do regulátoru je opět aktuální náklon vypočítaný pomocí Complementary filtru. Ten je rovněž převzat z modelu řízení pomocí karty MF624, před jeho aplikací v mikroprocesoru však bylo nutné přepočítat vstupy akcelerometru a gyroskopu (viz. kapitola 6.1.1).

Při stabilizaci modelu pomocí PID regulátoru aplikovaném v PC bylo vozítko připojeno k PC pomocí tenkého plochého kabelu. Je jasné, že kabel mohl ovlivnit vlastní stabilizaci modelu. Další ovlivnění regulace představuje změna jízdního režimu mezi

ovládáním jízdy vpřed pomocí požadovaného náklonu modelu či pomocí závaží na vyvažovacím servomotoru (viz. kapitola 7.3.2), proto bylo při aplikaci navrhnutého PID řízení přistoupeno k ručnímu doladění regulátoru. Průběh regulace upraveného PID řízení ($P = 0,22; I = 1,3784; D = 7^{-6}$) je zobrazen na následujícím obrázku:



obr. 7.1: Stabilizace modelu do svislé polohy pomocí PID regulátoru implementovaného na mikrokontroléru

Do regulační smyčky byl kvůli synchronizaci otáčení kol zařazen také P regulátor. Zpracování vstupních signálů kanálů A a B z obou enkodérů je realizováno pomocí speciální funkce napsané v jazyce C (návrhem funkce se zabýval Ing. Josef Vejlupek při realizaci projektu Car 4 [15]). Výstupem funkce jsou pak jednotlivé tiky enkodéru. Jejich následný přepočít na úhlovou rychlost jednotlivých kol a výsledná aplikace P regulátoru se shodovala s aplikací uvedenou v kapitole 6.1.2.

7.3 Řízení jízdy modelu pomocí joysticku

7.3.1 Komunikace modelu s PC pomocí rozhraní UART

První pokusy řízení jízdy modelu joystickem byly realizovány pomocí rozhraní UART a počítačového sériového portu. Při běžné komunikaci mikroprocesoru s PC po rozhraní UART není možné přenášet více informací (čísel) v jednom kroku. Z tohoto

důvodu byla při přenosu dat využita paketovací a depaketovací funkce vytvořená Ing. Vojtěchem Lamberským. Funkce pracuje s předem známou délkou paketované zprávy, v dalším cyklu tedy předpokládá začátek zprávy na stejné pozici (chyby přenosu dat jsou ošetřeny kontrolním součtem).

Bezdrátová komunikace modelu s PC byla realizována pomocí bluetooth modulu. Nejprve byl aplikován modul BTM-110. Po jeho připojení k dsPIC boardu se jej však nepodařilo nadřazeným PC vyhledat, modul neměl defaultně nastavenou viditelnost ostatními zařízeními. Informace z datasheetu k nastavení modulu nebyly k dispozici téměř žádné, rovněž prohledáním internetu se nepodařilo nalézt žádný konfigurační software či návod k oživení zařízení. Z těchto důvodů bylo přistoupeno k aplikaci modulu OEMSPA310.

Zařízení je defaultně nastaveno jako sériový port, po spárování modulu s PC se tedy vytvoří další sériová linka v hardwaru počítače reprezentovaná vlastním virtuálním COM portem. Práce s takto vytvořeným portem je obdobná jako s běžným sériovým portem. Modul byl spárován s nadřazeným PC. Podařil se zprovoznit přenos dat virtuálním portem ve směru $\mu C \rightarrow PC$, v opačném směru však přenos dat nefungoval. Při pokusech s oživením přenosu dat $PC \rightarrow \mu C$ nebyl ani osciloskopem na daném výstupním pinu bluetooth modulu naměřen žádný signál, z čehož se dá usuzovat chyba na straně modulu. I přes zapojení zařízení dle instrukcí v datasheetu (viz. [19]) se do odevzdání této práce nepodařilo problém přenosu dat pomocí virtuálního portu ve směru $PC \rightarrow \mu C$ vyřešit.

Z výše popsaných důvodů bylo tedy řízení modelu pomocí nadřazeného PC vyřešeno použitím běžné počítačové sériové linky. Samotné propojení modelu s portem PC je z důvodů co nejmenšího vlivu na stabilizaci modelu realizováno pomocí tenkého dvoužilového kabelu.

7.3.2 Realizace jízdy

Samotné ovládání jízdy vpřed či vzad bylo realizováno dvěma způsoby. Prvním způsobem je změna požadovaného náklonu vozítka pomocí joysticku a to v mezích $\pm 10^\circ$. Další aplikovaný způsob simuluje jízdu člověka na reálném vozidle Segway. Jízda vpřed či vzad je tedy způsobena momentem působícím na základnu vozítka. Tento moment je vyvolán závažím na tzv. vyvažovacím servomotoru (viz. kapitola 4.3). V závislosti na náklonu ramene se závažím lze na model působit momentem v rozsahu $0 - 0,0028 \text{ Nm}$ v obou směrech jízdy.

Přepínání mezi oběma jízdními režimy bylo realizováno pomocí tlačítka na joysticku, přičemž realizace v mikrokontroléru byla provedena pomocí *State flow*. Z bezpečnostních důvodů (zabránění pádu během jízdy) byl na navržené řízení aplikován ochranný algoritmus: při řízení modelu pomocí požadovaného náklonu zůstává závaží ve

svislé poloze, naopak při řízení jízdy pomocí monetu působícího na základnu zůstává požadovaný náklon nulový.

7.3.3 Realizace zatáčení

Změřená maximální úhlová rychlost otáčení každého kola ω_K je $3,65 \text{ rad} / \text{s}$. Při známosti poloměru kola $r_K = 0,066 \text{ m}$ byla tedy vypočítána obvodová rychlost kola:

$$v_K = \omega_K \cdot r_K = 0,2409 \text{ m} / \text{s} \quad (7.4)$$

Při předpokladu, že se jedno kolo modelu neotáčelo a druhé kolo se naopak otáčelo maximálními otáčkami byla vypočítána úhlová rychlost otáčení modelu kolem stojícího kola ω_M :

$$\omega_M = \frac{v_K}{r_M} = 1,661 \text{ rad} / \text{s} \quad (7.5)$$

přičemž $r_M = 0,145 \text{ m}$ představuje poloměr otáčení modelu, tedy vzdálenost mezi oběma koly.

Při otáčení obou kol stejnou úhlovou rychlostí v navzájem opačném směru se střed otáčení přesunul do středu modelu, poloměr otáčení se tedy zmenšil na polovinu, čímž byla určena výsledná maximální úhlová rychlost otáčení celého modelu kolem svislé osy $\omega_M = 3,322 \text{ rad} / \text{s}$.

Výše uvedené rovnice byly využity při samotné realizaci zatáčení. Otáčky jednotlivých kol byly přepočítány na úhlovou rychlost otáčení modelu kolem svislé osy dosazením rovnice 7.4 do rovnice 7.5:

$$\omega_M = \frac{\omega_{K1} \cdot r_K}{r_M} - \frac{\omega_{K2} \cdot r_K}{r_M} \text{ rad} / \text{s} \quad (7.6)$$

kde ω_{K1} a ω_{K2} představují úhlovou rychlost jednotlivých kol souhlasným směrem v rad / s .

Výsledná úhlová rychlost otáčení modelu kolem svislé osy ω_m je pomocí P regulátoru řízena na nulovou hodnotu (synchronizace rychlosti otáčení obou kol). Zatáčení modelu je pak dosaženo změnou požadované úhlové rychlosti otáčení modelu pomocí joysticku.

7.4 Bezpečnostní algoritmy

Z důvodů ochrany modelu při používání byly do výsledného řídicího algoritmu aplikovány některé bezpečnostní algoritmy. Ochranný algoritmus při vybití baterie neustále sleduje napětí na napájecí baterii. Při poklesu napájecího napětí pod hodnotu 6,9

V je znemožněno ovládání modelu pomocí joysticku a model je dále stabilizován na nulový náklon (omezení jízdy) a nulovou úhlovou rychlost otáčení modelu kolem svislé osy (omezení zatáčení).

Další ochranný algoritmus slouží k vypnutí motorů při pádu modelu. Pokud překročí úhel náklonu základny $\pm 30^\circ$ (maximální úhel náklonu při jízdě je $\pm 10^\circ$), dojde k automatickému vypnutí obou motorů.

Posledním aplikovaným bezpečnostním algoritmem je omezení rychlosti jízdy. Jeho návrhem a popisem se ve své práci zabývá Bc. Jan Štěpánek.

7.5 Aplikace řídicího algoritmu na μC

Po sestavení celého řídicího algoritmu v programu Simulink následovala pomocí Kerhuel toolboxu kompilace algoritmu do C kódu. Ten byl následně pomocí programu MPLAB a kompilátoru ICD3 aplikován přímo do mikrokontroléru dsPIC33FJ128MC804.

Schéma sestavení celého řídicího algoritmu implementovaného na mikrokontrolér je uvedeno v příloze H.

8 ZÁVĚR

Tato diplomová práce byla součástí projektu HUMMER, který se zabýval vývojem a výrobou nestabilního dvoukolového dopravního prostředku typu Segway. Konkrétním cílem části projektu popsané v této práci bylo oživení malého laboratorního dvoukolového modelu inspirovaného právě vozidlem Segway. Smysl malého modelu je především v možnosti testování použitelnosti různých senzorů, způsobů řízení či bezpečnostních algoritmů před jejich samotnou aplikací na reálný dvoukolový dopravní prostředek.

K dispozici byl již reálný laboratorní model převzatý z projektu Keywátka II. Prvním úkolem tedy bylo seznámení se s modelem a vůbec problematikou způsobu řízení podobných dvoukolových nestabilních vozítek. Výsledkem byl požadavek na jednotlivé senzory nutné ke správné funkci modelu. Následoval jejich výběr a aplikace na elektroniku vozítka.

Před samotným návrhem elektroniky byly s ohledem na použité motory a senzory stanoveny základní požadavky na jednotlivé moduly. Při návrhu výkonové části elektroniky pro buzení motorů byly pak řešeny dva zásadní problémy. Prvním byl vliv řídicího PWM signálu na výstupní signál senzoru proudu. Toto se podařilo eliminovat aplikací dolnoproustního filtru prvního řádu na výstup proudového senzoru. Druhým nežádaným jevem byl režim tzv. přerušovaných proudů při buzení motoru. Ten byl způsoben nevhodně zvolenými budiči a velmi malými proudy motory. Řešením nastalého problému byla až záměna výkonového členu budící elektroniky.

Mozkem celého vozítka je mikroprocesor. Jeho výběrem a návrhem potřebné obslužné elektroniky procesoru se zabývá poslední část kapitoly věnované elektronice vozítka. Po vyhodnocení všech kritérií byl vybrán mikrokontrolér firmy Microchip dsPIC33FJ128MC804.

Po oživení veškeré elektroniky byl proveden odhad parametrů modelu pomocí Parameter estimation toolboxu v Simulinku. Jeho základem bylo sestavení rovnic motoru a následné určení samotných konstant motoru. Odhad momentů setrvačnosti a suchého tření zbylých částí systému byl proveden pomocí redukce jednotlivých momentů na momenty motoru. Podrobnější popis celého postupu včetně rovnic je uveden v příslušné kapitole.

Návrh samotných regulátorů probíhal na modelu připojeném k PC pomocí I/O karty MF 624. Jako první bylo přistoupeno k odladění PID regulátoru. Ten byl naladěn ručně, přičemž výchozí konstanty regulace byly nalezeny pomocí metody Ziegler-Nichols. Následný návrh LQR řízení probíhal v Matlabu. Při návrhu byl využit model nestabilního vozítka sestavený kolegou Bc. Františkem Zouharem v programu SimMechanics. Aplikací odhadnutých parametrů byl matematický model upraven k použití při návrhu regulátoru pro laboratorní model vozítka. Vzhledem k projevu navrženého regulátoru bylo nutné následné ruční doladění parametrů regulátoru v matici K . Důvodem nepřesného návrhu

regulátoru byl zřejmě ne zcela přesný odhad parametrů soustavy. Z tohoto důvodu se také nepodařilo navrhnout stavový pozorovatel, jednotlivé stavy byly tedy u LQR řízení měřeny příslušnými senzory (obdobně jako u PID regulátoru). Porovnání obou regulátorů je pak uvedeno v kapitole 6.3.

Poslední část práce se zabývala aplikací vybraného řízení na mikrokontrolér. Je zde popsán způsob implementace PID regulátoru na vybraný procesor a následná realizace ovládání jízdy pomocí nadřazeného PC s joystickem. V poslední části byly popsány některé použité bezpečnostní algoritmy aplikované na výsledné řízení modelu. Část kapitoly je rovněž věnována realizaci přenosu dat mezi mikrokontrolérem a PC, přičemž jsou zde také popsány problémy s bluetooth komunikací.

Všechny stanovené cíle práce se z výše popsaných důvodů nepodařilo splnit, přesto je však výstupem této diplomové práce funkční laboratorní model dvoukolového nestabilního vozítka ovládaný pomocí nadřazeného PC a joysticku.

Práce na tomto projektu pro mě byla přínosem nejen z hlediska nových znalostí a zkušeností, ale také z hlediska práce v týmu a náležitosti s tím spojenými.

9 POUŽITÁ LITERATURA

- [1] Segway Inc., <http://www.segway.com> [online], 2011 - 4
- [2] ŠVEJDA, P. *Modelování dynamiky a řízení dvoukolového nestabilního transportního prostředku*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta strojního inženýrství, 2007. 66 s. Vedoucí diplomové práce Ing. Robert Grepl, Ph.D
- [3] YAMAMOTO, Y. *NXTway-GS Model-Based Design-Control of self-balancing two-wheeled robot built with LEGO Mindstorms NXT*. Cybernet systems corporation, Applied systems first division, 2009. 73 s.
- [4] OOI RICH CHI, *Balancing a two-wheeled autonomous robot*. Crawley: University of Western Australia, Faculty of Engineering and Mathematical Sciences, 2003. 72 s. Vedoucí práce Prof. Thomas Bräunl, Prof. Jie Pan
- [5] Princip Compelemntary filtru, <http://web.mit.edu/scolton/www/filter.pdf> [online], 2011 - 4
- [6] Datasheet – clonící disk HEDS 5120A11 <http://datasheet.octopart.com/HEDS-5120%23A11-Avago-datasheet-5311801.pdf> [online], 2011 – 4
- [7] Princip Hallova jevu, http://147.229.68.118/~adamek/uceb/DATA/s_5_2.htm [online], 2011 - 4
- [8] Lubin Kerhuel – Kerhuel toolbox, <http://www.kerhuel.eu> [online], 2011 – 4
- [9] Datasheet – akcelerometr LIS3L02AS4 <http://www.st.com/stonline/books/pdf/docs/10221.pdf> [online], 2011 - 4
- [10] Datasheet – gyroskop ADXRS150, <http://www.cs.cmu.edu/~sensing-sensors/readings/ADXRS150.pdf> [online], 2011 – 4

- [11] Datasheet - výkonový obvod VNH3SP30,
<http://www.robotshop.com/PDF/rbpol13-vnh3sp30-manual.pdf> [online], 2011 – 4
- [12] Princip aliasingu, <http://cs.wikipedia.org/wiki/Aliasing> [online], 2011 - 5
- [13] PATOČKA, M. *Vybrané statě z výkonové elektroniky svazek II*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2005. 109 s.
- [14] Datasheet – výkonový člen L298N,
<http://www.st.com/stonline/books/pdf/docs/1773.pdf> [online], 2011 - 4
- [15] VEJLUPEK, J. *Vývoj elektroniky pro řízení trakce experimentálního vozidla*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta strojního inženýrství, 2010. 77s. Vedoucí diplomové práce Ing. Robert Grepl, Ph.D.
- [16] Datasheet – proudový senzor LEM LTS 6-NP, <http://datasheet.octopart.com/LTS-6-NP-LEM-datasheet-133647.pdf> [online], 2011 – 4
- [17] Metoda Ziegler-Nichols, http://en.wikipedia.org/wiki/Ziegler-Nichols_method [online], 2011 - 4
- [18] SKALICKÝ, J. *Teorie řízení I*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta strojního inženýrství, 2002. 97s.
- [19] Datasheet – bluetooth modul OEMSPA310,
http://www.spezial.cz/pdf/em_ds_oemspa_310.pdf [online], 2011 - 5

10 POUŽITÝ SOFTWARE

- Matlab R2009a
- Real time toolbox v4.0
- Kerhuel toolbox
- MPLAB IDE v8.63
- Eagle v5.10
- Invertor professional 2010

11 SEZNAM PŘÍLOH

- Příloha A – Elektrické schéma modulu gyroskopu
- Příloha B – Elektrické schéma modulu akcelerometru
- Příloha C – Elektrické schéma propojovacího modulu
- Příloha D – Elektrické schéma výkonového modulu
- Příloha E – Elektrické schéma oddělovacího modulu
- Příloha F – Schéma sestavení PID regulátoru v PC
- Příloha G – Schéma sestavení LQR regulátoru v PC
- Příloha H – Schéma sestavení řídicího algoritmu μC
- Příloha I – Fotka balancujícího vozítka
- Příloha J – Fotka balancujících vozidel projektu HUMMER
- Příloha K – Elektrické schéma dsPIC boardu