



**ČVUT**

**ČESKÉ VYSOKÉ  
UČENÍ TECHNICKÉ  
V PRAZE**

FAKULTA STROJNÍ

ÚSTAV PŘÍSTROJOVÉ A ŘÍDICÍ TECHNIKY

DIPLOMOVÁ PRÁCE

# Řízení aktivního radiálního magnetického ložiska

Jan Krofta

2019

## I. OSOBNÍ A STUDIJNÍ ÚDAJE

Příjmení: **Krofta** Jméno: **Jan** Osobní číslo: **423361**  
Fakulta/ústav: **Fakulta strojní**  
Zadávající katedra/ústav: **Ústav přístrojové a řídicí techniky**  
Studijní program: **Strojní inženýrství**  
Studijní obor: **Přístrojová a řídicí technika**

## II. ÚDAJE K DIPLOMOVÉ PRÁCI

Název diplomové práce:

**Řízení aktivního radiálního magnetického ložiska**

Název diplomové práce anglicky:

**Control of active radial magnetic bearing**

Pokyny pro vypracování:

- 1) Popište matematicko-fyzikální vztahy popisující chování aktivního magnetického ložiska
- 2) Zhodnoťte současné mechanické řešení laboratorního modelu a výkonovou elektroniku
- 3) Vytvořte simulační model ložiska v Matlab/Simulink, včetně identifikace parametrů modelu podle skutečnosti
- 4) V LabView vytvořte program pro řízení ložiska
- 5) Experimentálně ověřte funkčnost zařízení

Seznam doporučené literatury:

- [1] Schweitzer, Gerhard, Maslen, Eric H. (Eds.), Magnetic Bearings Theory, Design, and Application to Rotating Machinery, Springer, 2009, ISBN 978-3-642-00497-1
- [2] Yoon, Se Young, Lin, Zongli, Allaire, Paul E., Control of Surge in Centrifugal Compressors by Active Magnetic Bearings Theory and Implementation, Springer, 2013, ISBN 978-1-4471-4240-9

Jméno a pracoviště vedoucí(ho) diplomové práce:


**doc. Ing. Martin Novák, Ph.D., odbor elektrotechniky FS**

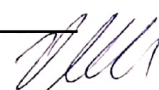
Jméno a pracoviště druhé(ho) vedoucí(ho) nebo konzultanta(ky) diplomové práce:

Datum zadání diplomové práce: **26.04.2019**

Termín odevzdání diplomové práce: **12.06.2019**

Platnost zadání diplomové práce:

  
doc. Ing. Martin Novák, Ph.D.  
podpis vedoucí(ho) práce

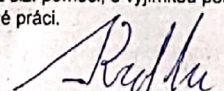
  
podpis vedoucí(ho) ústavu/katedry

  
prof. Ing. Michael Valášek, DrSc.  
podpis děkana(ky)

## III. PŘEVZETÍ ZADÁNÍ

Diplomant bere na vědomí, že je povinen vypracovat diplomovou práci samostatně, bez cizí pomoci, s výjimkou poskytnutých konzultací. Seznam použité literatury, jiných pramenů a jmen konzultantů je třeba uvést v diplomové práci.

**26.4.2019**  
Datum převzetí zadání

  
Podpis studenta

Prohlašuji, že jsem tuto práci vypracoval samostatně s použitím literárních pramenů a informací, které cituji a uvádím v seznamu použité literatury.

.....

Podpis

.....

Datum

# Poděkování

Děkuji vedoucímu práce doc. Ing. Martinu Novákovi, PhD. za nespočet cenných rad, které mi poskytl. Děkuji svému kolegovi Jardovi Petrášovi, se kterým jsem spolupracoval na projektu, jehož výsledkem je tato diplomová práce. Bez jeho zkušeností, vybavení a odhodlání by to nešlo. V neposlední řadě děkuji svojí rodině a přítelkyni za obrovskou podporu, kterou mi poskytují.

## Abstrakt

Tato diplomová práce se zabývá návrhem řízení laboratorního modelu aktivního magnetického radiálního ložiska. V teoretické části je ve stručnosti shrnut aktuální stav problematiky magnetických ložisek. Jsou popsány jejich jednotlivé části, včetně možností jejich praktické realizace. To zahrnuje elektromagnety, senzory, výkonovou elektroniku a řídicí elektroniku. Aktivní magnetické ložisko je popsáno pomocí matematicko-fyzikálního modelu, který je následně převeden na simulační počítačový model vyvinutý pomocí MATLAB/Simulink. V praktické části je popsán vlastní návrh a realizace modelu aktivního magnetického ložiska. Důraz je kladen na popis uspořádání použitých sensorů polohy a jejich elektrické zapojení a vlastnosti. Stejně tak je popsáno i zapojení a vlastnosti výkonové elektroniky a jsou uvedeny výsledky měření. Dále je představen program vyvinutý v programovacím prostředí National Instruments LabView pro průmyslový počítač National Instruments CompactRio s využitím FPGA. Vlastnosti hotového modelu jsou ilustrovány odezvou soustavy při rozběhu ložiska. Dosažené výsledky jsou zhodnoceny včetně možných směrů dalšího vývoje.

**Klíčová slova:** Mechatronika, Magnetické ložisko, magnetická levitace, řízení, LabView, CompactRio

## Abstract

This diploma thesis deals with the design of an active radial magnetic bearing, with attention to control design. First, the current state of the technology of magnetic bearings is summarised. Components of such systems are described, including possibilities of their practical realisation. Information on electromagnets, sensors, power electronics, and available control hardware is provided. Mathematical model of active magnetic bearing is derived and converted into computer model using MATLAB/Simulink. Custom model of an active magnetic bearing is then presented. Various aspects of design and realisation of such device are illustrated, including but not limited to the design of the sensors and power electronics. Measurements are made to conclude the performance of these components. Controller is designed using National Instruments LabView environment and executed on National Instruments CompactRio industrial controller utilising an onboard FPGA. Finally, the performance of presented active magnetic bearing is evaluated by assessing system response. Possibilities of further development are suggested.

**Keywords:** Mechatronics, Magnetic bearing, magnetic levitation, control, LabView, CompactRio

# Obsah

<b>1</b>	<b>Přehled použitých zkratk</b>	<b>7</b>
<b>2</b>	<b>Teoretická část</b>	<b>8</b>
2.1	Úvod do problematiky magnetických ložisek . . . . .	8
2.2	Členění magnetických ložisek . . . . .	9
2.3	Základní součásti systému aktivního magnetického ložiska . . . . .	12
2.3.1	Elektromagnety . . . . .	12
2.3.2	Senzory polohy . . . . .	13
2.3.3	Výkonová elektronika . . . . .	16
2.3.4	Řídicí elektronika . . . . .	20
<b>3</b>	<b>Cíle práce</b>	<b>24</b>
<b>4</b>	<b>Matematicko-fyzikální model ložiska</b>	<b>25</b>
4.1	Odvození síly v obvodu tvořeném jádrem C a I . . . . .	25
4.2	Odvození sil v radiálním magnetickém ložisku . . . . .	29
4.3	Linearizace . . . . .	31
4.4	Dynamika hřídele . . . . .	32
4.5	Dynamika RL obvodu . . . . .	36
4.6	Řízení . . . . .	36
<b>5</b>	<b>Počítačový model AMB</b>	<b>37</b>
<b>6</b>	<b>Vývoj modelu aktivního magnetického ložiska</b>	<b>38</b>

6.1	Mechanická koncepce . . . . .	38
6.2	Modul elektromagnetů . . . . .	41
6.3	Senzory a jejich příslušenství . . . . .	42
6.4	Výkonová část . . . . .	49
<b>7</b>	<b>Realizace řídicího algoritmu</b>	<b>58</b>
7.1	Použitý hardware . . . . .	58
7.2	Řídicí program . . . . .	59
7.2.1	Program spuštěný v FPGA . . . . .	60
7.2.2	Program spuštěný na osobním počítači . . . . .	62
<b>8</b>	<b>Ladění regulační smyčky, ověření vlastností soustavy</b>	<b>64</b>
<b>9</b>	<b>Závěr</b>	<b>68</b>
<b>10</b>	<b>Seznam příloh</b>	<b>76</b>

# 1 Přehled použitých zkratek

Zkratka	Význam	Český význam
AMB	Active magnetic bearing	Aktivní magnetické ložisko
SMD	Surface mounted device	Součástka pro povrchovou montáž
PID	Proporční-integrační-derivační regulátor	
FDM	Fused Deposition Modelling	Modelování depozicí taveniny
DMLS	Direct metal laser sintering	Přímé spékání kovu laserem
LED	Light-emmiting diode	Světlo vyzařující dioda
DPS	Deska plošných spojů	
PCB	Printed circuit board	Deska plošných spojů
THT	Through-hole technology	Montáž skrz díru
ADC	Analog-to-Digital converter	Analogově digitální převodník
DAC	Digital-to-Analog converter	Digitálně analogový převodník
MOS	Metal oxide semiconductor	Polovodič na bázi kovu a oxidu
CMOS	Complementary MOS	Doplňkový polovodič na bázi kovu a oxidu
FPGA	Field Programmable Gate Array	Programovatelné hradlové pole
HMI	Human-Machine interface	Rozhraní člověk-stroj
FIFO	First in first out	První dovnitř, první ven
IO	Input-output	Vstup-výstup
FET	Field effect transistor	Tranzistor řízený polem
MOSFET	Metal oxide semiconductor FET	Tranzistor MOS řízený polem
PWM	Pulse-Width Modulation	Pulzně-šířková modulace
TTL	Transistor-transistor logic	Tranzistorově-tranzistorová logika
LVTTL	Low voltage transistor-transistor logic	Nízkonapěťová tranzistorově-tranzistorová logika



## 2 Teoretická část

### 2.1 Úvod do problematiky magnetických ložisek

Téma magnetické levitace se ve strojírenství vyskytuje od počátku 20. století. Američtí inženýři Robert Goddard a Emile Bachelet přišli s myšlenkou vlaku, který by byl unášen silou magnetického pole. Tehdejší úroveň strojírenství však ještě neumožnila praktickou realizaci konceptu. To se změnilo až ve 30. letech 20. století, kdy německý inženýr Hermann Kemper úspěšně demonstroval výsledky svého tehdy asi desetiletého výzkumu a obdržel patent „Schwebebahn mit räderlosen Fahrzeugen, die an eisernen Fahrschienen mittels magnetischer Felder schwebend entlang geführt wird“, tedy „Závěsná železnice s bezkolovými vozy, které jsou vedeny po kovových kolejích prostřednictvím magnetických polí“.[28] Tento patent stojí na počátku vědeckého úsilí, na jehož konci byla realizace projektu *Transrapid*, tedy funkčního osobního vlaku unášeného magnetickým polem. [15]

I přes úspěchy zejména v oblasti „kolejových“ vozidel byla technologie magnetické levitace ještě na konci 20. století vzácnou záležitostí. Až v současné době zejména díky dostupnosti polovodičových technologií, ať už v podobě dostatečně výkonných mikroprocesorů, dostatečně přesné a rychlé sensoriky nebo výkonových součástí pro potřebné elektrické měniče se tato technologie dostává do průmyslové praxe. V její prospěch hraje i současný důraz na efektivitu, energetickou úspornost a s tím související důraz na minimalizaci emisí skleníkových plynů. [2]

Mezi hlavní výhody aktivních magnetických ložisek (AMB) patří [26]

- Velmi vysoká dosažitelná obvodová rychlost (až  $350 \text{ m} \cdot \text{s}^{-1}$ )
- Velmi nízké náklady na údržbu, neboť magnetická ložiska ze své podstaty nevyžadují lubrikaci
- Absence maziv umožňuje využití těchto ložisek i ve sterilních provozech či ve vakuu
- Prakticky neomezená životnost
- Velmi nízké (ve srovnání s konvenčními ložisky až 20krát nižší) mechanické ztráty
- Pokročilé možnosti aktivního tlumení vibrací například u velmi dlouhých, pružných hřídelů

- AMB může být nastaveno tak, aby vibrace záměrně vyvolalo, což může být využito k získání dynamických charakteristik hřídelů

Z těchto výhod vyplývá, že aktivní magnetická ložiska jsou dnes vhodná zejména pro točivé stroje s vysokými obvodovými rychlostmi jako jsou kompaktní jednotky turbíny a generátoru pro výrobu elektrické energie, setrvačníky pro uchování této energie, vakuové turbomolekulární pumpy, centrifugy apod. [26]

AMB mají i nevýhody, například:

- Vysoké pořizovací náklady
- Ve srovnání s konvenčními ložisky větší rozměry a vyšší hmotnost
- Relativní složitost technologie, která je jednou z příčin vysoké ceny a nízké rozšířenosti AMB

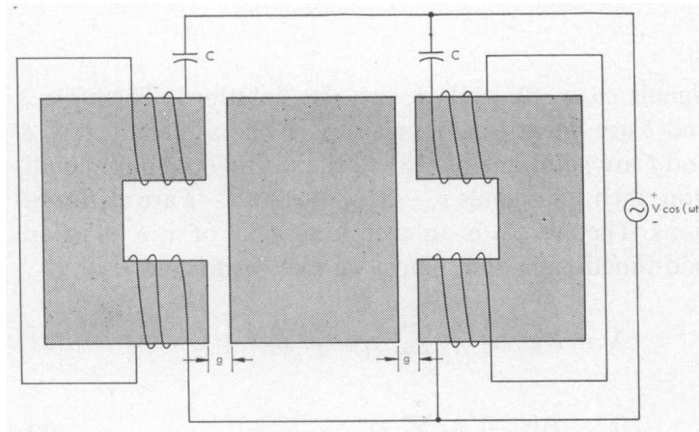
## 2.2 Členění magnetických ložisek

V minulosti byla navržena a realizována magnetická ložiska pracující na různých principech. Širší využití však našly pouze některé tyto koncepty. V této části úvodu představím vybrané typy magnetických ložisek včetně základního popisu jejich funkce.

Fundamentální princip obecně jakékoliv magnetické levitace je vždy stejný a vychází z Maxwellových rovnic. Magnetická ložiska se ale dělí do dvou hlavních skupin na základě toho, zda-li fungují na bázi reluktanční síly anebo Lorentzovy síly [28].

**Magnetická ložiska fungující na principu magnetické reluktance** Mechanická práce zde vychází z energie uložené v magnetickém poli a samotná síla působící na hřídel se určí pomocí principu virtuální práce [28]. Síla zde působí kolmo na rozhraní dvou prostředí s různými relativními permeabilitami a snaží se snížit celkovou magnetickou reluktanci soustavy. Příkladem takového rozhraní je rozhraní mezi vzduchovou mezerou a ocelovým hřídelem. Síla přitahuje hřídel k pólu elektromagnetu, čímž se snaží minimalizovat velikost prostředí s nízkou permeabilitou (vzduchovou mezeru). Velikost síly záleží na rozdílu permeabilit a vzhledem k tomu, že permeabilita oceli je ve srovnání se vzduchem velmi vysoká, dosahuje i výsledná síla velkých hodnot. Tohoto principu se využívá velmi často a i model ložiska, o kterém tato práce pojednává pracuje právě takto.

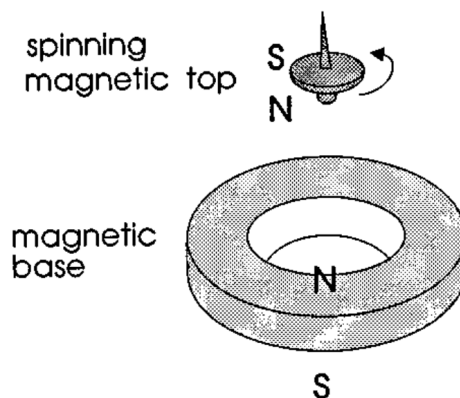
V praxi zřídka využívaná, nicméně pozoruhodná jsou magnetická ložiska s laděným RLC obvodem (obr. 1). Pokud se unášené těleso uprostřed vychýlí ze středové polohy, na obou stranách dojde ke změně indukčnosti magnetického obvodu. Na straně, kde se vzduchová mezera zvětší se vlastní frekvence přiblíží frekvenci rezonanční, v důsledku čehož cívkou protéká větší proud a na unášené těleso působí větší síla. Na opačné straně se děje přesný opak, tedy vlastní frekvence se od rezonanční frekvence vzdaluje, proud protékající cívkou klesá a síla na těleso se zde snižuje. Dochází tak k pasivní regulaci, což značně zjednodušuje celé zařízení. Nevýhodou je nízké tlumení, což může vést k nestabilitě [24].



Obrázek 1: Magnetické ložisko s laděným RLC obvodem [24]

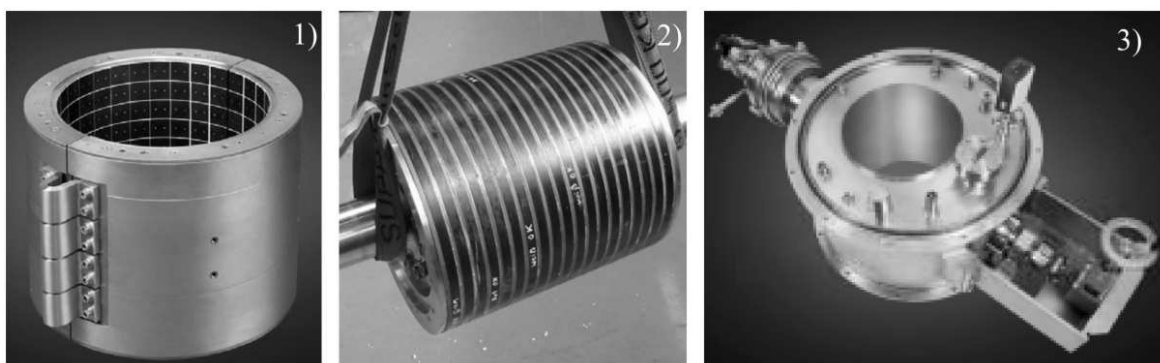
První intuitivní představa magnetického ložiska se často opírá o využití permanentních magnetů. Magnetická levitace způsobená čistě magnetickými silami mezi feromagnetickými tělesy, bez jakýchkoliv dalších sil nebo aktivního řízení však není možná, což je dáno Earnshawovým teorémem. Například výuková pomůcka „Levitron“ (obr.2), která se skládá z vřetene s toroidním magnetem a magnetické podložky zdánlivě tento princip porušuje. Po roztočení vřetene (káčiči) tato stabilně levituje nad magnetickou podložkou. Stabilizují ji ale právě gyroskopické momenty vzniklé rotačním pohybem, které při poklesu úhlové rychlosti vřetene přestanou být dostačující pro stabilizaci a dojde ke zhroucení [24].

**Magnetická ložiska na bázi supravodičů** Jednou ze základních vlastností supravodičů, tedy materiálů, které za určitých podmínek vykazují nulový elektrický odpor, je Meissner-Ochsenfeldův jev. Ten způsobuje, že při umístění supravodiče do slabého magnetického pole jsou siločáry tohoto pole „vytlačeny“ ven z objemu supravodiče. To umožňuje stabilní levitaci permanentního magnetu nad supravodičem. Na principu tohoto fenoménu lze zkonstruovat pasivní magnetické ložisko. Praktickým příkladem takového zařízení je HTS (High Temperature Superconductor) magnetické ložisko vyvinuté v rámci společného projektu společností Siemens AG, Nexans GmbH a technické



Obrázek 2: Schéma hračky Levitron [24]

univerzity v Braunschweigu. Toto ložisko je určeno pro použití ve spojení s generátorem o zdánlivém výkonu 4 MVA, rovněž na bázi supravodičů. Je navrženo pro hřídel o hmotnosti 1000 kg a průměru 319 mm při nominálních otáčkách  $3600 \text{ min}^{-1}$ . Teplota supravodiče ve statoru ložiska musí být udržována pod 33 K [31]. V části 1 obrázku 3 je samotný stator na bázi vysokoteplotního supravodiče YBCO, v části 2 je rotor s NdFeB permanentními magnety a v části 3 je celá statorová jednotka bez hřídele.



Obrázek 3: HTS magnetické ložisko Siemens-Nexans [31]

**Magnetická ložiska fungující na principu Lorentzovy síly** Lorentzova síla je hnací silou většiny používaných elektrických motorů. Působí na elektrický náboj, který se pohybuje (například elektrickým vodičem) v magnetickém poli, přičemž její směr je vždy kolmý na magnetické siločáry a je dán pravidlem pravé ruky.

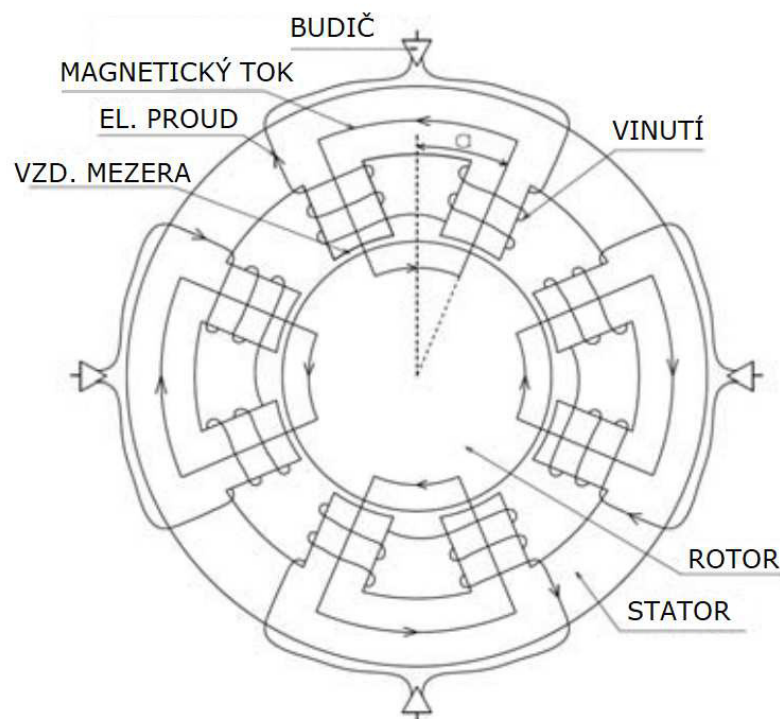
Na principu Lorentzovy síly většinou pracují jednotky kombinující samotný elektromotor s magnetickými ložisky. Tyto jsou známy jako samonosné [28] nebo bezložiskové [2] motory, přičemž existují asynchronní i synchronní typy. Ke stabilizaci hřídele ve třech translačních a dvou rotačních osách se využívá různých konfigurací přídavných statorových vinutí. Hlavní výhodou tohoto uspořádání je kompaktnost a možnost inte-

grace řízení elektromotoru a AMB. Bezložiskové (samonosné) elektromotory nacházejí uplatnění například v čerpací technice pro vysoce čistá prostředí nebo v medicíně [2].

## 2.3 Základní součásti systému aktivního magnetického ložiska

### 2.3.1 Elektromagnety

Zdrojem magnetického pole, které silově působí na rotor jsou cívky vhodně umístěné v rámci magnetického obvodu. U reluktančního ložiska, kterým se tato práce primárně zabývá, je patrně nejčastější osmipólové uspořádání magnetického obvodu (obr.4. Tvoří ho čtyři diskrétní elektromagnety, které jsou po obvodu spojeny zejména kvůli vymezení vzájemné polohy v ložisku. Obvodové propojení není však pro funkci zásadní a vyvíjené magnetické ložisko jím z důvodu špatné dostupnosti materiálu nedisponuje.



Obrázek 4: Osmipólové radiální magnetické ložisko [14]

Materiál magnetického obvodu se volí s ohledem na jeho střídavou magnetizaci za provozu AMB. Mezi nejdůležitější vlastnosti takového materiálu patří

- Vysoká počáteční i maximální permeabilita
- Vysoká indukce nasycení

- Nízká koercivita
- Nízká elektrická vodivost
- Nízká anizotropie

První dva požadavky mají vliv na praktickou zatížitelnost AMB při zachování co nejmenších rozměrů a hmotnosti. Následující dva požadavky mají vliv na elektromagnetické ztráty AMB a tedy ekonomičnost provozu. Zbýlý požadavek na nízkou anizotropii, tedy závislost vlastností na směru má vliv na oba tyto faktory. V praxi se využívají magneticky měkké materiály běžné pro jiné elektrické stroje, tzn. slitiny železa s křemíkem, niklem nebo kobaltem [6]. Magnetický obvod ložiska je nejčastěji laminován z tenkých plechů z uvedených materiálů. Plechový polotovar je nařezán (např. pomocí laseru) na jednotlivé laminace ve tvaru magnetického obvodu. Laminace jsou následně zarovnány a spojeny pryskyřicí za působení vysokého tlaku [1]. Jelikož se tato práce zabývá výrobou prototypu AMB, je vhodné zmínit metodu výroby laminovaných magnetických obvodů leptáním. Metoda spočívá k přenesení návrhu laminace na vhodný plechový polotovar fotocestou a následném vyleptání jednotlivých laminací. Pokročilá technologie společnosti Precision Micro Ltd. pak umožňuje využít fotocitlivé vrstvy, která po leptání zůstává na laminacích k samotnému izolovanému propojení jednotlivých dílů. Výhodou metody je vysoká přesnost a relativně příznivá cena při jednorázové prototypové výrobě [25]. Další technologie výroby magnetických obvodů spočívá ve tvarování obvodu z výchozího materiálu v podobě prášku a to většinou lisováním a spékáním. Výhodou je aditivita této metody a možnost tvořit sofistikovaná geometrická uspořádání obvodů, nevýhodou je například potřeba výrobní formy [27]. Aditivní metody vycházející z 3D tisku (ať už DMLS nebo FDM) jsou ve fázi výzkumu a ve srovnání s tradičními laminovanými jádry vykazují jen zlomkovou permeabilitu [32].

### 2.3.2 Senzory polohy

Pro zpětnovazební řízení je třeba znát okamžitou polohu rotoru uvnitř ložiska. K tomu se používají různé typy senzorů vzdálenosti. Požadavky na takový senzor jsou

- Bezdotykové fungování
- Dostatečná přesnost v potřebném rozsahu měření
- Lineární závislost výstupu senzoru (většinou napětového nebo proudového signálu) na vstupu v podobě vzdálenosti hřídele od senzoru

- Dostatečná šířka pásma
- Nízké zatížení výstupního signálu šumem, což souvisí i s odolností proti elektromagnetickému rušení
- Další faktory v závislosti na konkrétní aplikaci ložiska, například rozsah provozních teplot, odolnost proti prachu, přetlaku, vhodné rozměry apod.

Již z prvního požadavku na bezdotykovost vycházejí v zásadě tři použitelné fyzikální principy měření, totiž indukční, kapacitní a optický.

**Indukční senzory** Indukční senzory pracují na principu změny impedance RL obvodu, jehož součástí je právě měřený objekt. Existují dva základní principy. U prvního se impedance mění vlivem změny samotné indukčnosti měřicí cívky. Při přiblížení objektu se indukčnost a tedy i impedance zvýší, což je měřitelné. Nevýhodou je nutnost zabránit vířivým ztrátám v měřeném objektu, což může být problematické, neboť to vyžaduje přizpůsobení materiálu objektu. Senzor je napájen střídavým proudem o frekvenci v řádu kHz. Další variantou je indukční senzor na bázi vířivých proudů. Při přiblížení cíle se vlivem zvýšení ztrát vířivými proudy sníží impedance cívky senzoru. Senzor je napájen střídavým proudem o vysoké frekvenci (v řádu MHz) pro maximalizaci těchto ztrát. Ze stejného důvodu musí i měřený objekt být z materiálu s dobrou elektrickou vodivostí.

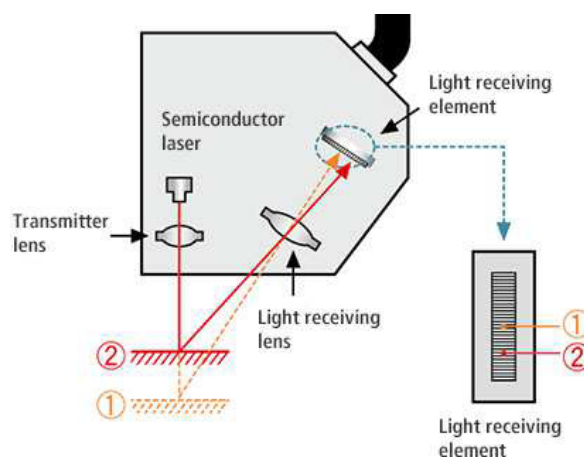


Obrázek 5: Senzor polohy na bázi vířivých proudů Micro-Epsilon EddyNCDT[13]

**Optické senzory** Optické senzory polohy mohou pracovat na několika odlišných principech, přičemž pro použití v magnetickém ložisku jsou vhodné pouze některé z nich.

Zřejmě nejjednodušším typem optického senzoru polohy je fotodioda spárovaná se zdrojem světla vhodné intenzity a vlnové délky, kterým může být LED anebo laser. Měřený objekt (například hřídel v magnetickém ložisku) je osvětlen zdrojem světla. Se změnou vzdálenosti měřeného objektu (cíle) od senzoru se mění tok světla, které se od hřídele odráží k fotodiodě. Fotodioda je většinou zapojena v reverzním režimu, což znamená, že se chová jako zdroj proudu. Závislost velikosti tohoto proudu na osvětlení je lineární. Proudový signál je vhodné převést na napěťový pro účely dalšího zpracování (filtrace, A/D převod) a to buďto pomocí měřicího rezistoru anebo operačního zesilovače v transimpedančním zapojení [10]. Mezi hlavní výhody tohoto typu optického senzoru patří velká šířka pásma, malé rozměry a cenová dostupnost. Mezi hlavní nevýhody patří ovlivnění okolním (parazitním) světlem a náchylnost na znečištění. Právě tento typ senzoru využívá náš model AMB.

Dalším typem je laserový triangulační optický senzor. Jeho princip je na obrázku 6. Měřený objekt, jehož povrch musí rovnoměrně rozptylovat světlo (nesmí být lesklý), je kolmo osvětlován laserem. Odražený paprsek dopadá na přijímací element, kterým je dnes nejčastěji obrazový snímač typu CMOS anebo spíše výjimečně (pro velmi „rychlé“ aplikace) fotodioda PSD (Position sensing device). Úhel, pod kterým odražený paprsek dopadá na snímač závisí na vzdálenosti měřeného cíle a jeho změna se projeví změnou místa na senzoru, do jakého odražený paprsek dopadne. Výhodou tohoto senzoru je vysoká přesnost (v řádu až desítek nanometrů [23]). Nevýhodou je opět citlivost na znečištění a velmi vysoká cena (zejména u modelů s velkou šířkou pásma)



Obrázek 6: Princip laserového triangulačního senzoru polohy[4]



**Kapacitní senzory** Kapacitní senzory vzdálenosti jsou založeny na změně kapacity mezi senzorem a měřeným objektem. Ze známého vztahu (1) pro výpočet kapacity kondenzátoru tvořeného dvěma deskovými elektrodami o ploše  $A$ , od sebe vzdálených  $d$ , mezi kterými je prostředí s relativní permitivitou  $\epsilon_r$  a  $\epsilon_0$  je permitivita vakua vyplývá, že kapacita je nepřímo úměrná vzdálenosti mezi elektrodami. Vztah platí pouze za předpokladu homogenity elektrického pole mezi elektrodami, které se v praxi dosahuje zvláštním uspořádáním měřící elektrody. V kapacitním senzoru polohy vystupují jako elektrody senzor a měřený objekt [22].

$$C = \epsilon_r \epsilon_0 \frac{A}{d} \quad (1)$$

Mezi výhody kapacitních senzorů (obr. 7) patří vysoká přesnost, velká šířka pásma a jednoduchá a robustní konstrukce, umožňující (za předpokladu kompenzace vlivu teplotní dilatace) provoz v širokém rozmezí teplot. Mezi nevýhody patří citlivost na změnu relativní permitivity prostředí mezi senzorem a měřeným objektem (např. vlivem vlhkosti nebo nečistot) [20] Požadavek na elektrickou vodivost měřeného objektu většinou není pro aplikaci v AMB limitující, neboť hřídel bývá zhotoven z vodivého materiálu. Použití tohoto typu senzoru v AMB bylo předmětem výzkumu [18], ale v praxi se prakticky nevyskytuje.



Obrázek 7: Kapacitní senzory vzdálenosti Micro-Epsilon[9]

### 2.3.3 Výkonová elektronika

Výstupem řídicího algoritmu, který může být spuštěn například v mikrokontroléru, hradlovém poli FPGA anebo (dnes velmi vzácně) realizován analogově je řídicí veličina, reprezentována elektrickým signálem. Úkolem výkonové elektroniky je řídit (budit)

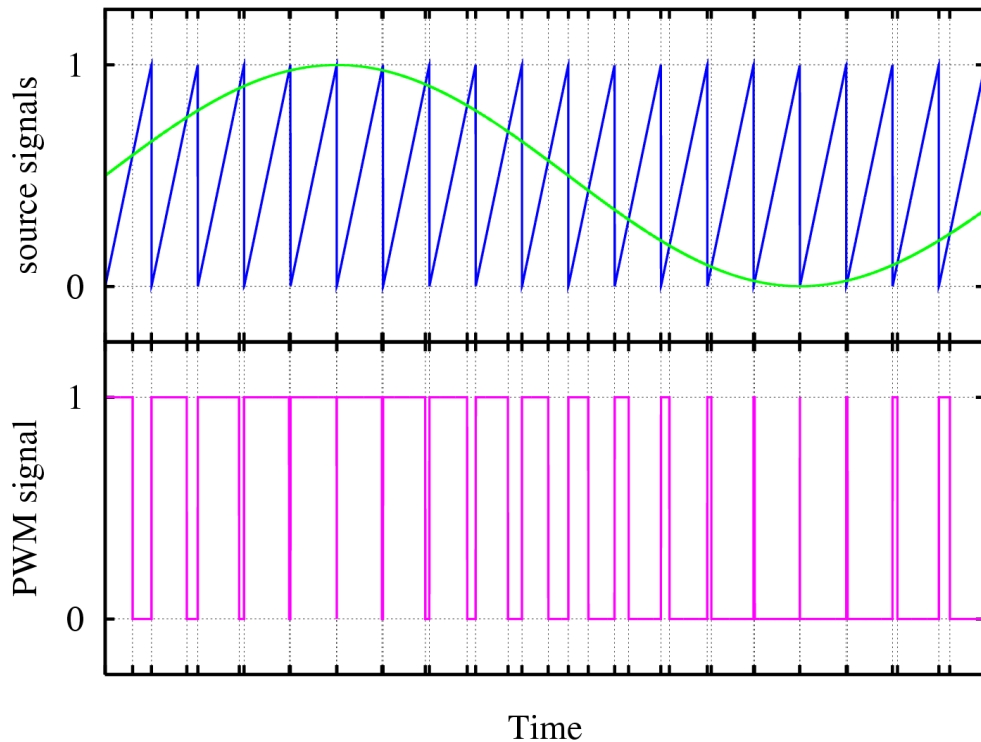
tímto slaboproudým signálem samotný proud tekoucí příslušnými cívkami elektromagnetů. Aby byla regulace ve většině případů nestabilních soustav AMB možná, musí budič splňovat požadavky na rychlost reakce (frekvenční odezvu) při vysoké proudové zatížitelnosti [2]. Obvod budiče lze v zásadě realizovat dvěma způsoby.

**Lineární zesilovač** Lineární zesilovač pracuje s analogovým vstupním signálem. Často se používá zesilovacích prvků ve formě bipolárních transistorů, neboť jsou určeny pro lineární provoz (proud tekoucí z kolektoru do emitoru je dán proudem tekoucím do báze násobeným zesílením tranzistoru). Dnes již všudypřítomné unipolární tranzistory FET se hodí spíše pro diskrétní spínací aplikace. Pro realizaci lineárního zesilovače pro AMB lze využít i některý z dostupných výkonových operačních zesilovačů. Například model OPA541 od výrobce Texas Instruments disponuje výstupním proudem až 10 A při napětí až 40 V [16]. Hlavní výhodou lineárního řešení výkonové elektroniky je snazší dosažení optimální regulace, neboť přenos takového budiče je výrazně méně komplikovaný než přenos spínaného budiče. Ve srovnání s ním také produkuje nesrovnatelně slabší šum. Hlavní nevýhodou tohoto řešení, která ho prakticky omezuje na laboratorní použití, je velmi nízká účinnost. Ať už je lineární zesilovač řešen jakkoliv, dochází k přeměně „přebytečné“ elektrické energie na teplo. To vyžaduje chlazení, což vede ke zvyšování hmotnosti, rozměrů a ceny lineárních zesilovačů [2].

**Spínaný zesilovač** Spínaný zesilovač pracuje s diskrétním vstupním signálem. Výhodou tohoto řešení je vysoká účinnost, neboť ztráty vznikají prakticky pouze během samotného spínacího děje, který je u moderních spínacích prvků velmi krátký (řádově ns). Ve stavu plného sepnutí dosahují moderní unipolární tranzistory velmi malých odporů (i v řádu  $m\Omega$ ). Při vypnutí naopak neprotéká prakticky žádný proud. Tyto vlastnosti vedou k menšímu zahřívání zesilovačů, čímž odpadá nutnost rozměrných, těžkých a drahých chladičů. Při rychlém spínání, vzniká elektromagnetický šum, což je zřejmě hlavní nevýhoda spínaných zesilovačů. Spojitý výstup regulátoru je na diskrétní převeden nejčastěji pomocí pulzně-šířkové modulace (PWM).

**PWM** Vznik PWM signálu znázorňuje obrázek 8. Vstupním signálem (na obr. tyrkysová barva) je akční veličina vystupující z regulátoru. Okamžitá hodnota tohoto signálu je porovnávána s okamžitou hodnotou nosného signálu pilového průběhu (na obr. modrá barva). Pokud je okamžitá hodnota vstupního signálu vyšší než okamžitá hodnota signálu nosného, výstup pulzně šířkové modulace (na obr. fialová barva) nabývá hodnoty log. 1 (dochází k uzavření elektrického obvodu zátěže, v opačném případě nabývá hodnoty log. 0 (el. obvod zátěže je přerušen). Perioda modulace je určena pe-

riodou nosného signálu. Pokud má zátěž integrační chování s dostatečně delší časovou



Obrázek 8: Princip PWM[11]

konstantou než je perioda PWM, tak se řízení svým chováním blíží spojitému. V AMB je zátěží cívka elektromagnetu vykazující integrační chování s časovou konstantou dle vztahu 2, kde  $L$  je vlastní indukčnost a  $R$  odpor vinutí.

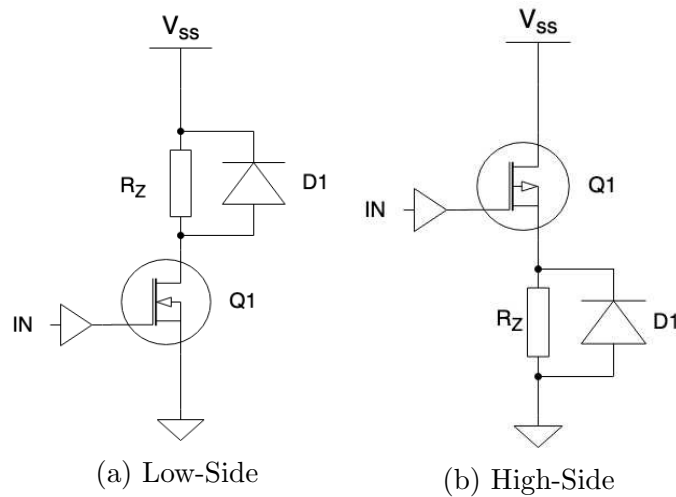
$$\tau = \frac{L}{R} \quad (2)$$

**Spínací prvky** Ve spínaném budiči se jako spínací prvky používají nejčastěji unipolární tranzistory MOSFET, pro vysoká napětí pak tranzistory typu IGBT. Hlavní výhodou unipolárních transistorů oproti bipolárním ve spínacích aplikacích jsou vyšší dosažitelné kmitočty a nižší spínací ztráty, což je dáno kratšími časy sepnutí a vypnutí. MOSFETy jsou řízeny napětím mezi hradly *gate* a *source*, přičemž rozhraní mezi nimi se projevuje jako kondenzátor. To znamená, že proud zde teče pouze během spínání. Umístěním rezistoru mezi zdroj řídicího napětí a hradlo *gate* lze tento proud omezit pro přímé spínání např. mikrokontroléry, které dokáží poskytnout jen malý proud. Děje se tak však na úkor rychlosti spínání, neboť se tím zvyšuje časová konstanta RC článku a tedy i čas dosažení prahového napětí  $V_{th}$  potřebného k otevření MOSFETU. Je nezbytné uvažovat, že rychlost periodického spínání (jaké se vyskytuje právě u PWM) není dáno pouze rychlostí sepnutí tranzistoru, ale i rychlostí jeho vypnutí. K vypnutí je potřeba kapacitu přechodu mezi *gate* a *source* co nejrychleji vybit

[30]. To lze realizovat pull-down rezistorem, což ale z hlediska rychlosti spínání není optimální. Lepší variantou je zapojení zdroje řídicího napětí (např. mikrokontroléru) jako push-pull. Při vypnutí je pak *gate* uzemněn a náboji v opuštění přechodu g-s brání pouze malá impedance. Jak bylo již zmíněno výše, schopnost digitálních výstupů moderních mikrokontrolérů (i FPGA apod.) poskytovat i „pohlcovat“ proud bývá značně omezená (řádově jednotky až desítky mA). Způsobem jak toto omezení překonat, je použití budiče tranzistoru, ať už v podobě pomocného obvodu složeného z diskretních součástek anebo integrovaného obvodu budiče tranzistorů MOSFET, což jsou běžně dostupné a využívané komponenty. Kromě toho, že dokáží nabíjet i vybíjet g-s přechod velkými proudy (velikost záleží na konkrétním modelu), umožňují ovládat tranzistor běžnými napěťovými úrovněmi (dle modelu např. TTL, LVTTTL) a často mají i příznivé vlastnosti z hlediska šumové imunity, jako je například hystereze vstupu [12].

**Uspořádání spínacího obvodu** V praxi existuje několik možných uspořádání spínacího prvku nebo prvků a zátěže. Nejjednodušší jsou zapojení typu low-side a high-side. U zapojení typu low-side (obr. 9a) je zátěž (na obrázku reprezentovaná odporem  $R_Z$ , ale může být obecně jakékoliv povahy) trvale připojena ke kladné napájecí větvi a sepnutím spínacího prvku Q1 dojde k jejímu uzemnění, čímž se uzavře elektrický obvod a zátěží může protékat elektrický proud. Na obrázku je spínací prvek typu N-MOSFET, k sepnutí tedy dochází po přivedení napětí vyššího než je příslušná hranice  $V_{th}$  na jeho *gate*.

Další možné uspořádání je typu high-side (obr. 9b). Zde je zátěž trvale uzemněna a sepnutím spínacího prvku se na ní připojí napájecí větev. Spínačem je zde P-MOSFET, k sepnutí tedy dochází snížením napětí pod příslušnou úroveň  $V_{th}$ , tedy prakticky uzemněním jeho *gate*. Pokud je na *gate* přivedeno kladné napětí přesahující tuto mez, zůstává přechod mezi vývody drain a *source* prakticky nevodivý. Výhodou uspořádání low-side je jednoduchost zapojení s N-MOSFETem, který vykazuje oproti P-MOSFETu příznivější vlastnosti - nižší odpor  $R_{DS}$  při stejném blokovacím napětí. Jeho nevýhodou je ztráta nulové reference pro zátěž, pokud je spínací prvek vypnutý, což při spínání elektromagnetů nehraje roli. Výhody a nevýhody high-side zapojení jsou vůči výhodám a nevýhodám low-side zapojení opačné.



Obrázek 9: Uspořádání spínacího obvodu

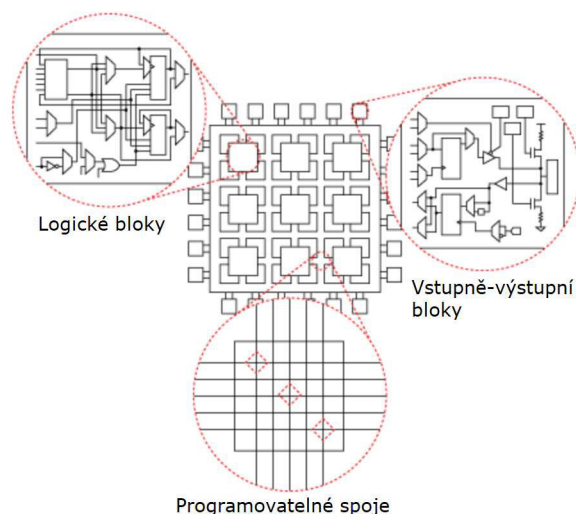
### 2.3.4 Řídicí elektronika

Jelikož jsou AMB ve většině praktických příkladů nestabilní soustavy [28], vyžadují zpětnovazební řízení. Ačkoliv v minulosti byla realizována aktivní magnetická ložiska s analogovým řízením (opírající se například o realizaci PID regulátorů a filtrů pomocí operačních zesilovačů), byla tato řešení postupně vytlačena číslicovou technikou. Vzhledem k rychlé povaze dynamických dějů spojených s provozem tohoto zařízení jsou na řídicí techniku kladeny značné nároky [29]. V současnosti se nejčastěji využívají následující typy řídicích techniky [5]

- Víceúčelové mikroprocesory (s periferiemi jako A/D převodníky, paměťmi apod. jako samostatnými zařízeními)
- Víceúčelové mikrokontroléry (které v jednom pouzdře kromě mikroprocesoru obsahují i další periferie a jedná se tedy o vestavěná zařízení)
- Digitální signálové procesory (DSP), což jsou mikroprocesory anebo mikrokontroléry úzce specializované na použití v úlohách spočívajících ve zpracování analogových signálů (např. ze senzorů polohy), zejména ve smyslu filtrace a realizace regulačních smyček s ohledem na vysokou výpočetní rychlost a další požadavky
- Programovatelná hradlová pole (FPGA), ve kterých jsou požadované funkce (filtrace, samotné řízení, komunikace s HMI atp.) realizovány souběžně (paralelně) prostřednictvím rekonfigurovatelných sítí složených z jednoduchých logických prvků

První dva zmíněné druhy řídicí techniky se hodí spíše pro méně náročné operace, neboť nejsou běžně schopny pracovat dostatečně rychle. Možnosti dosažení paralelismu sice u některých těchto zařízení existují (vícejádrové procesory), přesto se primárně pro řízení AMB nepoužívají. Použitím DSP, tedy třetí položky pro řízení magnetických ložisek se zabývá článek [5]. Nasazení DSP může být vzhledem k vysokým cenám FPGA vhodné pro komerční sériové realizace AMB. Na poslední položku, tedy integrované obvody typu FPGA se zaměřím, neboť právě tohoto prostředku využívám k řízení laboratorního modelu AMB. Vzhledem k tomu, že obvody FPGA patří mezi nejkompaktnější mikroelektronická zařízení a i pouhý základní přehled této problematiky by dalece přesahoval rozsah této práce, budu se jejich teorií věnovat jen nejstručnějším způsobem.

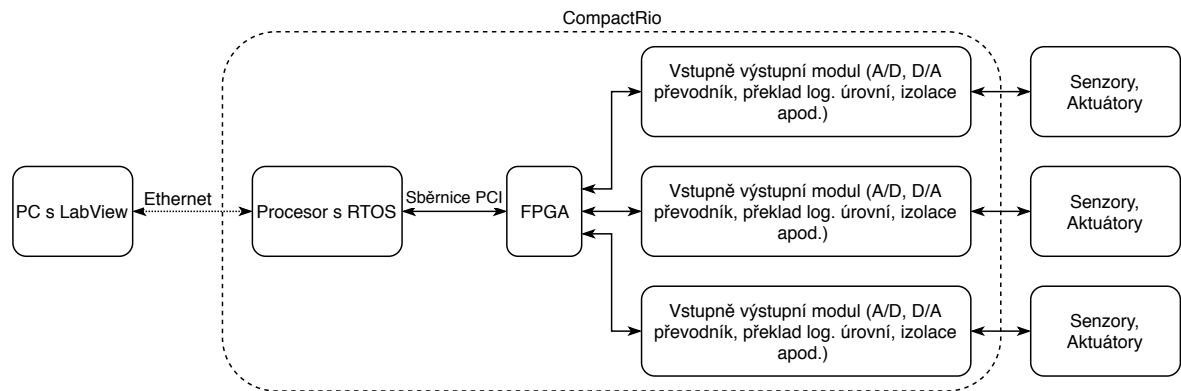
**FPGA** FPGA (Field Programmable Gate Array) je typ logického integrovaného obvodu. Základní struktura je patrná ze schématu na obr. 10. Obvod tohoto typu disponuje daným počtem logických bloků. Některé z těchto bloků je možné rekonfigurovat, některé mají pevnou funkci (elementární logické prvky, násobičky, atd.). Tyto bloky jsou propojeny pomocí programovatelných spojů a to jak mezi sebou, tak i s vstupně-výstupními bloky, které zajišťují komunikaci s okolím. V FPGA jsou dále přítomny blokové paměti RAM, registry a další součásti. Implementace dané výpočetní úlohy v FPGA ve své podstatě spočívá v implementaci této úlohy pomocí elementárních logických prvků. Jelikož by takový postup byl pro složitější úlohy neúměrně náročný, existují nástroje poskytující různé úrovně abstrakce.



Obrázek 10: Struktura FPGA [19], přeloženo

Z důvodu význačnosti pro tuto práci popíši průmyslový počítač NI CompactRio, který FPGA obsahuje. Právě tento systém byl využit pro řízení laboratorního modelu AMB.

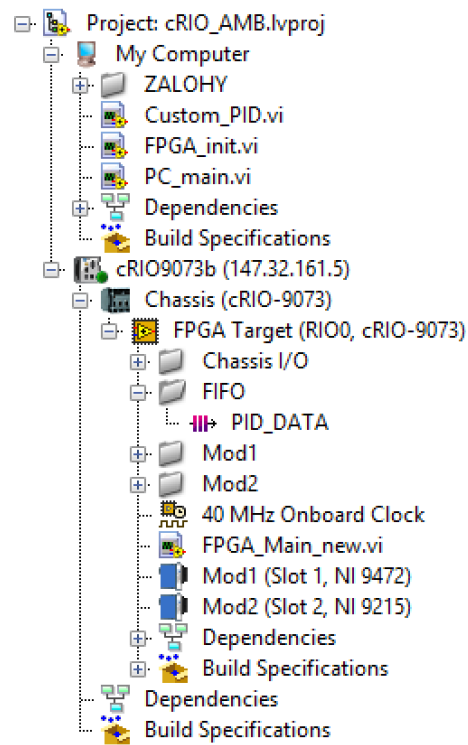
**National Instruments CompactRIO** National Instruments CompactRio je průmyslový počítač kombinující procesor, na kterém je spuštěn operační systém pracující v reálném čase (RTOS), pole FPGA a vyměnitelné vstupně-výstupní (IO) moduly. Blokový diagram systému je na obr. 11. RTOS zajišťuje běh uživatelských programů s garantovaným časováním, detailními možnostmi prioritizace jednotlivých procesů a pokročilou detekcí chyb a výjimek. Ve srovnání s běžnými „spotřebitelskými“ operačními systémy poskytuje velmi vysokou míru spolehlivosti a opakovatelnosti, což jej předurčuje pro průmyslové i jiné aplikace, kde by výpadky mohly vést ke škodám na majetku nebo zdraví. FPGA je určeno k provádění vysokorychlostních, paralelních operací. Ke komunikaci s okolním světem jsou využity IO moduly, přičemž existuje celá řada typů pro různé aplikace. Obousměrná komunikace s RTOS procesorem je zajištěna vysokorychlostní sběrnici PCI. IO moduly jsou k FPGA připojeny každý zvlášť pro dosažení velmi nízké latence [21].



Obrázek 11: Blokový diagram počítače CompactRio (vytvořeno na základě [21])

**National Instruments LabView** LabView je grafické programovací rozhraní používané zejména pro aplikace v oblastech měření a řízení. Program se skládá z funkčních bloků propojených *dráty (wires)* a má zpravidla dvě části. Samotný program je určen zapojením v tzv. *blokovém diagramu (block diagram)*. Na tzv. *předním panelu (front panel)* je pak grafické uživatelské rozhraní HMI. Výhodou je, že jednotlivé prvky tohoto rozhraní (indikátory, grafy, ovládací prvky,...) přísluší funkčním blokům a na *přední panel* se přidávají automaticky. Pro dosažení přehledného uživatelského rozhraní je pak tyto prvky třeba pouze upravit (z hlediska rozmístění a konkrétní podoby). Tyto dvě části tedy tvoří program, v prostředí LabView nazývaný *virtální přístroj (virtual instrument, VI)*. Tento se může skládat z více *podpřístrojů (Sub VI)*. *VI* jsou sdružovány v *projektech* (obr. 12), jejichž struktura zahrnuje i použitý hardware, kterému jednotlivé *VI* přísluší. Je běžné, že se projekt skládá z *VI* spuštěného na osobním počítači (např. pro účely HMI/SCADA), *VI* spuštěného na procesoru s RTOS (pro zprostředkování

komunikace mezi FPGA a osobním PC) a VI spuštěného na FPGA (pro zpracování signálů, řízení atp.).



Obrázek 12: Struktura projektu v LabView (řízení AMB)



### 3 Cíle práce

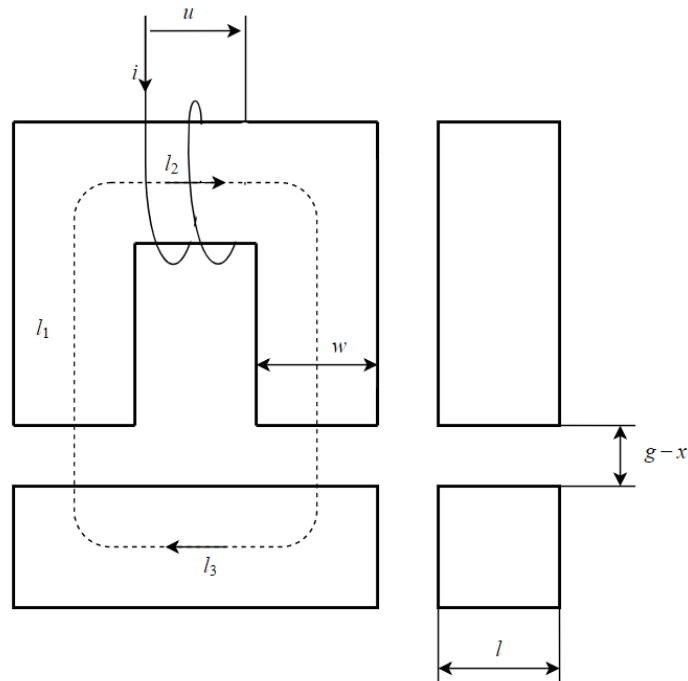
V rámci studentské grantové soutěže a nyní i mojí diplomové práce jsem se rozhodl účastnit se vývoje aktivního magnetického ložiska. S kolegou, se kterým ložisko vyvíjíme, se snažíme v maximální možné míře využívat běžně dostupné díly, materiály a technologie. řídicí algoritmus bude realizován za použití modulární platformy National Instruments compactRio a naprogramován v prostředí LabView. V případě, že model ložiska bude funkční a bude vykazovat příznivé vlastnosti může být tento využit v rámci společného úsilí Ústavu přístrojové a řídicí techniky a společnosti Honeywell při realizaci kogenerační jednotky pro výrobu tepla a elektrické energie na bázi plynové turbíny a vysokorychlostního synchronního generátoru s permanentními magnety.

1. Začnu odvozením matematicko-fyzikálních vztahů popisujících chování AMB. Ty jsou zásadní pro pochopení fungování soustavy a simulaci jejího chování.
2. Matematicko-fyzikální model využiji k vytvoření počítačového modelu ložiska v prostředí MATLAB/Simulink.
3. Následně představím praktický model AMB vyvíjený v rámci SGS. Představím jeho mechanické řešení, popíši použitou sensoriku a její elektrické příslušenství včetně překážek, jímž jsem během jeho návrhu čelil. Stejně tak popíši i výkonovou elektroniku, tedy měniče ovládající řídicí proud protékající cívkami. Představím platformu compactRIO firmy National Instruments a programovací prostředí LabView, ve kterém bude celé řízení naprogramováno.
4. V LabView vytvořím program pro řízení soustavy aktivního magnetického ložiska. Najdu vhodné parametry regulačních smyček pro funkčnost zařízení.
5. Experimentálně ověřím funkčnost zařízení a zhodnotím jeho vlastnosti.

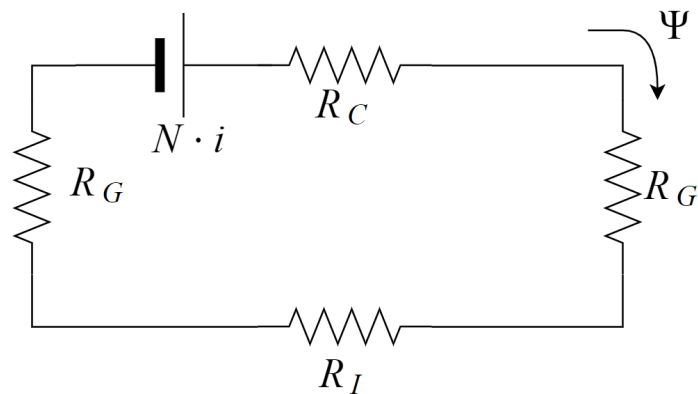
## 4 Matematicko-fyzikální model ložiska

### 4.1 Odvození síly v obvodu tvořeném jádrem C a I

Pro účely porozumění vnitřnímu fungování magnetického ložiska a následný návrh robustního řízení postupně odvodím rovnice popisující chování této soustavy. Odvození matematicko-fyzikálního modelu ložiska přebírám z [2]. Nejprve je odvozena síla, kterou vyvodí jádro tvaru C na jádro tvaru I v závislosti na proudu, který prochází cívkou navinutou na C-jádru podle obrázku 13.



Obrázek 13: Schéma magnetického obvodu s jádrem C a I



Obrázek 14: Náhradní schéma magnetického obvodu

O magnetickém obvodu lze uvažovat jako o elektrickém obvodu, kde magnetické reaktance  $R_I$  vystupují jako elektrické odpory, magnetický tok  $\Phi$  odpovídá elektrickému

Veličina	Význam	Jednotka
$g$	Nominální velikost vzduchové mezery	$m$
$N$	Počet závitů cívky	–
$i$	Elektrický proud procházející cívkou	A
$x$	Poloha I-jádra	$m$
$\mu_0$	Permeabilita vakua	$H \cdot m^{-1}$
$w$	Šířka jádra	$m$
$l$	Hloubka jádra	$m$
$w$	Šířka jádra	$m$
$l_i$	Délky úseků jader dle 13	$m$
$\mu_r$	Relativní permeabilita materiálu jádra	$H \cdot m^{-1}$

Tabulka 1: Parametry laboratorního magnetického ložiska

proudu a magnetomotorická síla (nebo také magnetické napětí)  $\Theta = N \cdot i$  odpovídá elektrickému napětí. Potom platí obdoba Ohmova zákona v podobě

$$\Phi = \frac{\Theta}{R} \quad (3)$$

Kde magnetická reluktance  $R$  je

$$R = \frac{l_{fp}}{\mu_{mt} \cdot S} \quad (4)$$

Přičemž  $l_{fp}$  je délka dráhy magnetického toku,  $\mu_{mt} = \mu_0 \mu_r$  je permeabilita materiálu a  $S$  je průřez podél dráhy magnetického toku. Magnetický obvod z obrázku 13 lze tedy uvažovat jako elektrický obvod podle obrázku 14.

Potom reluktance vzduchové mezery je

$$R_G = \frac{g - x}{\mu_0 \cdot w \cdot l} \quad (5)$$

Reluktance C-jádra je

$$R_C = \frac{2l_1 + l_2}{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot w \cdot l} \quad (6)$$

a reluktance I-jádra je

$$R_I = \frac{l_3}{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot w \cdot l} \quad (7)$$

Kde

Reluktanci jader lze zanedbat, neboť je řádově nižší než reluktance vzduchové mezery. To je dáno zejména rozdílem v relativní permeabilitě vzduchu ( $\sim 1$ ) a železného jádra ( $\sim 1000 \div 10000$ )

$$R_I, R_C \ll R_G \quad (8)$$

Magnetický tok  $\Phi$  obvodem je tedy

$$\Phi = \frac{N \cdot i}{2R_G} = \frac{N \cdot i}{2} \cdot \frac{\mu_0 \cdot w \cdot l}{g - x} \quad (9)$$

Magnetické spřažení cívky  $\lambda_l$  je definováno jako magnetický tok procházející cívku vynásobený počtem jejích závitů

$$\lambda_l = \frac{N^2 \cdot i \cdot \mu_0 \cdot w \cdot l}{2 \cdot (g - x)} \quad (10)$$

Indukčnost  $L$  jakožto vlastnost celého magnetického obvodu je rovna magnetickému spřažení cívky  $\lambda_l$  vydělenému proudem, který cívku prochází, tedy

$$L = \frac{N^2 \cdot \mu_0 \cdot w \cdot l}{2 \cdot (g - x)} \quad (11)$$

Nominální indukčnost při  $x = 0$  je pak

$$L_0 = \frac{N^2 \cdot \mu_0 \cdot w \cdot l}{2g} \quad (12)$$

V případě, že souřadnice  $x$  je ve srovnání s nominální vzduchovou mezerou  $g$  malá, lze uplatnit Taylorův rozvoj

$$\frac{1}{g - x} = \frac{1}{g} \left( 1 + \frac{x}{g} + \frac{x^2}{g^2} + \frac{x^3}{g^3} + \dots \right) \quad (13)$$

Pomocí prvních dvou členů tohoto rozvoje pak lze indukčnost  $L$  vyjádřit jako

$$L = L_0 \left( 1 + \frac{x}{g} \right) \quad (14)$$

Magnetická energie  $W_m$  uložená v obvodu se určí jako

$$W_m = \int_0^{\lambda_0} i d\lambda \quad (15)$$

Integrál

$$W'_m = \int_0^{i_0} \lambda di \quad (16)$$

vzniklý záměnou proměnných  $i$  a  $\lambda$  sice nemá přímý fyzikální význam, ale je důležitý pro další kroky odvození a lze o něm uvažovat jako o vyjádření plochy ohraničené shora hodnotou  $\lambda$  příslušející hodnotě  $i$  v daném pracovním bodě a zespoda křivkou danou závislostí  $\lambda = f(i)$ . Tato závislost je obecně nelineární, neboť v materiálu magnetického obvodu dochází k saturaci, kdy v tomto případě zvyšování proudu procházejícího cívku

již dále nezvyšuje magnetický tok obvodem. Je nutné si uvědomit, že k saturaci dochází mnohem dříve v jádrech (tvořených např. transformátorovými plechy z oceli s vysokým obsahem křemíku) než ve vzduchové mezeře. Zmíněná závislost bude tedy „méně“ nelineární pro velké vzduchové mezery.

Pokud se I-jádro pohne ve směru osy  $x$  o  $dx$ , pročež na něj působí síla  $F$ , je vykonána práce

$$dW = F \times dx \quad (17)$$

Na tuto práci se spotřebuje část magnetické energie  $W_m$  uložené v obvodu. Platí tedy

$$F = \frac{\partial W'_m}{\partial x} \quad (18)$$

V lineárním modelu magnetického obvodu s konstantní indukčností  $L$  a tedy i lineární závislostí  $\lambda = f(i)$  tedy platí

$$\lambda = L \cdot i \quad (19)$$

a energie magnetického obvodu

$$W'_m = \int_0^i L \cdot i di = \frac{1}{2} L \cdot i^2 \quad (20)$$

Síla mezi C a I-jádrem je potom

$$F = \frac{\partial W'_m}{\partial x} = \frac{\partial L \cdot i^2}{\partial x \cdot 2} \quad (21)$$

Parciální derivace indukčnosti  $L$  podle  $x$  je

$$\frac{\partial L}{\partial x} = \frac{L_0}{g} \quad (22)$$

což vede ke vztahu pro sílu  $F$  v závislosti na proudu  $i$  a velikosti vzduchové mezery  $g$  (za  $L_0$  je dosazeno ze vztahu 12)

$$F = \frac{N^2 \cdot i^2 \cdot \mu_0 \cdot w \cdot l}{4 \cdot g^2} \quad (23)$$

Pro další odvozování je třeba mít sílu vyjádřenou i jako funkci magnetické indukce  $B$ . Ta je definována jako

$$B = \frac{\Phi}{w \cdot l} = \frac{N \cdot i \cdot \mu_0}{2 \cdot (g - x)} \quad (24)$$

Při uvažování pracovního bodu  $x = 0$  se vyjádří  $N \cdot i$  z 24

$$N \cdot i = \frac{2 \cdot g \cdot B}{\mu_0} \quad (25)$$

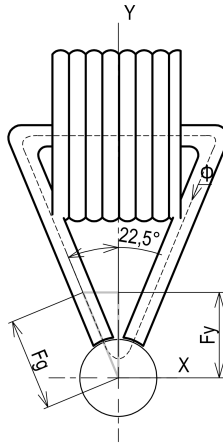
Toto je dosazeno do 23 a tím dostaneme

$$F = \frac{B^2 \cdot 2 \cdot w \cdot l}{2 \cdot \mu_0} \quad (26)$$

Příčemž  $2 \cdot w \cdot l$  je celková plocha vzduchové mezery mezi jádry C a I.

Výše uvedené vztahy obecně vysvětlují vznik užitečné mechanické síly v jednoduchém magnetickém obvodu tvořeném jádry C a I. Samy o sobě však praktické aktivní magnetické ložisko dostatečně nepopisují. V následující části tedy úvahu postupně rozšířím tak, aby popisovala chování našeho konkrétního zařízení.

## 4.2 Odvození sil v radiálním magnetickém ložisku



Obrázek 15: Schéma promítnutí síly magnetu do osy Y

Při vyjadřování síly v ložisku je třeba si uvědomit, že pólové nástavce jsou vůči osám  $x$  a  $y$  nakloněny o úhel  $\frac{\pi}{8}$  rad (ložisko má 8 rovnoměrně rozmístěných nástavců). Jak bylo uvedeno v úvodu, síla u ložisek pracujících na reluktančním principu má směr normály k rozhraní dvou prostředí s rozdílnými permeabilitami, v tomto případě tedy rovnoběžně s osami pólových nástavců. Síly  $F_x$  a  $F_y$  působící do směru os  $x$  a  $y$  se tedy určí jako

$$F_{x,y} = \frac{N^2 \cdot i_{x,y}^2 \cdot \mu_0 \cdot w \cdot l}{4 \cdot g^2} \cdot \cos\left(\frac{\pi}{8}\right) \quad (27)$$

Popřípadě pomocí magnetické indukce  $B$

$$F_{x,y} = \frac{B_{x,y}^2 \cdot 2 \cdot w \cdot l}{2 \cdot \mu_0} \cdot \cos\left(\frac{\pi}{8}\right) \quad (28)$$

Grafické znázornění je na obrázku 15

Výše uvedené vztahy byly odvozeny pro pracovní bod ložiska, kdy vychýlení  $x$  je nulové a vzduchová mezera má tedy nominální velikost  $g$ . Aby byly vztahy použitelné pro odvození funkce skutečného ložiska, je třeba zahrnout vliv tohoto vychýlení. Jak je patrné například z 27, síla roste s kvadrátem velikosti vzduchové mezery  $g$  a klesá s kvadrátem proudu  $i$ . Zvětšení proudu má tedy za následek zvýšení síly, kterým dochází k přitažení hřídele k pólu. Tím se ale velikost vzduchové mezery zmenší a síla dále roste, jedná se o kladnou zpětnou vazbu. Právě z toho pramení nestabilita AMB. Abychom tento zcela zásadní vliv zohlednili, zpřesníme odvozené vztahy využitím dalšího členu rozvoje 13. Rovnice pro indukčnost 14 přejde v

$$L = L_0 \left( 1 + \frac{x}{g} + \frac{x^2}{g^2} \right) \quad (29)$$

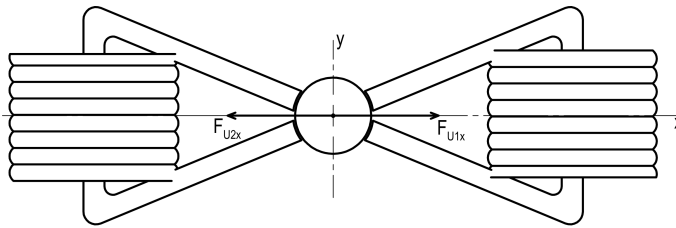
A energie uložená v magnetickém obvodu přejde v

$$W_m = \frac{i^2 \cdot L_0}{2} \cdot \left( 1 + \frac{x}{g} + \frac{x^2}{g^2} \right) \quad (30)$$

Síla  $F$  opět získaná parciální derivací 30 podle  $x$  je

$$F = \frac{L_0}{2 \cdot g} \cdot i^2 + \frac{L_0}{g^2} \cdot i^2 \cdot x \quad (31)$$

Druhý člen vztahu 31 je závislý na  $x$  a vyjadřuje tedy nestabilitu vysvětlenou výše. Nyní budu uvažovat celkovou nestabilní složku sil v osách  $x$  a  $y$ . Jak je patrné z obrázku 16, v jedné ose na hřídel působí dva elektromagnety.



Obrázek 16: Osa  $x$  ložiska

Zaměříme se například na osu  $x$ . Když dochází k vychýlení hřídele, tak nestabilní složka síly stoupá na straně, ke které se hřídel posouvá a na straně, od které se oddaluje naopak klesá. Směr síly podle 31 je však zaveden ve směru od hřídele k elektromagnetu. Nestabilní složka síly v ose  $x$  tedy bude

$$F_{U_x} = F_{U_{1x}} + F_{U_{2x}} = \frac{2 \cdot L_0 \cdot i^2 \cdot x}{g^2} \cdot \cos\left(\frac{\pi}{8}\right) \quad (32)$$

Obdobný vztah pro nestabilní složku síly platí i v ose  $y$ .

### 4.3 Linearizace

Řídicí veličinou aktivního magnetického ložiska je proud procházející vinutím elektromagnetu. Vyjádříme tedy radiální síly  $F_{1x}$  a  $F_{2x}$  (opět pro demonstraci použijí osu  $x$ ) jako

$$F_{1x} = \frac{k'_i}{4} \cdot i_{1x}^2 \quad (33)$$

$$F_{2x} = \frac{k'_i}{4} \cdot i_{2x}^2 \quad (34)$$

V praxi je řídicí proud rozdělen do dvou složek, stálé  $I_b$  a samotné řídicí  $i_c$ . V rámci jedné osy je složka  $I_b$  stejná pro obě cívky a složka  $i_c$  se na jedné straně přičítá a na druhé straně odečítá. Jelikož proud cívkou musí mít stále jeden směr, složka  $i_c$  musí být menší než  $I_b$ . Síly v jedné ose působí proti sobě, takže síla v jedné ose vyvolaná proudem protékajícím cívkami příslušných elektromagnetů je

$$F_x = F_{1x} - F_{2x} = k'_i \cdot ((I_b + i_c)^2 - (I_b - i_c)^2) = k'_i \cdot I_b \cdot i_c \quad (35)$$

Z toho vyplývá, že stálá složka  $I_b$  má linearizující účinek. Konstanta

$$k'_i = \frac{2 \cdot L_0 \cdot \cos(\pi/8)}{g} \quad (36)$$

se spojí se stálou složkou proudu a vznikne

$$k_i = k'_i \cdot I_b \quad (37)$$

což je konstanta linearizované závislosti síly na řídicí proud.

Konstantu linearizované závislosti síly na výchylku získáme z 32. Za předpokladu, že řídicí složka proudu  $i_c$  je ve srovnání se stálou složkou  $I_b$  malá, můžeme psát

$$F = k_x \cdot x \quad (38)$$

Kde

$$k_x = \frac{2 \cdot L_0 \cdot \cos(\pi/8)}{g^2} \cdot I_b^2 \quad (39)$$

Rovnice 36, 35, 39 a 38 popisující závislost síly na řídicí složce proudu protékajícího cívkami elektromagnetů jedné osy a na vychýlení hřídele v okolí nulové (pracovní)

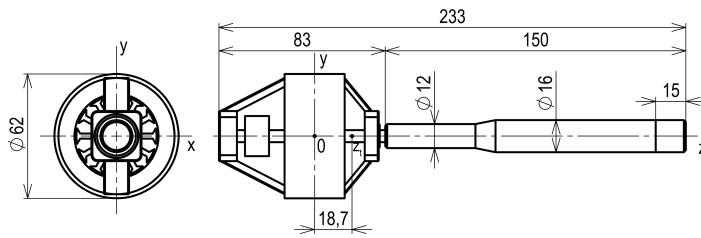


polohy. Celková síla, kterou jedna osa magnetického ložiska působí na hřídel je tedy

$$F = k_x \cdot x + k_i \cdot i_c \quad (40)$$

#### 4.4 Dynamika hřídele

Samotným objektem, který magnetické ložisko pomocí magnetických sil udržuje v žádané poloze je hřídel dle výkresu 17. Materiálem hřídele je hliníková slitina, přičemž 15 mm dlouhý úsek v pravé části (dle 17) je ocelový. Tato část se nachází v samotném ložisku, tvoří součást magnetických obvodů a právě zde působí magnetické síly.



Obrázek 17: Výkres hřídele včetně rozměrů

V levé části je hřídel připevněn k DC komutátorovému motoru umístěném v závěsu se dvěma rotačními stupni volnosti. Toto uspořádání je samozřejmě čistě experimentální, v praxi je hřídel vždy radiálně udržován dvěma nejméně dvěma magnetickými ložisky. Důsledkem uspořádání je rotační pohyb hřídele se středem otáčení v průsečíku os závěsu namísto přímočarého v osách  $x$  a  $y$ , což je patrné ze schématu na obrázku 18. Je třeba použít pohybové rovnice pro rotační pohyb.

$$I \frac{d^2 \varphi}{dt^2} = \sum M \quad (41)$$

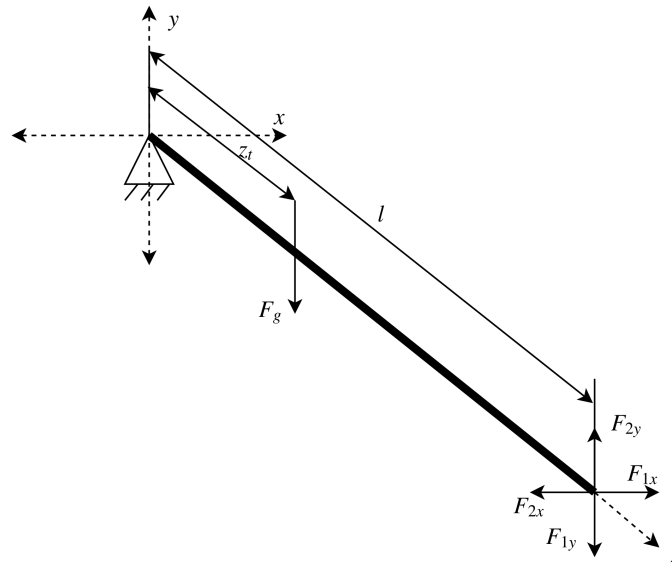
Přibližné hodnoty příčných momentů setrvačnosti a polohu těžiště jsem získal analýzou zjednodušeného modelu v CAD software SolidWorks 2017. Vliv závěsu jsem vzhledem k jeho rozměrům a nízké hustotě materiálu PLA, ze kterého je vyroben, zanedbal.

Hlavní centrální momenty setrvačnosti jsou v obou příčných osách prakticky totožné, neboť soustava je středově víceméně symetrická. V podélné ose (kde je pochopitelně uvažován pouze stator s hřídelí) je samozřejmě moment setrvačnosti řádově nižší. Hod-

Parametr	Písmeno	Hodnota	Jednotka
Hlavní centrální moment setrvačnosti osy x	$I_x$	$111 \cdot 10^{-5}$	$kg \cdot m^2$
Hlavní centrální moment setrvačnosti osy y	$I_y$	$111 \cdot 10^{-5}$	$kg \cdot m^2$
Hlavní centrální moment setrvačnosti osy z	$I_z$	$2.196 \cdot 10^{-5}$	$kg \cdot m^2$
Poloha těžiště	$z_t$	0.0187	$m$
Délka hřídele	$l$	0.185	$m$

Tabulka 2: Fyzikální vlastnosti soustavy hřídele s motorem

nota tohoto momentu setrvačnosti bude užitečná při vyšetřování vlivu gyroskopických momentů.



Obrázek 18: Silový diagram hřídele

Na obrázku 18 je schématické znázornění hřídele včetně sil, které na něj působí. Nechť  $\theta$  je úhel natočení v rovině  $x - z$  a  $\varphi$  úhel natočení v rovině  $y - z$ . V rovině  $x - z$  na hřídel působí síla

$$\mathbf{F}_x = \mathbf{F}_{1x} + \mathbf{F}_{2x} \quad (42)$$

Která vůči počátku vyvolá moment

$$M_x = F_x \cdot l \cdot \cos \theta \quad (43)$$

Maximální úhel natočení je dán konstrukčním uspořádáním ložiska. Naše ložisko pracuje s nominální vzduchovou mezerou  $0.5 \text{ mm}$ , což při délce hřídele  $185 \text{ mm}$  odpovídá úhlu přibližně  $0.003 \text{ rad}$ . Můžeme tedy uvažovat  $\cos \theta \approx 1$ . V rovině  $y - z$  na hřídel působí síla

$$\mathbf{F}_y = \mathbf{F}_{1y} + \mathbf{F}_{2y} \quad (44)$$

Která vyvolá moment (opět  $\cos \varphi \approx 1$ )

$$M_y = F_y \cdot l \quad (45)$$

Navíc v této rovině působí tíhová síla  $F_g$ , která vyvolá moment (i zde  $\cos \varphi \approx 1$ )

$$M_{yg} = m \cdot g \cdot z_t \quad (46)$$

Kde  $m$  je hmotnost hřídele,  $z_t$  je jeho vzdálenost od středu otáčení a  $g$  je gravitační zrychlení. Při vyšších otáčkách anebo při velkém podélném momentu setrvačnosti dochází k vzájemnému ovlivnění natočení kolem dvou os. To je důsledkem zákona o zachování momentu hybnosti, který se projevuje v podobě gyroskopických momentů. Tento moment bude mít v rovině  $x - z$  podobu

$$M_{gyr_{x-z}} = \frac{1}{I_y} \cdot \omega \cdot I_z \cdot \dot{\theta} \quad (47)$$

A v rovině  $y - z$

$$M_{gyr_{y-z}} = \frac{1}{I_x} \cdot \omega \cdot I_z \cdot \dot{\varphi} \quad (48)$$

Ještě je třeba přepočítat úhlovou výchylku na posunutí v místě působení elektromagnetů. Zřejmě platí, že

$$x, y = l \cdot \sin(\varphi, \theta) \quad (49)$$

Jak bylo zmíněno dříve, úhlové výchylky jsou v řádu tisícín radiánu, použijí tedy zjednodušení  $\sin(\varphi, \theta) = \varphi, \theta$  a dostanu vztah

$$x, y = l \cdot (\varphi, \theta) \quad (50)$$

Spojením 40 s 41 a 50 v rovině  $x - z$  dostáváme

$$\frac{d^2\theta}{dt^2} = \frac{l}{I_y} \cdot (k_y \cdot l \cdot \theta + k_i \cdot i_y) + \frac{1}{I_y} \cdot \omega \cdot I_z \cdot \dot{\varphi} \quad (51)$$

a v rovině  $y - z$  dostáváme

$$\frac{d^2\varphi}{dt^2} = \frac{1}{I_x} \cdot \left\{ l \cdot (k_x \cdot l \cdot \varphi + k_i \cdot i_x) + z_t \cdot m \cdot g - \omega \cdot I_z \cdot \dot{\theta} \right\} \quad (52)$$

Kde  $\theta$  je úhel natočení v rovině  $x - z$  a  $\varphi$  je úhel natočení v rovině  $y - z$ . Tyto dvě diferenciální rovnice druhého řádu popisují soustavu radiálního aktivního magnetického ložiska. Pro vyšetření vlastností soustavy využijí stavový popis

$$\dot{\mathbf{X}} = \mathbf{A}\mathbf{X} + \mathbf{B}\mathbf{u} \quad (53)$$

Proměnná	Značka	Stavová proměnná
$\theta$	Natočení kolem osy $y$	$m_1$
$\dot{\theta}$	Úhlové zrychlení kolem osy $y$	$m_2$
$\varphi$	Natočení kolem osy $x$	$n_1$
$\dot{\varphi}$	Úhlové zrychlení kolem osy $x$	$n_2$

Tabulka 3: Stavové proměnné

$$y = \mathbf{C}\mathbf{X} + \mathbb{D} \quad (54)$$

Stavové proměnné zavedu dle tabulky 3 Matice  $\mathbb{A}$  bude

$$\mathbb{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ \frac{l^2 k_y}{I_y} & 0 & 0 & \frac{\omega I_z}{I_y} \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & -\frac{\omega I_z}{I_x} & \frac{l^2 k_y}{I_x} & 0 \end{bmatrix} \quad (55)$$

Po dosazení hodnot odpovídajících našemu ložisku a stálých složek obou proudů  $I_{Bx} = 0.3 \text{ A}$  a  $I_{By} = 0.3 \text{ A}$  nabude matice  $\mathbb{A}$  podoby

$$\mathbb{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 4.96 \cdot 10^6 & 0 & 0 & 0.02 \cdot \omega \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & -0.02 \cdot \omega & 2.79 \cdot 10^6 & 0 \end{bmatrix} \quad (56)$$

Vlastní čísla matice  $\mathbb{A}$  při  $\omega = 100 \text{ rad.s}^{-1}$

$$\begin{aligned} & -59.4958 \pm 0.9910i \\ & 59.4958 \pm 0.9910i \end{aligned} \quad (57)$$

Hodnoty vlastních čísel matice potvrzují očekávanou nestabilitu systému. Matice  $\mathbb{B}$  má podobu

$$\mathbb{B} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \frac{l \cdot k_{ix}}{I_y} \\ 0 & 0 \\ 0 & \frac{l \cdot k_{iy}}{I_x} \end{bmatrix} \quad (58)$$

Po dosazení hodnot

$$\mathbb{B} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 103.3512 \\ 0 & 0 \\ 0 & 103.3512 \end{bmatrix} \quad (59)$$

Z matic  $\mathbb{A}$  a  $\mathbb{B}$  je možné spočítat matici říditelnosti  $\mathbb{R}$ . Pokud je její hodnota stejná jako je počet stavů, je systém teoreticky říditelný. Toto kritérium jsem ověřil v programu MATLAB pomocí funkce `ctrb`. Soustava je říditelná.

## 4.5 Dynamika RL obvodu

Řídící proudy jsou v praxi řízeny pomocí pulzně-šířkové modulace, která spíná příslušné tranzistory. Tím je však ovládáno napětí přiváděné na cívky. Ty spolu s rezistory pro omezení maximálního proudu tvoří RL obvod, který do systému regulace vnáší další dynamiku [17]. Vztah mezi proudem a napětím v RL obvodu je dán diferenciální rovnicí

$$u(t) = L \cdot \frac{di(t)}{dt} + R \cdot i(t) \quad (60)$$

Na rovnici 60 aplikuji Laplaceovu transformaci a vyjádřím ji ve tvaru přenosu vstupu v podobě napětí na výstup v podobě proudu

$$\frac{I(s)}{U(s)} = \frac{1}{sL + R} \quad (61)$$

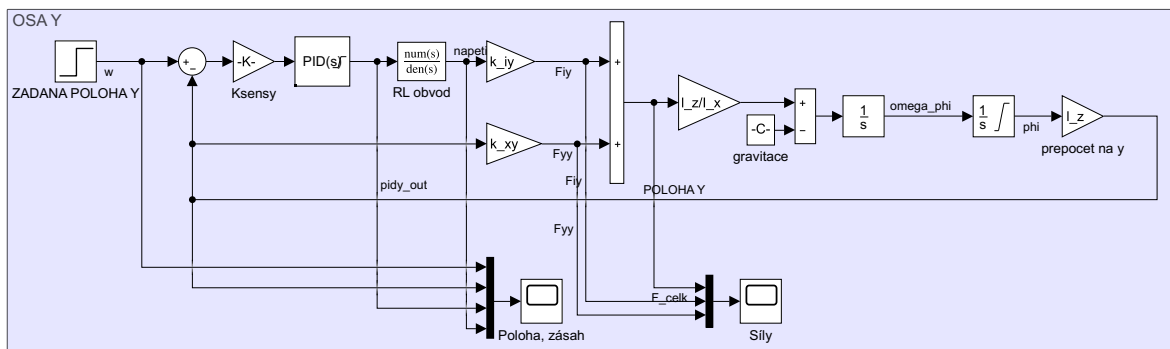
Tento přenos zakomponuji do počítačového modelu soustavy. Zanedbávám vliv změny vlastní indukčnosti magnetického obvodu vlivem pohybu hřídele, přes který se tento obvod uzavírá.

## 4.6 Řízení

K řízení nestabilní soustavy aktivního magnetického ložiska použiji dva decentralizované PID regulátory, každý pro jednu osu. Vzhledem k velkým očekávaným odchylkám zkonstruovaného laboratorního modelu AMB od popsaného lineárního matematicko-fyzikálního modelu jejich parametry naladím experimentálně, přičemž vyjdu ze známé metody dle Zieglera a Nicholse.

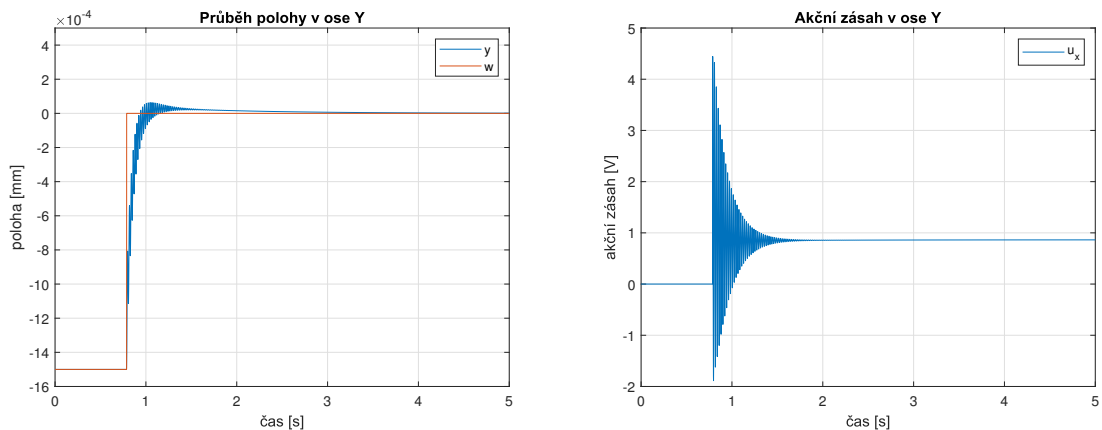
## 5 Počítačový model AMB

Na základě matematicko-fyzikálního modelu jsem vytvořil simulační model v prostředí MATLAB/Simulink. Tento model se od teoretického lineárního odlišuje zahrnutím zmíněné dynamiky RL obvodu a také nelinearitami v podobě omezení akčního zásahu PID regulátorů a výchylek hřídele. I přes vynaložení velkého úsilí se mi však model podařilo realizovat pouze v ose Y. Tato osa je signifikantní pro rozběh ložiska. V horizontální ose v praxi samozřejmě působí disturbance dané zejména nevyvážeností reálného hřídele. Tyto jsem však nezahrnul ani do lineárního modelu, neboť jsem se věnoval zejména časově náročné práci na zprovoznění reálného ložiska.



Obrázek 19: Model osy Y v MATLAB/Simulink

Model osy Y je na obrázku 19. Parametry modelu odpovídají laboratornímu modelu AMB, na kterém jsem pracoval, stálá složka řídicího proudu je 0,3 A. Výpočty byly provedeny dle kapitoly 4 v MATLABu pomocí skriptu, jež je součástí příloh. Za parametry PID regulátoru jsem nejprve použil hodnoty, se kterými se mi podařilo zprovoznit reálné ložisko. Bohužel vyšlo najevo, že realita se od modelu velmi odlišuje a odezva takto naladěného modelu byla zcela nestabilní. Parametry jsem tedy odladil ručně a s hodnotami  $K_p = 0.3$ ,  $K_i = 0$  a  $K_d = 0.013$  dosáhl průběhů dle obr. 20. Výsledky simulace v této ose přibližně odpovídají realitě (kapitola 8).



(a) Polohová souřadnice Y

(b) Akční zásah PID v ose Y

Obrázek 20: Simulace rozběhu ložiska

## 6 Vývoj modelu aktivního magnetického ložiska

### 6.1 Mechanická koncepce

Na počátku méj účasti na projektu SGS mělo ložisko podobu, jaká je vidět na obrázku 21. Přípravek měl řadu nedostatků, ale za určitých podmínek (vyvážení hřídele zátěží - zde v podobě lepicí pásky) bylo možné udržet levitaci ve svislé ose.

S kolegou Jaroslavem Petrášem jsme práci začali úpravami sensoriky, přičemž jsme počítali se zachováním celkové původní koncepce ložiska. Postupem času se ale ukázalo, že tato bude muset být radikálně přepracována. K tomuto závěru jsme dospěli na základě těchto důvodů

1. Ložisko bylo vyrobeno technologií FDM 3D tisku z termoplastu PLA. Nevýhodou tohoto materiálu je jeho hygroskopie, což znamená, že váže vodu. Vlivem vzdušné vlhkosti tedy došlo ke zkřehnutí a popraskání některých jeho částí.
2. Jednotlivé elektromagnety byly v sestavě ložiska upevněny ve třmenech, které umožňovaly vymezení jejich polohy. Zejména vlivem problému popsaného v předchozím bodě a celkovou únavou materiálu se však stala problematickou jejich aretace. Elektromagnety v třmenech příliš nedržely, což by mělo neblahý vliv na spolehlivost zařízení a opakovatelnost experimentů.
3. Hřídel je na jedné straně spojen s DC komutátorovým motorem, který je umístěn v kardanově závěsu se dvěma rotačními stupni volnosti. Vzhledem k nevhodné konstrukci tohoto závěsu však bylo stupňů volnosti mnohem více - motor s hřídelí



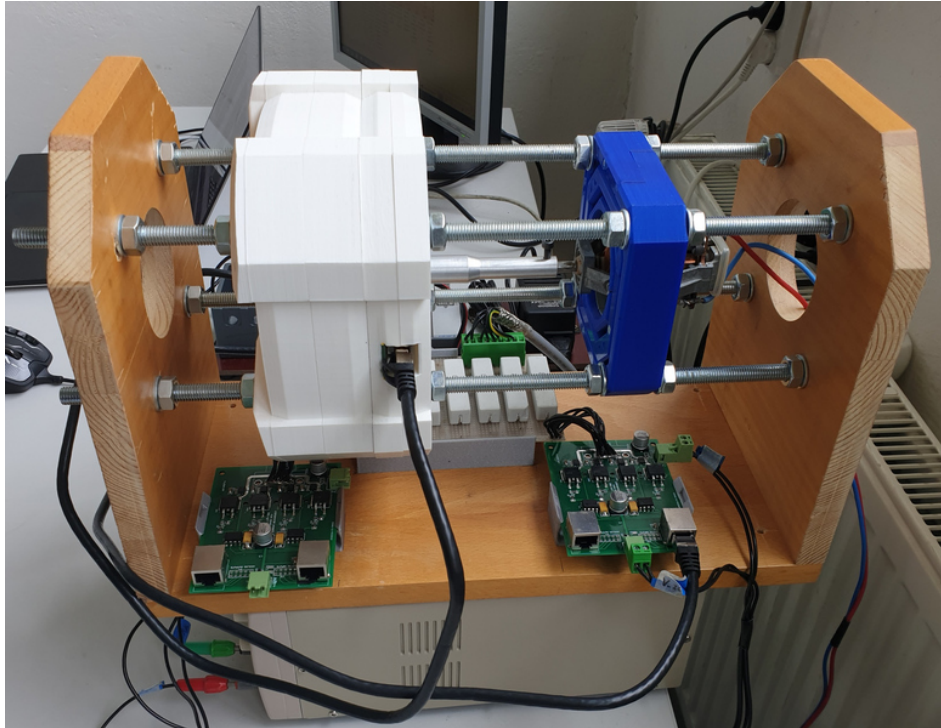
Obrázek 21: Původní podoba AMB

se mohly relativně volně pohybovat ve všech osách. Tento stav byl nevhodný ze stejných důvodů jako v předchozím bodě.

4. Ložisko i závěs s motorem byly nezávisle připevněny k pertinaxové desce. Se samotným ložiskem sice šlo pohybovat ve svislé ose, neboť bylo připevněno na svislých závitových tyčích, v ose vodorovné však bylo vymezení možné pouze nastavením polohy jednotlivých elektromagnetů, což byl problém vzhledem k bodu 2. To vedlo k nesouososti celé sestavy.

Přišli jsme tedy s novou, přepracovanou koncepcí modelu. Celou sestavu jsme rozdělili na tři moduly - modul elektromagnetů, modul senzorů a modul kardanova závěsu s DC motorem. Všechny moduly byly nasunuty na 4 horizontálně vedené závitové tyče na koncích připevněné k dřevěnému rámu (obr. 22).





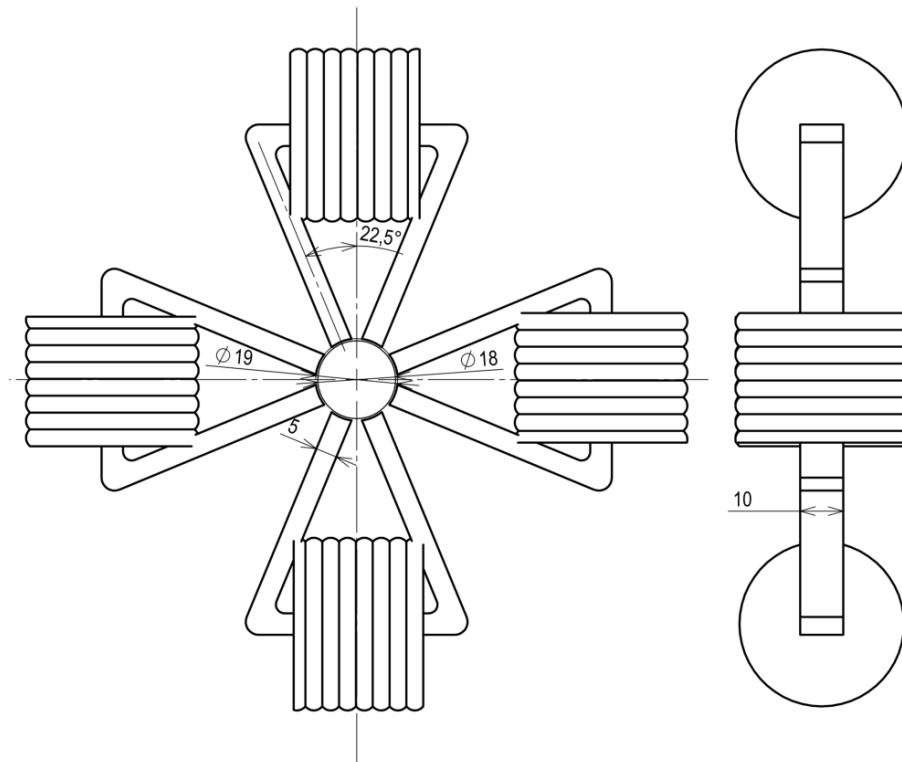
Obrázek 22: Finální podoba modelu AMB

Samotné elektromagnety jsme převzali z původního ložiska. Tento krok byl nevyhnutelný, neboť cena prototypové výroby magnetických obvodů je obecně velmi vysoká. Kolega pro účely svojí diplomové práce (návrh a výroba BLDC motoru) sháněl elektrotechnické plechy. I pouhá dostupnost samotného materiálu je však při zájmu o relativně malé množství mizivá. Nakonec dosáhl částečného úspěchu nákupem těchto plechů ve Spolkové republice Německo. Pro účel výroby statoru AMB se však vlastnosti těchto plechů ukázaly jako ne zcela vhodné. Ve chvíli, kdy byly plechy k dispozici rovněž nezbýval čas na poměrně komplexní návrh nového statoru.

Uspořádání elektromagnetů v naší realizaci AMB je patrné z výkresu na obr. 23. V tabulce 4 jsou její hlavní parametry.

Parametr	Písmeno	Hodnota	Jednotka
Průměr hřídele	D	18	mm
Průměr díry	d	19	mm
Nominální vzduchová mezera	g	0.5	mm
Úhel odpovídající jednomu pólovému nastavci	$\theta$	$\pi/8$	rad
Počet závitů cívky	N	200	-

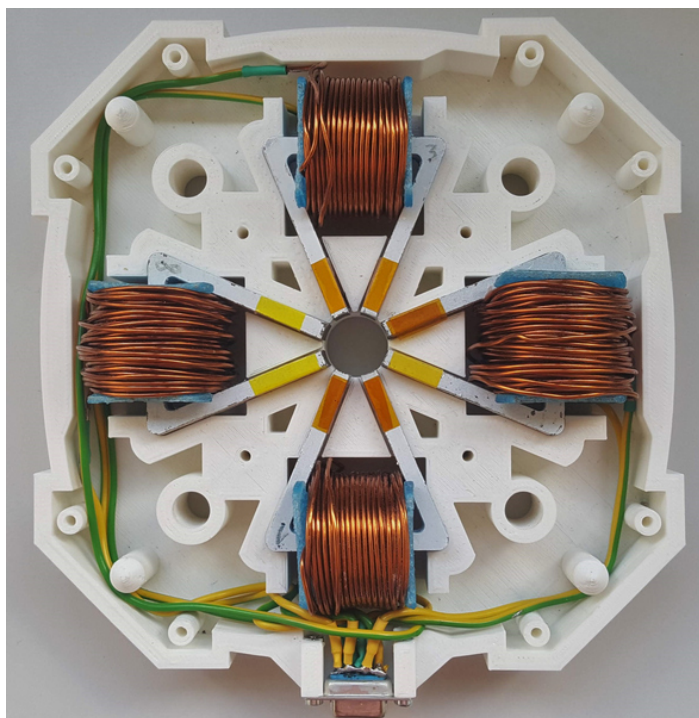
Tabulka 4: Parametry laboratorního modelu AMB



Obrázek 23: Schématické znázornění naší realizace ložiska

## 6.2 Modul elektromagnetů

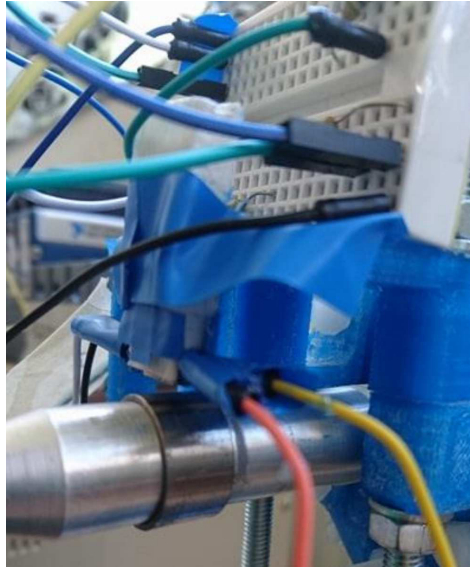
Srdcem ložiska jsou čtyři elektromagnety tvaru podkovy. Statorová část magnetického obvodu je tvořena laminacemi z elektrotechnických plechů. Vinutí je realizováno smaltovaným měděným drátem o průměru 2 mm. Dominantní technologií výroby ostatních částí ložiska je opět FDM 3D tisk a hlavním materiálem PLA. Přesnost a celková kvalita tisku je však díky vybavení mého kolegy, který výrobu zajistil, na vyšší úrovni než u prvního modelu. Vzhledem k tomu jsme se rozhodli vypustit stavitelné uložení elektromagnetů a pevně jsme je vetkli do modulu, jak je patrné z obrázku 24. Vývody cívek jsou přivedeny na konektor D-SUB9, kterým je modul připojen k budiči. Netradiční volba konektoru, který se běžně používá pro přenos dat (např. po sběrnici RS-232) je dána jeho vynikající dostupností a jednoduchostí montáže. Dle technického listu může každým pinem konektoru téct proud až 5A a mezi piny může být po dobu 1 min napětí až 1000 V [3].



Obrázek 24: Vnitřek modulu elektromagnetů

### 6.3 Senzory a jejich příslušenství

Nejprve bylo potřeba řešit konfiguraci senzoru polohy hřídele, jehož původní podoba je na obrázku 25. Samotný senzor byl připojen vodiči naletovanými přímo na pájecí plošky samotné SMD součástky, což bylo dočasné řešení, které bylo třeba přepracovat. Poloha nebyla přesně vymezena a uložení senzoru bylo nevyhovující - senzor vypadával. Zesilovač senzoru byl realizován experimentálně v nepájivém poli připevněném k ložisku. Tyto nedostatky bylo třeba eliminovat.



Obrázek 25: Původní řešení senzoru polohy

Při provozu AMB ve dvou osách vyvstává problém s vzájemným ovlivněním měření polohy v jednotlivých osách. Při pohybu hřídele válcového tvaru se totiž pohyb v jedné ose vlivem zakřivení povrchu projeví na měření vzdálenosti i v ose zbývajících.

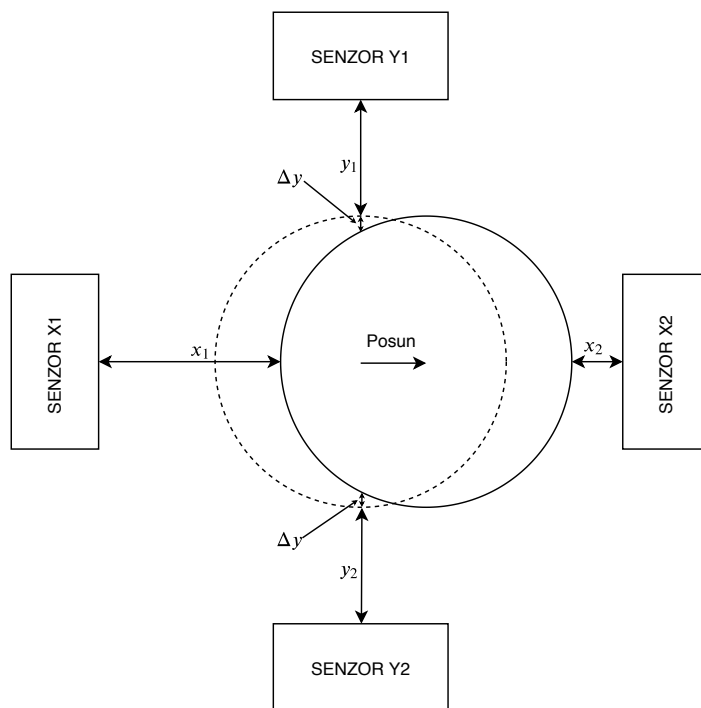
Jako ideální řešení tohoto problému se ukázalo využít dva senzory na osu a zapojit je diferencially. Na obrázku 26 je znázorněn princip diferenciallyho měření polohy. Pokud se hřídel posune kupříkladu ve směru osy  $x$ , dojde vlivem zakřivení hřídele ke zvýšení vzdálenosti od senzorů v ose  $y$  o  $\Delta y$ , avšak na obou stranách stejně. Diferencially zesilovač předřazený AD převodníku řídicího počítače ale zesiluje pouze rozdíl mezi dvěma vstupními signály, tedy pro osu  $x$

$$x_{vysl} = x_1 - x_2 \quad (62)$$

a pro osu  $y$

$$y_{vysl} = (y_1 + \Delta y) - (y_2 + \Delta y) = y_1 - y_2 \quad (63)$$

Je patrné, že dochází k eliminaci ovlivnění měření vzdálenosti v druhé ose.

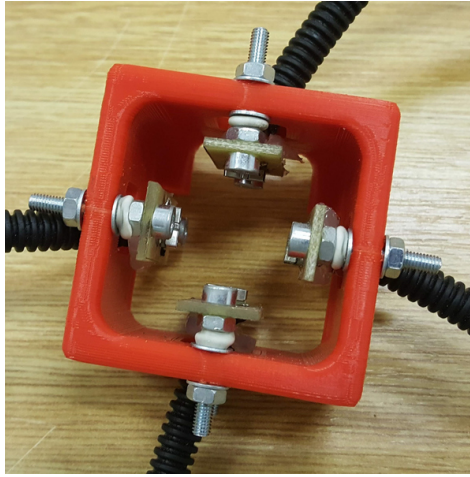


Obrázek 26: Řešení vzájemného ovlivnění měření diferenciálním zapojením senzorů

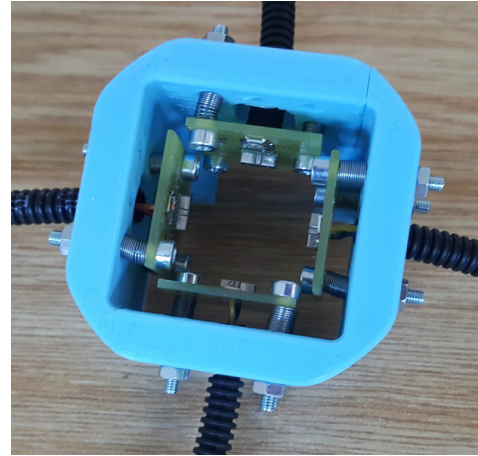
Toto řešení přináší i další důležité výhody. Vstupní AD modul řídicího počítače je primárně určen pro vstupy v této podobě. Před samotný AD převodník je totiž předřazen diferenciální zesilovač, který zesiluje pouze rozdíl mezi přiváděnými signály. To má za následek

- Eliminaci výše uvedeného problému
- Odstranění dominující společné složky zesíleného napěťového signálu senzorů - zarovnání signálu do nuly pro pracovní polohu uprostřed ložiska.
- Ve spojení s použitím vedení v podobě stíněných kroucených párů radikální utlumení šumu.
- Zpřesnění samotného měření

Postupně bylo navrženo a vyrobeno několik přípravků pro diferenciální uspořádání senzorů polohy (27). Ve fázi, kdy jsme ještě pracovali s původním řešením modelu AMB byly přípravky řešeny jako stavitelné - poloha jednotlivých senzorů šla jemně ladit. V případě přípravku na obrázku 27a bylo pomocí dvou šroubů možné seřizovat natočení senzorů v osách kolmých k ose hřídele a vzdálenost senzorů od hřídele. Přípravek na obrázku 27b umožňoval seřízení vzdálenosti senzorů od hřídele a natočení ve dvou osách pomocí třech šroubů. Tato verze se skládala ze dvou dílů z důvodu smontovatelnosti.



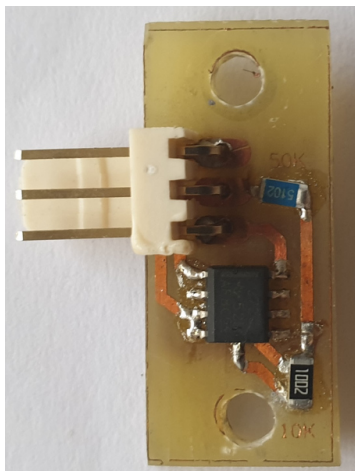
(a) První verze



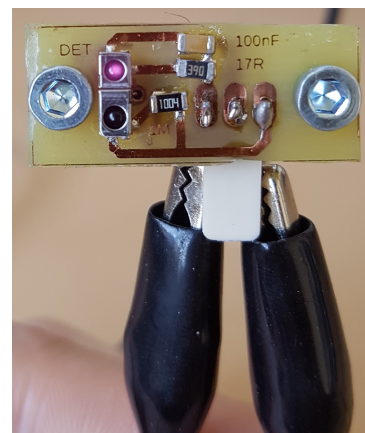
(b) Druhá verze

Obrázek 27: Raná vývojová stadia přípravku se senzory polohy

Ručně vyrobená deska plošných spojů (DPS) malých rozměrů nejprve zahrnovala jak senzor, tak i zesilovací obvod s operačním zesilovačem (obr. 28). Využil jsem stejný typ senzoru, jako můj předchůdce. Jedná se o model AVAGO HSDL-9100 (na obr. 28b). Tento senzor o rozměrech pouhých  $2,7 \times 2,75 \times 7,1$  mm určený pro povrchovou montáž (SMD) se skládá z vysílací a přijímací části. Vysílací část tvoří svítivá IR dioda s vlnovou délkou  $940 \text{ nm}$ . Přijímačem je fotodioda citlivá na stejnou vlnovou délku. Princip fungování tohoto typu senzoru je uveden v 2.3.2.



(a) Přední strana s OZ

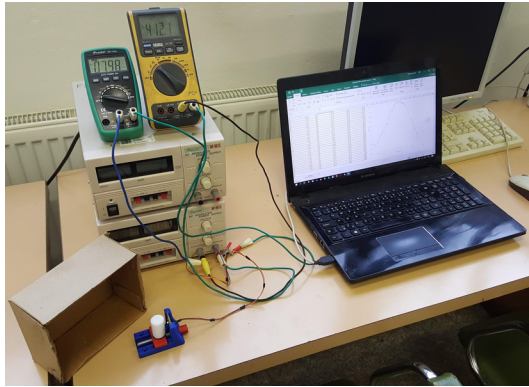


(b) Zadní strana se senzorem (je patrný svit IR LED)

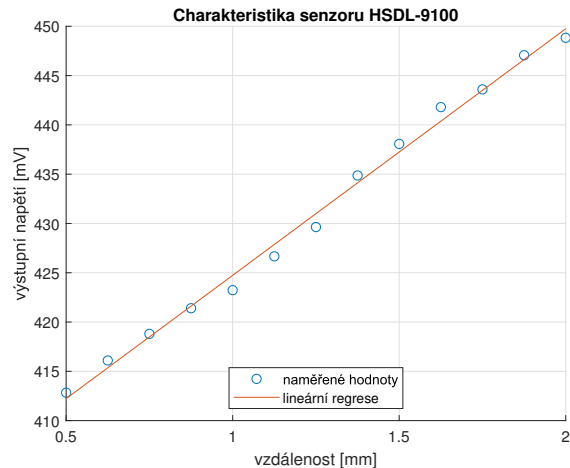
Obrázek 28: První verze DPS senzoru a zesilovače

Charakteristika výstupního napětí senzoru v závislosti na vzdálenosti měřeného objektu v jeho technickém listu dostatečně nepokrývala oblast od 0,5 do 2 mm, která pro tuto aplikaci byla potřebná. Charakteristiku jsme s kolegou změřili (obr. 29a) pomocí měřicího přípravku, který jsme pro tento účel navrhli a vyrobili. Měřicí přípravek umožňuje pevné uchycení DPS senzoru a jemný posuv měřeného vzorku pomocí šroubu

s jemným metrickým závitem. Jako měřený objekt jsme použili váleček z bílého nylonu, neboť na hřídeli je v místě měření nasazen „prsten“ právě z tohoto materiálu pro zlepšení odrazivosti. Výsledná charakteristika je na (obr. 29b). Bylo zjištěno, že odezva senzoru je v požadované oblasti lineární s maximální odchylkou přijatelných 4,12 % FSO (plného rozsahu výstupu) a senzor je tedy pro naše použití vhodný.



(a) Měřící pracoviště (přípravek je vlevo dole)



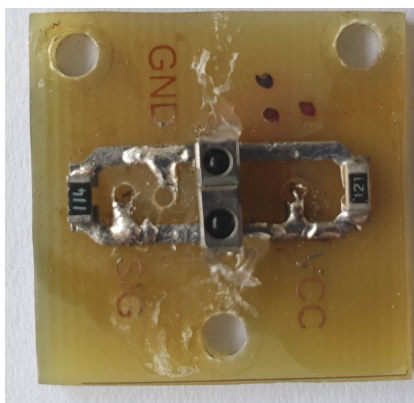
(b) Charakteristika senzoru

Obrázek 29: Senzor s první verzí DPS

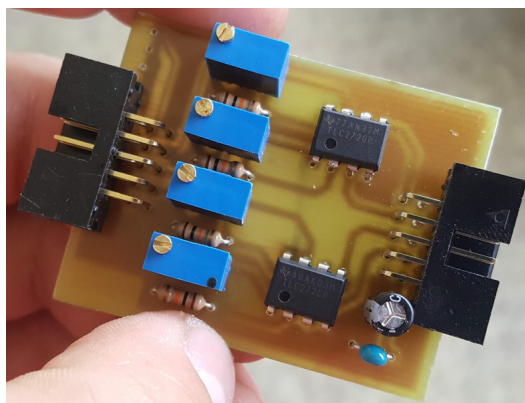
K zesílení signálu diody jsem použil operační zesilovač Texas Instruments TLC272CP v invertujícím zapojení. Jelikož byly moje předchozí zkušenosti s návrhem elektrických obvodů velmi omezené, dopustil jsem se několika chyb v jejichž důsledku byla první verze sensorové DPS nefunkční.

Druhá verze DPS senzoru již obsahovala pouze samotný senzor s rezistorem pro omezení proudu tekoucího LED a rezistorem pro převod proudového signálu diody na napěťový (obr.30a. Zesilovač, tentokrát již v neinvertujícím zapojení, byl řešen jako samostatný modul a umožňoval nastavení zesílení prostřednictvím víceotáčkového trimru ve zpětné vazbě (obr.30b).

Změna koncepce ložiska popsaná v 6.1 se dotkla i senzorů. Opustili jsme řešení sensorového modulu s nastavitelnou polohou jednotlivých senzorů a přistoupili k jejich pevnému vymezení jejich polohy. V novém modulu se hřídel pohybuje v díře válcového tvaru, přičemž senzory jsou vetknuty do otvorů obdélníkového tvaru v její stěně (obr.31). DPS se senzory byla rovněž upravena, přibýly blokové kondenzátory pro napájení fotodiody i LED. Výrazně byla změněna i DPS se zesilovači signálu senzorů. Deska byla nově navržena jako oboustranná, přičemž spodní strana tvořila nepřerušovanou zemnicí plochu. Během testování předchozích variant jsme se totiž setkali se silným elektromagnetickým šumem, který pulzně spínané elektromagnety přirozeně vytvářely. Zesilovače byly zapojeny jako neinvertující, opět s možností na-

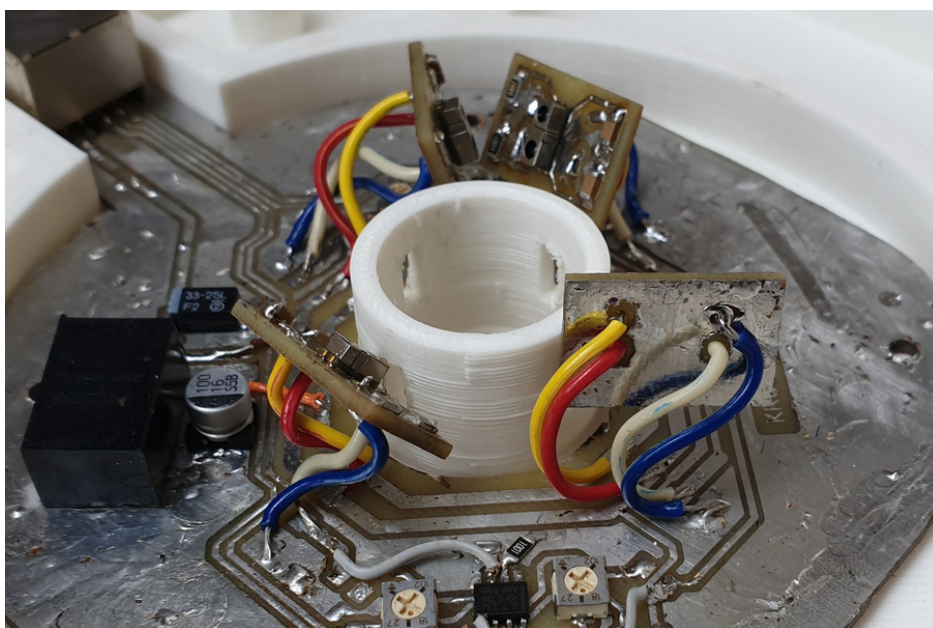


(a) Druhá verze DPS se senzorem



(b) Modul čtyřkanálového zesilovače

Obrázek 30: DPS se senzorem a samostatným zesilovačem



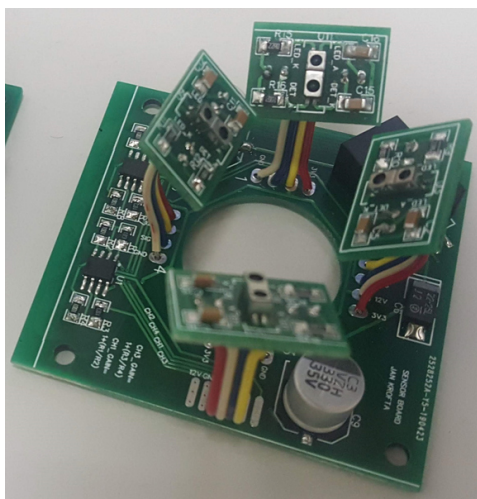
Obrázek 31: Válcová část nového sensorového modulu pro vetknutí senzorů

stavení zesílení trimrem. Zesílené signály snímačů polohy byly přivedeny do stíněného konektoru RJ-45 8p8c. K propojení sensorového modulu s řídicím počítačem jsem se rozhodl použít ethernetový kabel třídy cat.6 s dvojitým stíněním. Stejným kabelem bylo na desku přivedeno napájení 12 VDC. Tato napěťová hladina je vhodná k reverznímu napájení fotodiody i k napájení operačních zesilovačů, k napájení IR LED je však velmi vysoká. Proud omezující rezistory zde již nebylo výhodné použít, neboť používaná velikost rezistorů SMD 1206 má maximální ztrátový výkon 0,25 W. Na desku jsem proto osadil DC-DC spínaný měnič AIMTEC řady AMSR1 s výstupním napětím 3,3 V a maximálním odběrem 1 A. IR LED byla stále zapojena s limitujícím rezistorem v sérii, ztrátový výkon však již byl přijatelný. Bohužel i u této desky se objevily potíže. Během návrhu jsem se dopustil chyby v připojení operačních zesilovačů, jejíž vlivem nemohly fungovat. Zapojení bylo možné dodatečně opravit, deska však



vykazovala nízkou spolehlivost a to zřejmě vlivem neodhaleného studeného spoje.

Jelikož jsem byl seznámen s možností velmi dostupné profesionální výroby DPS, rozhodl jsem se desku ještě naposledy přepracovat. Deska byla opět koncipována jako oboustranná, nyní jsem však mohl používat prokovené díry. Elektrické schéma se až na opravu chyb příliš nezměnilo. Trimry ve zpětné vazbě zesilovačů jsem však nahradil pevnými odpory, neboť jsem již experimentálně Během návrhu rozložení komponent a trasování (layout) jsem však více dbal na základní zásady EMI/EMC. Zaměřil jsem se i na účelný popis DPS, neboť výrobce umožňoval popis sítotiskem. Maximální rozměr desky, kterého se týkala výrazná sleva, byl 100×100 mm. Vzhledem k nesrovnatelně lepším výrobním možnostem jsem byl schopen dosáhnout menších rozměrů desky, a tak jsem zbývající místo využil na výrobu nových DPS samotných senzorů. Povrchová úprava DPS byla v podobě HAL, tedy pocínovaná se zarovnáním tlakovým horkým vzduchem. To umožnilo snazší a přesnější připevnění SMD senzoru k DPS.



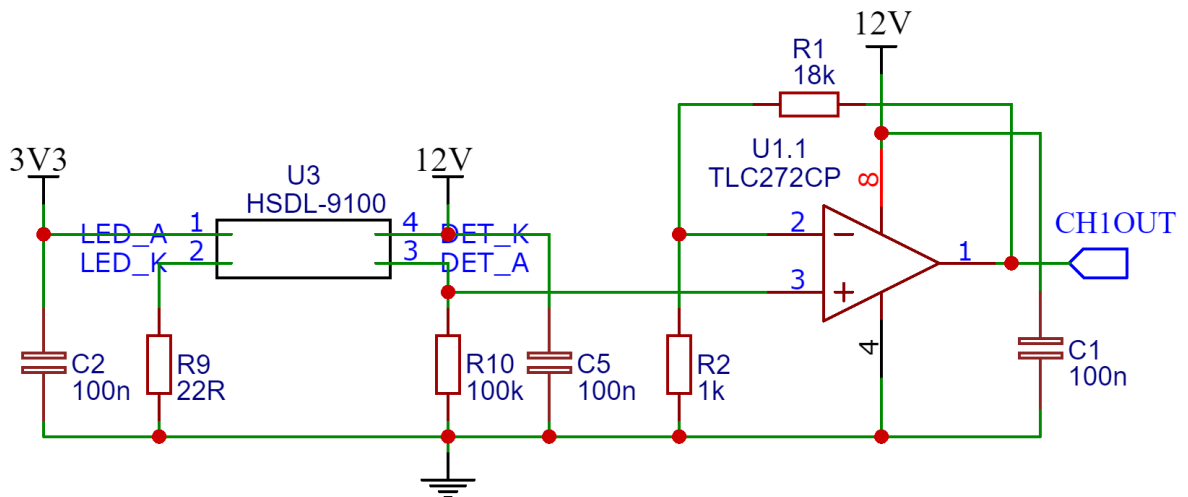
(a) Finální verze DPS senzorů se zesilovači



(b) Sestavený modul senzorů

Obrázek 32: DPS a modul senzorů

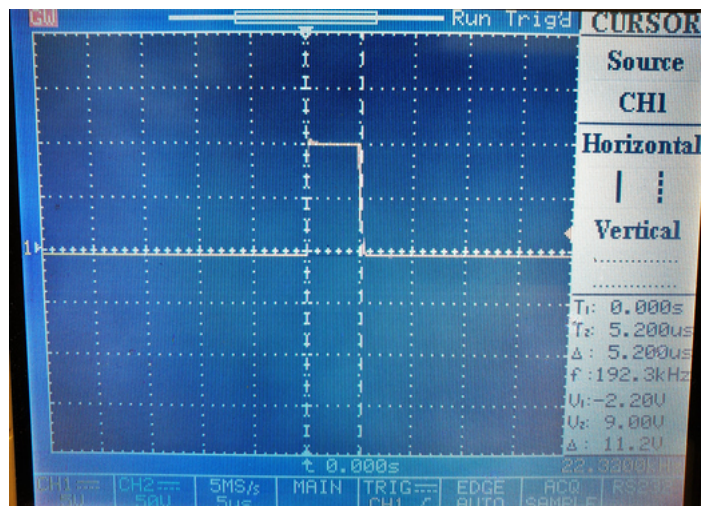
Na obrázku 33 je elektrické schéma zapojení jednoho senzoru a příslušného kanálu operačního zesilovače. Součástka U3 je samotný senzor HSDL-9100. Vysílací IR LED je připojena mezi vývody LED\_A a LED\_K. Odpor R9 slouží k omezení proudu tekoucího diodou na cca. 80 mA. Samotný detektor, tedy IR fotodioda je připojena mezi vývody DET\_K a DET\_A. Na odporu R10 vzniká úbytek napětí odpovídající proudu procházejícímu fotodiodou. Toto napětí je přiváděno na neinvertující vstup operačního zesilovače U1. 1. Devítinásobné zesílení napětí je dosaženo zpětnou vazbou s děličem tvořeným rezistory R1 a R2. Výstup CH1OUT je přiveden na analogový vstup řídicího počítače. Keramické kondenzátory C1, C2 a C5 jsou blokovací.



Obrázek 33: Elektrické zapojení senzoru a příslušného kanálu OZ

## 6.4 Výkonová část

Výstupem regulátoru realizovaném na NI cRIO je napěťový PWM signál, kterým jsou spínány výstupy modulu NI9472. Tento modul disponuje 8 výstupy se spínacími prvky zapojenými dle obr. 36, tedy s otevřeným kolektorem. Dle informací dostupných od výrobce [8] modul pracuje s minimální periodou obnovy  $100 \mu\text{s}$ . Přesný význam této hodnoty mi zůstal částečně skryt. Minimální dosažitelná délka trvání obdélníkového pulzu je reálně velmi krátká, z měření na obr. 34 vyšla hodnota cca.  $5 \mu\text{s}$ . Při rozlišení



Obrázek 34: Minimální dosažitelná délka obdélníkového pulzu

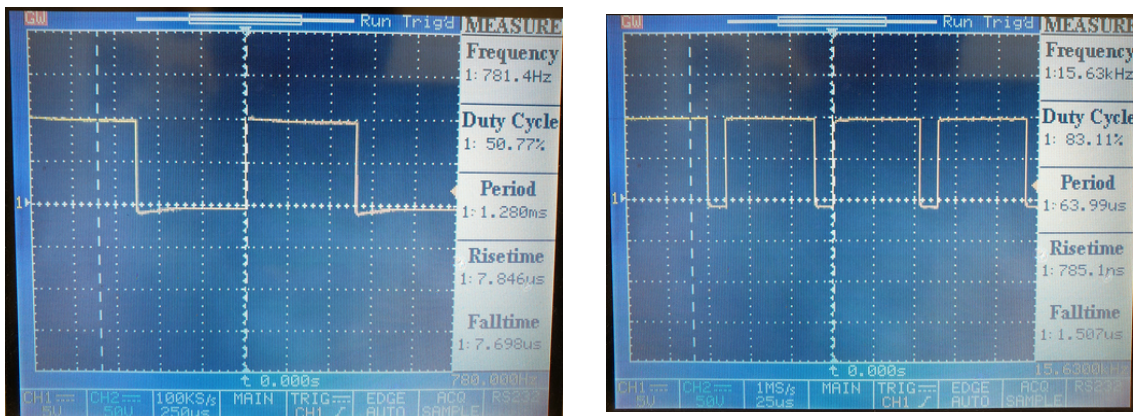
pulzně šířkové modulace  $n$  bitů je při minimální dosažitelné době trvání pulzu  $t_{onmin}$  minimální perioda PWM  $T_{pwmmin}$  respektive

$$T_{pwmmin} = 2^n \cdot t_{onmin} \quad (64)$$

a maximální frekvence  $f_{pwm_{max}}$

$$f_{pwm_{max}} = \frac{1}{T_{pwm_{min}}} = \frac{1}{2^n \cdot t_{on_{min}}} \quad (65)$$

Teoretická minimální perioda PWM pro rozlišení 8 bitů je tedy v mém případě 1,33 ms, což odpovídá frekvenci pouhých 750 Hz. Na obrázku 35 je srovnání průběhu PWM signálu s frekvencí 780 Hz a PWM signálu s frekvencí 15,6 kHz při shodném požadovaném pracovním cyklu 50 %. Z tohoto srovnání je patrný projev „nestíhání“ výstupního modulu reagovat na rychlé změny požadovaného stavu. V praxi jsem po



(a) Průběh při frekvenci 780 Hz

(b) Průběh při frekvenci 15,6 kHz

Obrázek 35: Ovlivnění skutečného pracovního cyklu PWM jeho frekvencí

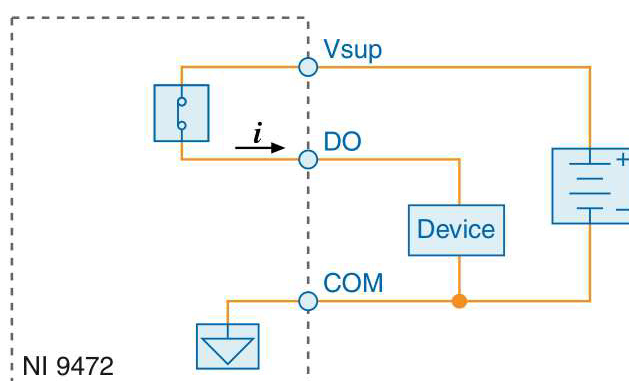
dalších testech používal periodu pulzně-šířkové modulace 0.5 ms, což odpovídá frekvenci 2 kHz při rozlišení PWM 10 bitů. Ukázalo se, že důležitější než správná funkčnost PWM v krajních polohách je přesnost v polohách okolo středu rozsahu.

V roli samotných výkonových spínacích prvků vystupují unipolární tranzistory typu N-MOSFET. Přehled základních parametrů vybraných typů těchto tranzistorů je v tabulce 5. Nakonec jsem zvolil typ STM IRF640. Hodnota jeho odporu ve stavu úplného otevření  $R_{DSon}$  není pro tuto aplikaci zcela důležitá, neboť k cívkám jsou sériově připojeny řádově větší odpory pro omezení maximálního proudu. Naopak výhodná je nízká kapacita  $C_{iss}$  mezi *gate* a *source*, neboť umožňuje velmi rychlé spínání. Rovněž příznivá je hodnota maximálního ztrátového výkonu  $P_D$ , která, vzhledem k reálným podmínkám této aplikace, umožňuje testovací provoz bez přídavného chladiče. Vzhledem k indukčnímu charakteru zátěže je nutná antiparalelně připojená dioda, která chrání tranzistor před napěťovými špičkami vznikajícími v důsledku rychlých změn proudu cívkou. Spínací obvod je typu low-side, cívka je tedy stále připojena ke kladnému napětí a sepnutím tranzistoru dochází k jejímu připojení k zemi. Hlavní nevýhoda tohoto uspořádání, kterou je ztráta uzemnění během vypnutí není pro tento případ relevantní.

Typ	$V_{DSS}$	$R_{DSon}$	$I_D$	$P_D$	$C_{iss}$	$Q_g$	Cena
IRF540	100 V	0.044 $\Omega$	33 A	130 W	1960 pF	71 nC	21 Kč
IRLR/U2905	55 V	0.027 $\Omega$	42 A	110 W	1700 pF	48 nC	26 Kč
IRFZ44NS	55 V	0.0175 $\Omega$	49 A	94 W	1470 pF	63 nC	28 Kč
IRF640NS	200 V	0.15 $\Omega$	18 A	150 W	1160 pF	67 nC	21 Kč

Tabulka 5: Srovnání vybraných tranzistorů MOSFET

Využitý výstupní modul NI9472 je koncipován na proud procházející jeho vnitřním spínacím prvkem až 0,75 A na kanál, což by samo o sobě stačilo k relativně rychlému spínání výkonových prvků. I přesto je potřeba použít integrované obvody budičů MOSFETů. Je to lepší řešení zejména z hlediska tvaru výstupního pulzu, neboť budič produkuje obdélníkové pulzy s výrazně strmější náběhovou a zejména klesající hranou než samotný výstupní modul. Maximální proud, který budič dokáže poskytnout a přijmout k otevření respektive zavření hradla výkonového spínacího prvku je rovněž vyšší, než u zdroje samotného řídicího signálu. Vodiče propojující budič s výstupním modulem mají vzhledem ke svojí délce značnou parazitní indukčnost a otevírání hradel MOSFETů je spojeno s velmi rychlými změnami proudu (vysoké hodnoty  $\frac{di}{dt}$ ). Tento fakt by vedl k dalšímu elektromagnetickému rušení. Je tedy využít integrovaný budič tranzis-

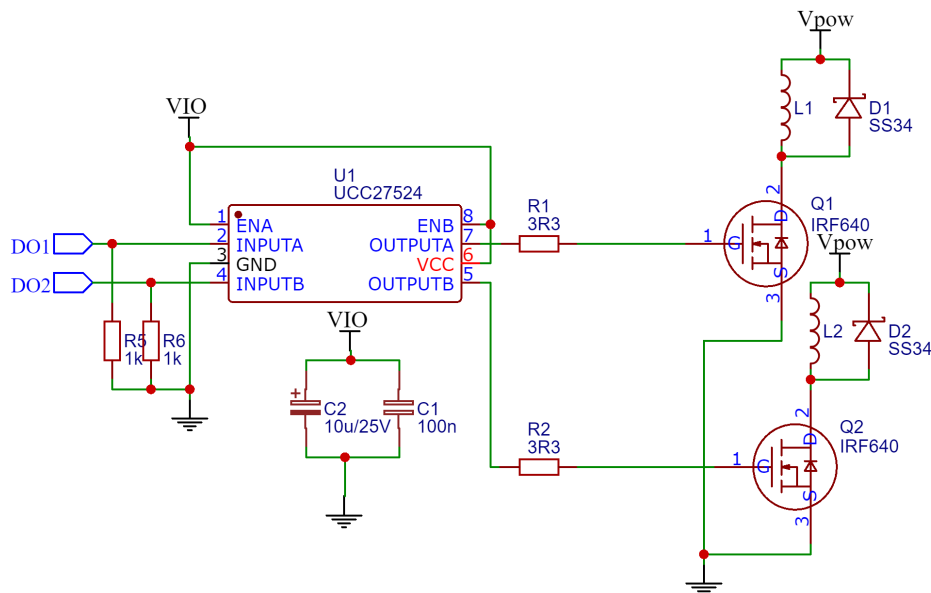


Obrázek 36: Vnitřní zapojení výstupního modulu NI9472 [8]

torů N-MOSFET TI UCC27524. Jedná se o dvoukanálový budič schopný poskytnout špičkový proud až 5 A při spínání MOSFETu. Dále se vyznačuje velmi krátkou dobou zdržení v řádu  $ns$  a také dobrou šumovou imunitou vstupu.

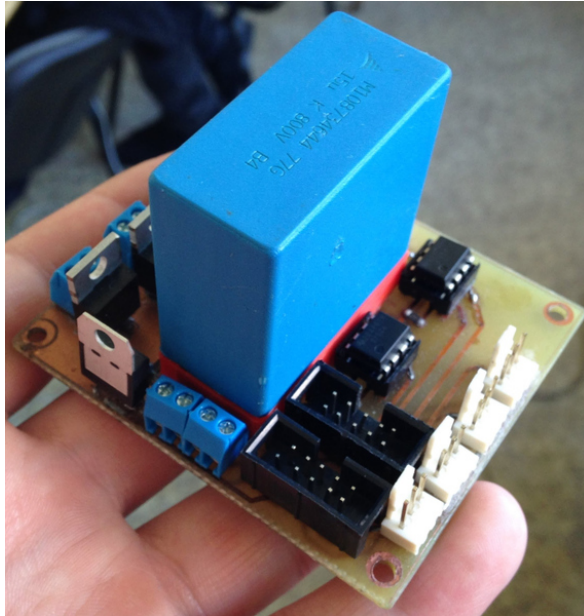
Na obrázku 37 je elektrické schéma zapojení dvou kanálů budiče elektromagnetů. Do vstupů  $INPUTA$  a  $INPUTB$  budiče jsou přivedeny digitální výstupy  $DO1$  a  $DO2$  řídicího počítače.  $R5$  a  $R6$  jsou pull-down rezistory definující log. 0 (jak bylo uvedeno výše, digitální výstupy mají uspořádání s otevřeným kolektorem). Budič je napájen z větve  $VIO$  s blokovacími kondenzátory  $C1$  a  $C2$ . Vstupy  $ENA$  a  $ENB$  slouží jako vypínače jednotlivých kanálů budiče a jsou trvale spojeny s větví  $VIO$ , tedy trvale v

zapnutém stavu. Gaty N-MOSFETů  $Q1$  a  $Q2$  jsou budičem spínány přes odpory  $R1$  a  $R3$  pro omezení spínacího proudu. Sepnutím Tranzistorů dochází k uzavření obvodu cívek elektromagnetů  $L1$  a  $L2$  trvale připojených k oddělené napájecí větvi  $VPOW$ .  $D1$  a  $D2$  jsou schottkyho diody pro nulování napěťových špiček vznikajících na zátěžích indukčního charakteru.



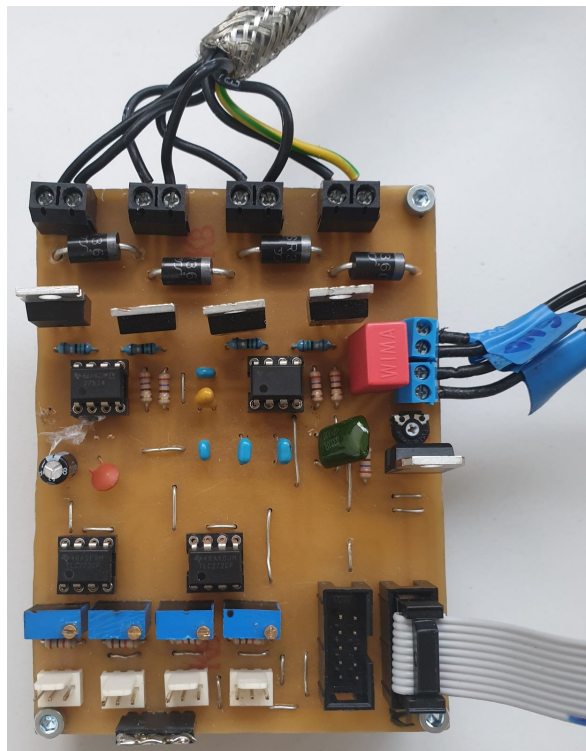
Obrázek 37: Schéma dvou kanálů budiče elektromagnetů

Během vývoje elektroniky aktivního magnetického ložiska byly navrženy a zhotoveny tři verze DPS budiče elektromagnetů. První verze desky budičů (obr. 38) byla navržena jako oboustranná a byla osazena jak komponenty typu SMD, tak i komponenty typu THT. To ve spojení s mými omezenými zkušenostmi s výrobou DPS (leptání, pájení) vedlo ke značným potížím. Jelikož jsem desku po vyleptání neopatřil nátěrem ochranného pájitelného laku tak měděná vrstva lehce zoxidovala a bylo velmi obtížné na ní letovat jednotlivé komponenty. Oboustranné provedení DPS vyžadovalo realizaci prokovených děr, což technologie dostupná na ústavu neumožňuje, neboť se jedná o poměrně komplexní elektrochemický proces. Bylo tedy nutné je realizovat protažením tenkého vodiče každou dírou a jeho přiletování na obou stranách desky. Pomáhal jsem si pájecí tekutinou, která má však korozivní účinky a není určena pro použití na DPS. První pokus o výrobu DPS budiče skončil neúspěchem.



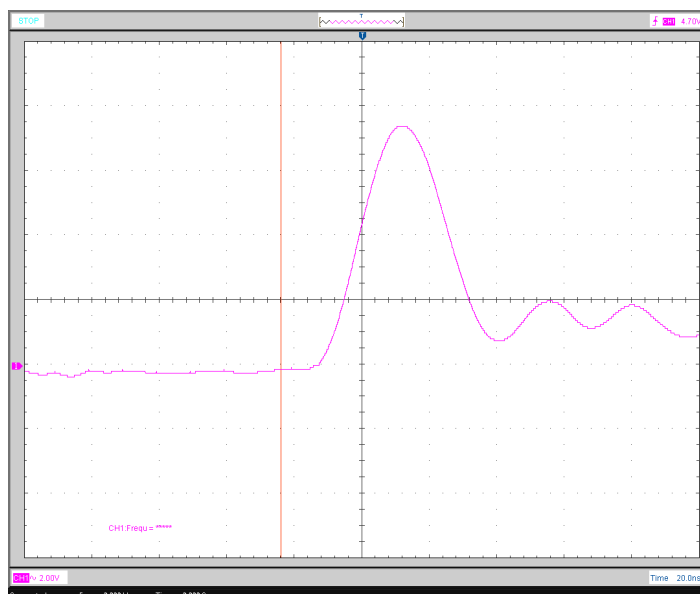
Obrázek 38: První verze DPS budiče cívek

Poučen z chyb popsanych v předchozím odstavci jsem navrhnul a vyrobil druhou verzi DPS budiče (obr. 39). Tentokrát jednostranná deska zahrnovala zejména komponenty THT. Jelikož byla zamýšlena pro využití s původní koncepcí AMB (viz. 6.1), rozhodl jsem se na ní umístit i zesilovače signálů senzorů (na obr. 39 vlevo dole). Obě části této desky byly funkční, časem se však i zde objevily potíže.



Obrázek 39: DPS budiče elektromagnetů a zesilovačů signálů senzorů

Během testování elektroniky se ukázalo, že použité budiče vykazují velmi nízkou spolehlivost. S tímto problémem selhávání budičů se setkávali již předchozí řešitelé, kteří měli obvod realizovaný na vrtané prototypovací desce. Jelikož bylo třeba poznat (pro účely probíhajícího návrhu finální verze desky budičů) konkrétní důvod selhání, byla provedena řada měření. Nakonec se podařilo změřit na napájecích pinech integrovaného obvodu napěťovou špičku přesahující normální napájecí napětí 12 V o přibližně 8 V (obr. 40). To znamená překročení maximálního povoleného (*absolute maximum rating*) napájecího napětí, které je 18 V. Špička se svojí časovou délkou frekvenčně blížila maximální šířce pásma použitého osciloskopu (40 MHz), takže mohla být ve skutečnosti ještě významnější. I když bezprostředně po změření této konkrétní instance jevu nedošlo ke zničení budiče, padlo na tento jev hlavní podezření. Přestože napájecí napětí bylo i přes přítomnost několika blokovacích kondenzátorů zvlněné, takto velký překmit byl ojedinělý. Dominantní vliv na tento nežádoucí jev mělo zřejmě nedostatečné dodržování základních principů návrhu DPS z hlediska elektromagnetické kompatibility. Na nepřijatelné zvlnění napájecího napětí budičů mělo zřejmě vliv použití blokovacích kondenzátorů v podobě THT součástek, jejichž vývody mají ve srovnání se součástkami typu SMD vyšší parazitní indukčnost [33]. Tyto blokovací kondenzátory navíc byly na desce umístěny od budičů příliš daleko. Na desce docházelo k rychlému spínání proudů v řádech jednotek ampér. Vyšetřil jsem tedy rozložení součástek a vodivých spojů jsem s ohledem na velikost ploch proudových smyček a parazitní indukčnost spojů. Jelikož jsem na tento faktor při návrhu nebral příliš zřetel (u jednostranné desky je to obtížné), ukázalo se, že zejména proudové smyčky příslušející výstupu z budičů tranzistorů mají velkou plochu proudových smyček a lze u nich předpokládat vysokou parazitní indukčnost. Vlivem rychlých změn proudu, kterým budiče otevíraly tranzistory na těchto parazitních indukčnostech mohly i zde vznikat napěťové špičky, které mohly budiče poškodit. Velké plochy proudových smyček rovněž přispěly k silnému elektromagnetickému rušení, které se projevilo v části s operačními zesilovači. Výstupy ze senzorů tak byly při spínání elektromagnetů zarušené.

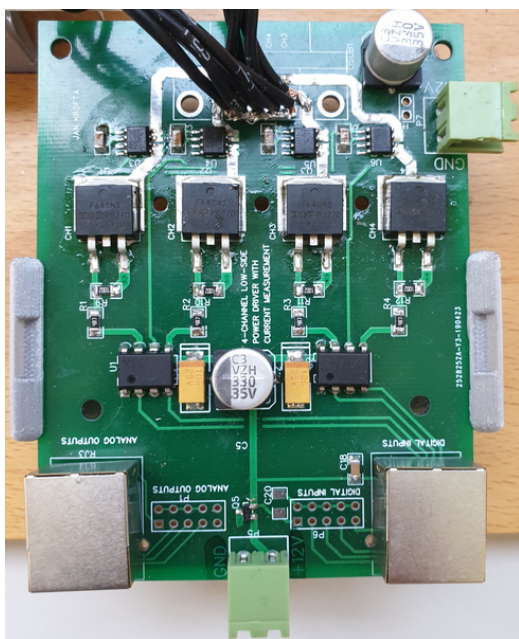


Obrázek 40: Napěťová špička (AC režim, vertikální rozlišení 2 V/div, horizontální 20 ns/div)

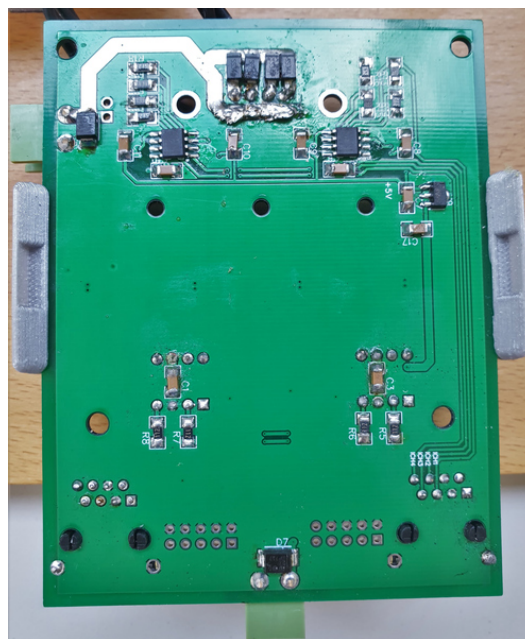
Tyto problémy bylo potřeba vyřešit návrhem nového přípravku budiče. Navíc se změnila celková koncepce ložiska (viz. kapitola 6.1), ve které byly zesilovače signálů senzorů integrovány do sensorového modulu. I zde jsem využil nové výrobní možnosti (viz. kapitola 6.3) a DPS navrhl se zřetelem na pravidla správného návrhu nejen ve smyslu elektromagnetické kompatibility. Kromě předchozích zkušeností jsem vycházel i ze znalostí nabytých z vynikající publikace [33]. Nová DPS budiče (obr. 41) byla oboustranná a opírala se především o SMD komponenty z důvodu jejich nízké parazitní indukčnosti. Kritické blokové kondenzátory budičů tranzistorů jsem umístil do jejich těsné blízkosti, přičemž keramický kondenzátor 100 nF byl umístěn pod budičem z druhé strany desky, přímo mezi jeho napájecími vývody. Tento způsob blokování je doporučen výrobcem v technickém listu budiče. Na desku jsem přidal senzory proudu na bázi hallové sondy, konkrétně Allegro ACS712. Ty umožňují měření průběhu proudu protékajícího cívkami. V další fázi projektu je plánováno přidání proudové zpětné vazby pro zrychlení reakce ložiska, pro kterou je měření proudu nezbytné. Připojení desky budiče k řídicímu počítači je realizováno stíněným ethernetovým kabelem, pro tento účel jsou osazeny konektory RJ-45 8p8c. Jeden je pro účely spínání cívek a druhý je pro účely přenosu analogového signálu ze senzorů proudu. Napájení budiče je řešeno dvěma oddělenými zdroji 12 VDC, pro jejichž připojení jsou připraveny násuvné svorkovnice.

Desku jsem opatřil ochranou proti napěťovým špičkám a přepólování (obr. 42). Ochranu proti napěťovým špičkám realizuje bipolární transil SM6T15CA, u které dochází k velmi rychlému (v řádu ps) proražení pokud je mezi jeho vývody napětí vyšší než 15V (oběma směry). Energie špiček je zmařena na teplo, přičemž si tento transil poradí s pulzy o výkonu až 600 W (po dobu 1 ps při pokojové teplotě). Ochrana proti





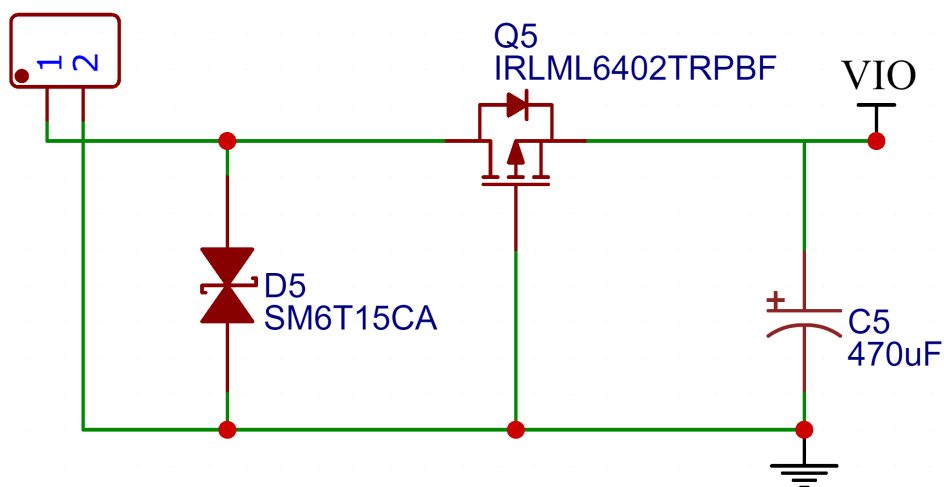
(a) Horní strana nové desky budiče



(b) Spodní strana nové desky budiče

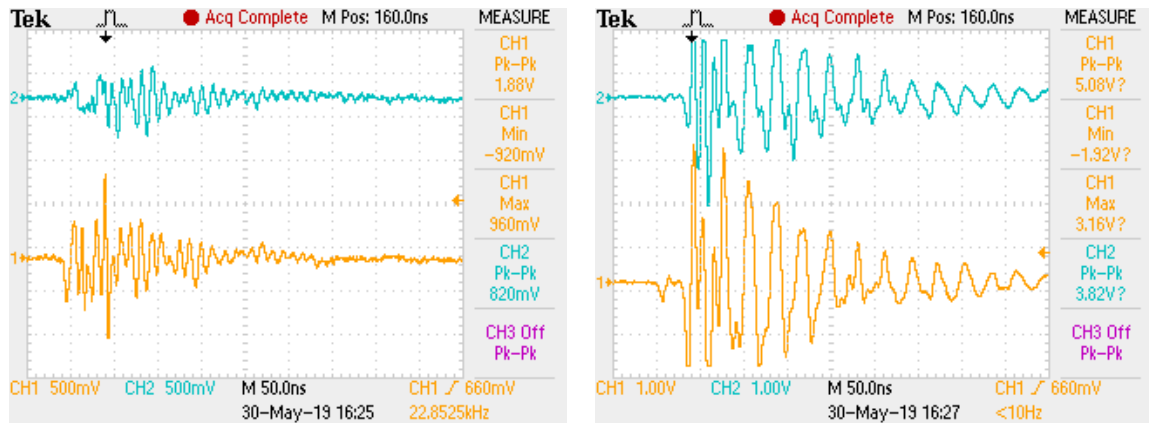
Obrázek 41: Nový budič elektromagnetů

přepólování je řešena P-MOSFETem Q5 typu IRLML6402PBF. K otevření přechodu mezi *drain* a *source* dochází pouze tehdy, pokud je na jeho vývodu *gate* optoti vývodu *source* napětí nižší než prahové (zde -1,2 V). To je splněno pouze pokud je zdroj připojen z hlediska polarity správně (na obr. 42 je pin 1 kladné napájecí napětí a pin 2 je nulové napětí). Pak může protékat elektrický proud omezen pouze přechodovým odporem (zde 0,065  $\Omega$ ). Maximální proud, který může tímto tranzistorem protékat je 3,7 A. Toto řešení má zde oproti běžnějšímu řešení ochrany proti přepólování diodou, případně diodovým usměrňovacím můstkem v podobě nižšího úbytku napětí (při max. povoleného proudu pouze 0,24 V).



Obrázek 42: Vstupní ochrany budiče elektromagnetů

Nový přípravek budiče cívek již problémem se selhávajícími budiči tranzistorů (ani jiných součástek) netrpěl. Na jeho napájecích pinech je napětí stále poměrně zvlněné (obr. 43), ale ani ve špičkách nedosahuje maximálního povoleného napětí součástky. Měření ukázalo, že amplituda zvlnění roste se zvyšujícím se pracovním cyklem PWM elektromagnetů. Příčinou jevu může být galvanické rušení vlivem rychlého spínání poměrně velkých proudů.

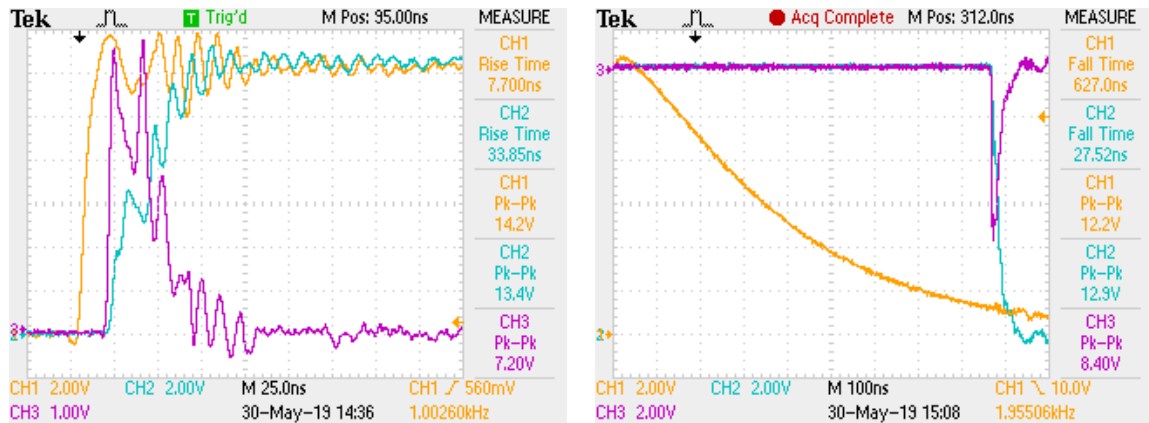


(a) Zvlnění při p.c. PWM cca. 10 %

(b) Zvlnění při p.c. PWM cca. 90 %

Obrázek 43: Zvlnění napájecího napětí na budiči tranzistorů (p.c. je pracovní cyklus)

Na závěr sekce o budiči elektromagnetů zařadím naměřené průběhy spínání a vypínání tranzistoru. Na obrázku 44a jsou průběhy napětí na vstupu do budiče (kanál 1, žlutá), napětí mezi *gate* a *source* tranzistoru (kanál 2, tyrkysová) a úbytek napětí na rezistoru  $3,3 \Omega$  mezi výstupem budiče a *gate* tranzistoru, který odpovídá proudu, který tímto směrem teče. Doba nárůstu (rise time), tedy doba, která při spínání uplyne mezi okamžiky odpovídajícími 10%, resp. 90% konečné hodnoty je u signálu vstupujícího do budiče (výstup řídicího počítače) 7,7 ns. Doba nárůstu napětí mezi *gate* a *source* je přibližně čtyřnásobná - 33,9 ns. To je právě způsobeno kapacitou, která mezi těmito vývody existuje. Proud při nabíjení dosahuje hodnoty 2,5 A, což je polovina maximální povolené hodnoty budiče. Z průběhů změřených při vypínání tranzistoru je patrná velmi dlouhá doba poklesu signálu na vstupu do budiče, která dosahuje hodnoty 627 ns. Doba poklesu napětí na *gate* MOSFETu a protékající proud jsou podobné jako při spínání. Při frekvencích PWM, s kterými jsem při návrhu AMB pracoval je tato hodnota sice dostatečně krátká, při zvyšování frekvence PWM by však postupně začala představovat problém. Dlouhá doba potřebná k poklesu výstupu na nulu je způsobena řešením výstupu řídicího počítače jakožto otevřeného kolektoru a parazitní kapacitou vedení, které spojuje výstup počítače a vstup budiče tranzistorů. Zlepšení tohoto přechodového jevu by bylo možno dosáhnout zmenšením hodnoty pull-down rezistoru, což by ale bylo za cenu prodloužení času při spínání. Ideálním řešením by bylo použít výstupní modul řídicího počítače s výstupy v zapojení push-pull. Použitý typ výstupního modulu zkrátka není pro rychlé spínání příliš vhodný.



(a) Sepnutí tranzistoru

(b) Vypnutí tranzistoru

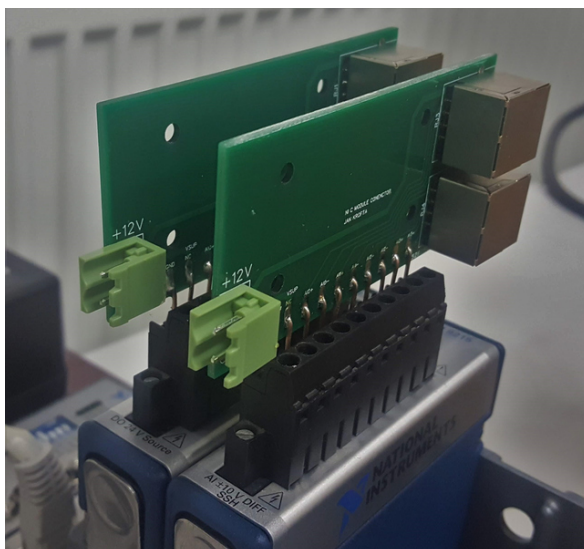
Obrázek 44: Naměřené průběhy spínání a vypínání tranzistorů

## 7 Realizace řídicího algoritmu

### 7.1 Použitý hardware

Řízení AMB pomocí decentralizovaných PID regulátorů (pro každou osu zvlášť) je realizováno průmyslovým počítačem NI CompactRio c9073. Pro účely analogově-digitálního převodu signálů ze sensorů je osazen modulem *NI C-series 9215*. Modul disponuje čtyřmi diferencálními kanály s rozsahem  $\pm 10$  V a vzorkovací frekvencí 100 kSps při vertikálním rozlišení 16 bitů [7]. Elektromagnety jsou přes přípravek budičů (zesilovačů) ovládány modulem digitálních výstupů *NI C-series 9472*. Modul má 8 digitálních výstupů uspořádaných jako otevřený kolektor s periodou obnovy  $100 \mu\text{s}$ . Spínáno je napětí přivedené na terminál *VSUP*. Vlastnosti a limitace tohoto modulu jsou popsány v 6.4. Oba moduly mají vstupy/výstupy vyvedeny na šroubovací svorkovnici.

Během práce na projektu jsem postupně pro účel spojení ložiska s IO moduly využíval různé druhy kabelů, většinou zakončených dutinkami. Toto řešení však nebylo nikdy příliš robustní a často bylo příčinou náhlých selhání zařízení. Proto jsem se rozhodl pro propojení IO modulů s příslušnými částmi ložiska využít ethernetové kabely s konektory RJ-45 8p8c. Přistoupil jsem tedy k návrhu a výrobě redukcí, které toto umožňují při zachování vysoké spolehlivosti propojení. Na obrázku 45 jsou tyto adaptéry nainstalovány do příslušných modulů, přičemž konektory RJ-45 míří směrem od čtenáře. Násuvná svorkovnice v přední části slouží v případě adaptéru vpravo k napájení sensorového modulu. U modulu digitálních výstupů zůstává nepripojená.



Obrázek 45: IO moduly s adaptéry

## 7.2 Řídicí program

V grafickém programovacím prostředí LabView jsem vyvinul několik programů pro řízení aktivního magnetického ložiska. Tyto programy mají následující hlavní funkce:

- Čtení signálů o poloze a v budoucnosti i o proudu prostřednictvím vstupního AD modulu
- Výpočet potřebných akčních zásahů s využitím PID regulátorů
- Generování PWM signálu pro buzení elektromagnetů
- Odesílání informací o poloze hřídele, akčním zásahu a dalších parametrech řídicí smyčky do ovládacího počítače
- Inicializace počítače CompactRio
- Realizace grafického rozhraní HMI pro zobrazování těchto informací a ovládání parametrů regulace
- Zápis dat do souborů pro další vyhodnocení v externím software.

Program, která obstarává první čtyři z výše uvedených bodů je spuštěn v FPGA. Zbýlé tři body jsou obsluhovány programy spuštěnými na osobním počítači.

### 7.2.1 Program spuštěný v FPGA

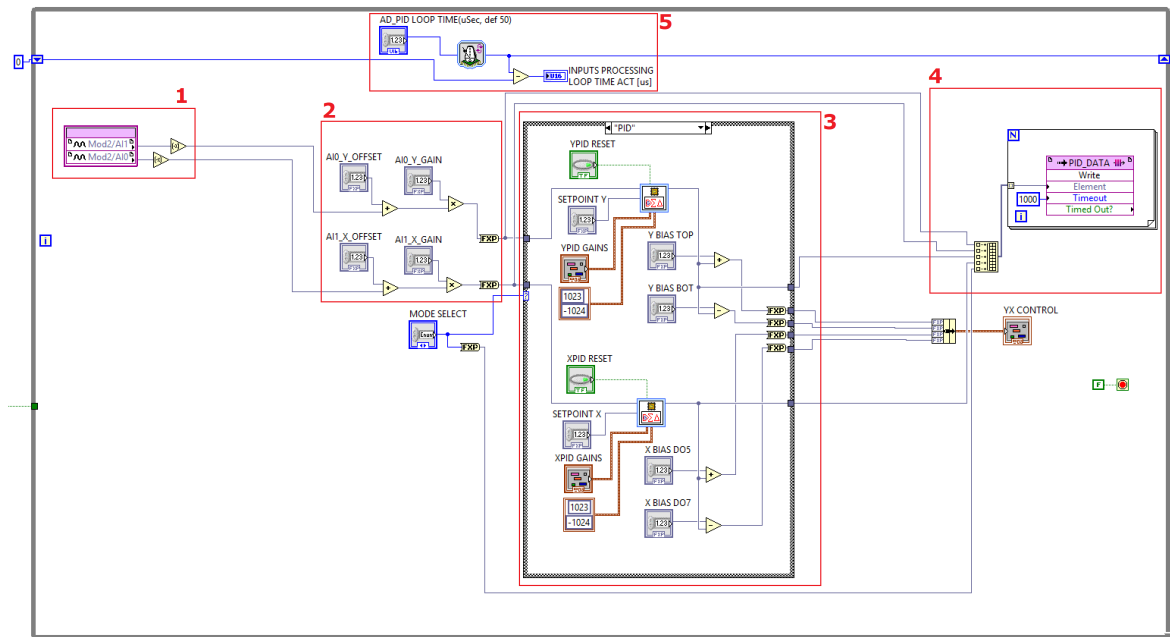
Program (VI) pro FPGA se opírá o možnost paralelního vykonávání dvou smyček *while*. První tato smyčka je na obr. 46. V části 1 do smyčky vstupují signály ze senzorů polohy. Jejich hodnotám je přiřazeno opačné znaménko v souladu se zavedením kladných směrů pohybu hřídele.

V části 2 lze nastavit zesílení (**GAIN**) a posunutí (**OFFSET**) těchto signálů. Pomocí nastavení zesílení je signál posunut do mezí vhodných pro PID regulátory. Pomocí nastavení posunutí je kompenzována výrobní nepřesnost ložiska, konkrétně nesouosost jednotlivých částí. Signály jsou zde převedeny do proměnné typu *fixed-point* (rac. číslo s pevnou desetinnou čárkou) s parametry kompatibilními s PID regulátory.

Část 3 zahrnuje PID regulátory umístěné ve struktuře typu *case*. Ta v závislosti na řídicí proměnné (**MODE SELECT** pod částí 2) mění svůj obsah podle předdefinovaných možností. Tímto způsobem je přepínán režim manuálního ovládání elektromagnetů a režim PID regulace. Do samotných PID regulátorů vstupují proměnné v podobě řízené veličiny, požadované hodnoty, parametrů regulátoru a výstupního rozsahu. Pro obnovení výchozího nastavení regulátoru slouží tlačítko **RESET**. V souladu s principem řízení AMB popsaným v 4 se velikost akčního zásahu rozděluje mezi dva elektromagnety v dané ose přičítáním resp. odečítáním akčního zásahu ke stálé složce řídicího proudu. Proměnná výstupu je přizpůsobena potřebám smyčky generující PWM signál.

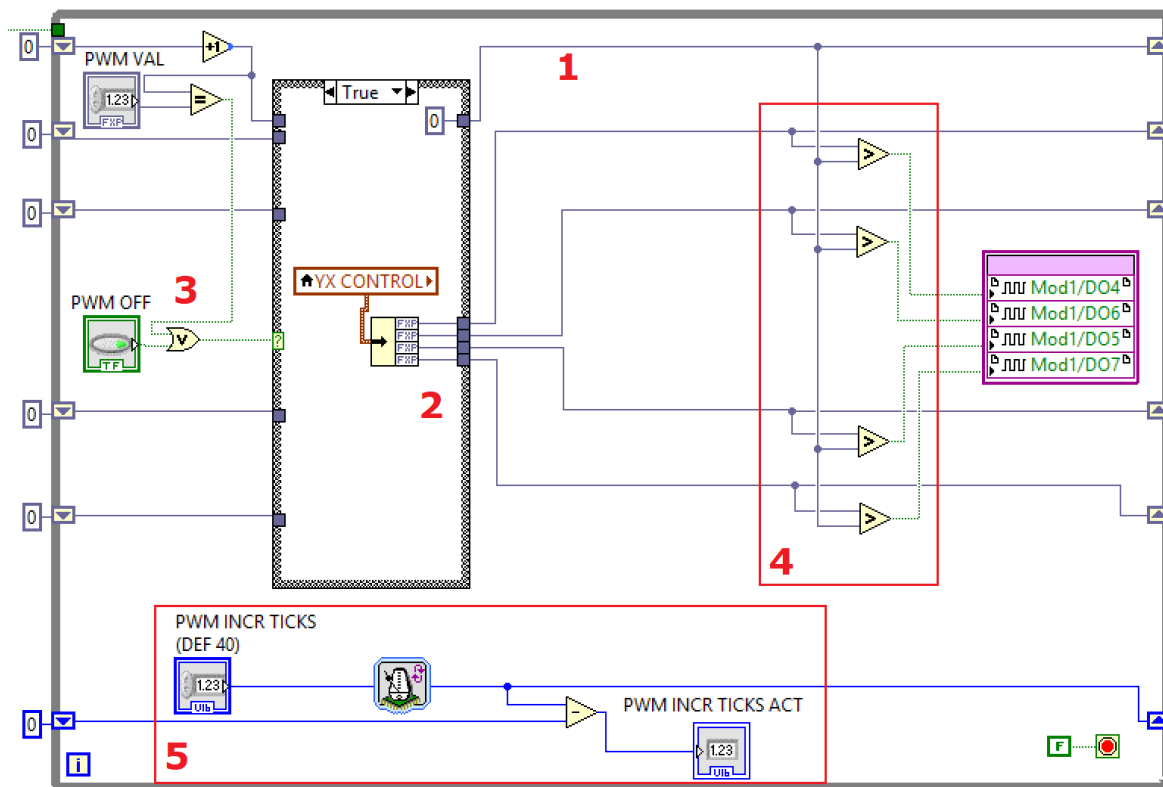
Část 4 zahrnuje rychlou paměť typu FIFO, která funguje jako zásobník a umožňuje odesílání dat do ovládacího počítače. Data jsou řazena do pole, které je pak pomocí *for* cyklu načítání do paměti. V každém cyklu hlavní smyčky je do paměti načtena jedna hodnota každé zaznamenávané proměnné. Rychlost a pravidelnost tohoto děje není kompatibilní s LabView programem (VI) běžícím na osobním počítači s běžným operačním systémem. Ten data vyčítá po větších částech, ale v nepravidelných intervalech. Přenos dat mezi programy (VI) bez ztrát je umožněn právě přítomnosti FIFO zásobníku mezi nimi.

Část 5 slouží k řízení taktu smyčky. Požadovaná délka trvání iterace se zadává z ovládacího panelu v mikrosekundách. Pro účely detekce překročení výpočetních možností systému se vypočítává skutečná délka trvání iterace.



Obrázek 46: AD a PID

Do druhé *while* smyčky (obr. 47) vstupují povely jednotlivým elektromagnetům. Načítají se z lokální proměnné `YX CONTROL` do příslušných posuvných registrů. Proměnná je umístěna v rámci struktury *case* (na obrázku pozice č. 2), která zajišťuje načtení nových povelů na konci každého PWM cyklu. V tu chvíli se také do posuvného registru 1 načte 0. Tato hodnota se s každou další iterací *while* smyčky zvyšuje o 1. V posuvných registrech příslušejících jednotlivým výstupům se přitom drží načtená požadovaná hodnota, neboť struktura *case* se přepne do stavu, kdy do nich nikterak nezasahuje. Tato hodnota se porovnává s hodnotou v pos. registru 1 (část 4). Pokud požadovaná hodnota povelu překročí aktuální hodnotu v pos. registru 1, je sepnut daný kanál modulu digitálních výstupů. PWM cyklus je ukončen ve chvíli, kdy hodnota proměnné v posuvném registru 1 dosáhne nastavené hodnoty `PWM VAL`. Tehdy je prostřednictvím logické proměnné 3 přepnuta struktura *case*, do posuvných registrů se načítají nové hodnoty a cyklus se opakuje. Tato implementace pulzně-šířkové modulace odpovídá teorii popsané v 6.4. V části 5 dochází k řízení taktu smyčky a výpočtu její skutečné doby trvání. Změnou nastavení taktu smyčky a hodnoty `PWM VAL` lze nastavovat frekvenci i rozlišení PWM modulace. Tlačítko `PWM OFF` slouží k deaktivaci PWM modulace. Implementoval jsem ho, neboť jsem chtěl ověřit, zda-li není ložisko možné řídit pomocí prosté dvupolohové regulace (není).



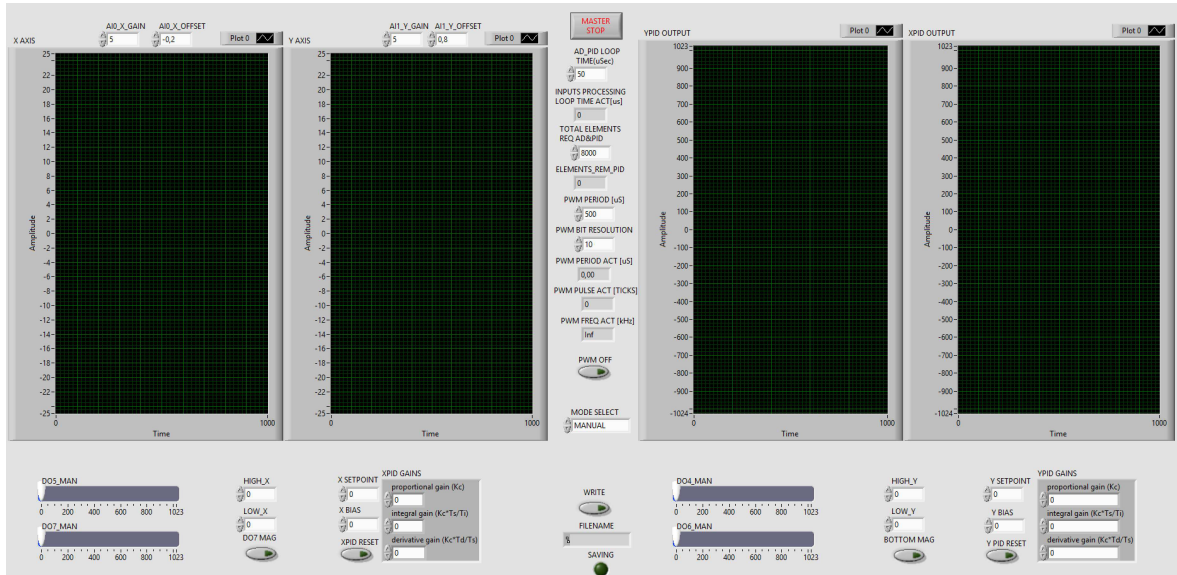
Obrázek 47: PWM

### 7.2.2 Program spuštěný na osobním počítači

Aktivní magnetické ložisko je ovládáno z osobního počítače, na kterém běží VI se samotným uživatelským rozhraním ložiska. Samotný ovládací panel je na 48. Dominují mu čtyři grafy. Dva v levé části jsou určeny pro zobrazování polohy hřídele ve dvou osách. V prostoru nad nimi se nacházejí ovládací prvky pro nastavení zesílení a posunu. Grafy v pravé části zobrazují akční zásahy PID regulátorů (rovněž ve dvou osách). V oblasti mezi grafy se nachází tlačítko k zastavení ložiska a ukončení programu a prvky pro ovládání taktu smyčky vykonávající čtení hodnot ze senzorů, PID regulaci a odesílání dat do osobního počítače. Dále se zde nastavuje požadovaná hloubka FIFO paměti a je zobrazován počet nevyčtených prvků, což je důležité pro diagnostiku. Další nastavení v této části se týká pulzně šířkové modulace, lze nastavit její rozlišení, rychlost a kontrolovat skutečné dosahované hodnoty, popřípadě ji zcela deaktivovat. Posledním ovladačem je přepínač, kterým se přepíná mezi manuálním a PID režimem provozu. Ve spodní části vlevo se nachází ovládací prvky příslušející ose X. Jedná se o manuální ovládání elektromagnetů, nastavení požadované hodnoty polohy, stálé složky řídicího proudu a parametrů PID regulátoru. Ve spodní části vpravo se nachází totožné ovládací prvky pro osu Y. Uprostřed střední části se ovládá zápis dat.

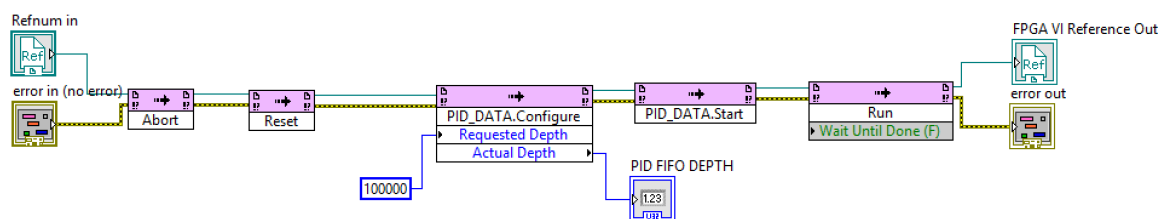
I přední panel má blokový diagram, který však nepovažuji za účelné popisovat,

neboť je velmi objemný, byť většinou pouze definuje napojení jednotlivých ovladačů a ukazatelů na proměnné samotného řídicího programu běžícího v FPGA a v několika případech obstarává jednoduché výpočty (přepočet frekvence na periodu apod.). Jeho výkres je jednou z příloh tohoto textu.



Obrázek 48: Ovládací panel

Úlohou druhého VI, které je spuštěno na PC je inicializovat pole FPGA v počítači CompactRio. Tento program se nenachází v žádné smyčce, tudíž po spuštění proběhne pouze jednou. Tento děj je navázán na spuštění ovládacího panelu. Nejprve je ukončen jakýkoliv program, který probíhá na FPGA. To se následně resetuje. Poté je nakonfigurována a spuštěna paměť FIFO a inicializováno samotné hradlové pole.



Obrázek 49: VI pro inicializaci FPGA



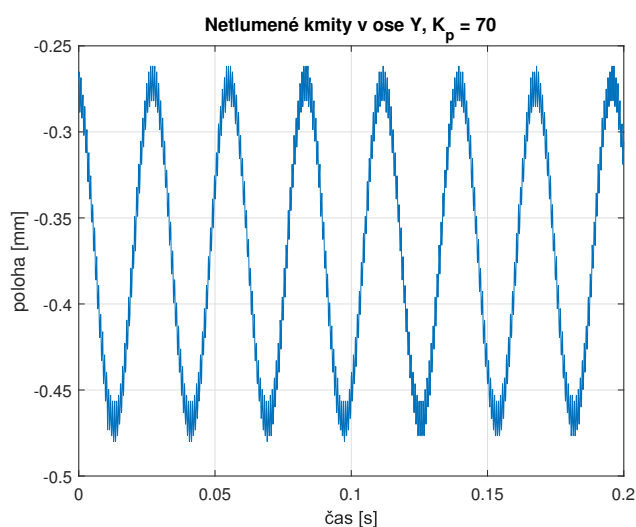
## 8 Ladění regulační smyčky, ověření vlastností soustavy

Parametry PID regulátorů jsem určil pomocí experimentální metody dle Zieglera a Nicholse a to decentralizovaně nejprve pro osu y a následně pro osu x. Při naladění PID regulátoru touto metodou se nejprve zjistí kritické proporcionální zesílení, které v systému vyvolá netlumené kmity. Následně se odečte perioda těchto kmitů a samotné konstanty regulátoru se určí podle následující tabulky

	$K_p$	$K_t$	$K_d$
PD	$0.8K_u$	-	$\frac{K_u T_u}{10}$
PID	$0.6K_u$	$\frac{1,2K_u}{T_u}$	$\frac{3K_u T_u}{40}$

Tabulka 6: Metoda naladění PID regulátoru dle Zieglera-Nicholse

V ose y došlo ke vzniku netlumeného kmitání při zesílení  $K_p = 70$  (obr. 50).



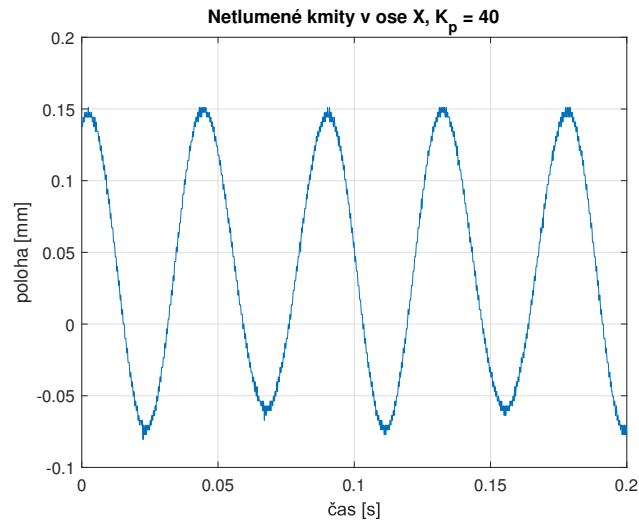
Obrázek 50: Vznik netlumených kmitů v ose Y

Odečetl jsem periodu  $T_u = 0,0277$  s a z ní určil dle tab. 6 konstanty PID regulátoru.

	$K_p$	$K_t$	$K_d$
PD	56	-	0,1939
PID	42	3032	0,1454

Tabulka 7: Parametry PID regulátoru pro osu Y

Vzhledem k tomu, že integrační konstanta vyšla příliš vysoká, použil jsem parametry odpovídající PD regulátoru a postup zopakoval pro osu x. Zde ke vzniku netlumených kmitů došlo při  $K_p = 40$  (obr. 51).



Obrázek 51: Vznik netlumených kmitů v ose X

I zde jsem odečetl periodu  $T_u = 0,0463$  s a určil parametry PID regulátoru pro osu X.

	$K_p$	$K_t$	$K_d$
PD	32	-	0,1852
PID	24	1037	0,14

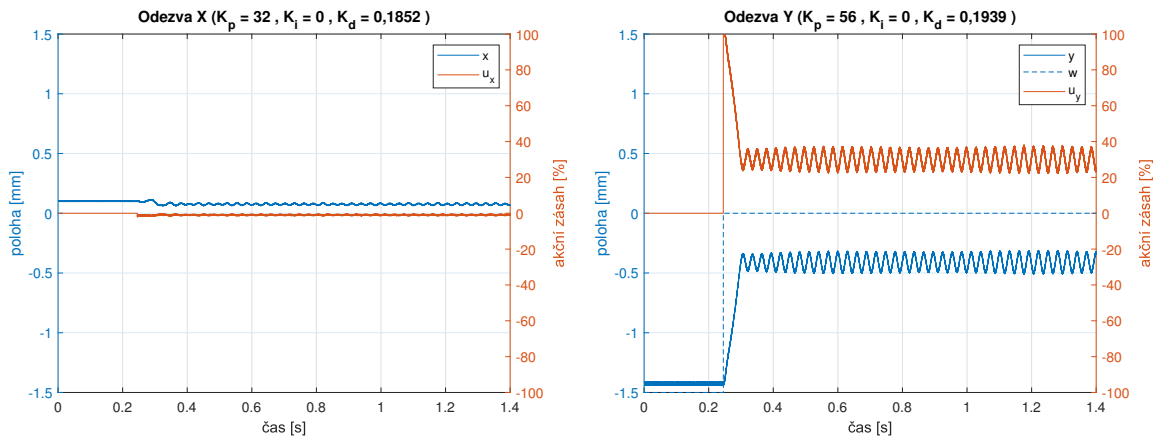
Tabulka 8: Parametry PID regulátoru pro osu X

Opět jsem použil hodnoty pro PD regulátor, neboť vypočítaná integrační konstanta je příliš vysoká.

Provoz ložiska jsem s těmito parametry otestoval, přičemž další parametry regulační smyčky byly nastaveny dle tabulky 9.

Parametr	Hodnota	Jednotka
Perioda regulační smyčky	100	$\mu s$
Perioda PWM	500	$ms$
Rozlišení PWM	10	bit
Stálá složka proudu X	300	$mA$
Stálá složka proudu Y	600	$mA$

Tabulka 9: Parametry regulační smyčky

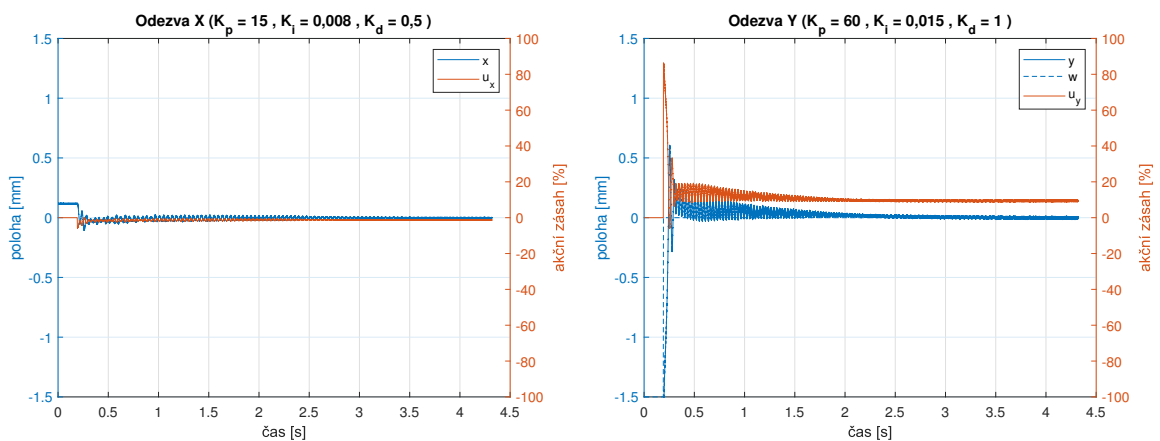


(a) Rozběh ložiska v ose X

(b) Rozběh ložiska v ose Y

Obrázek 52: Rozběh ložiska s parametry dle Zieglera a Nicholse

Ložisko se s těmito parametry rozběhlo udrží v režimu levitace. V obou osách existuje regulační odchylka, což je způsobeno absencí integrační složky regulátoru. V ose y je odezva kmitavá. Po vychýlení hřídele „poštouchnutím“ se ukazuje neuspokojivá stabilita. V ose x hřídel zůstává v jedné z krajních poloh, v ose y dochází k rozkmitání. Parametry PD regulátorů použitých u tohoto experimentu jsem použil jako výchozí a dál pokračoval v seřizování čistě experimentálním způsobem. Po vyzkoušení mnoha kombinací parametrů jsem dospěl k naladění, které mělo za následek odezvu dle obr. 53 (parametry jsou uvedeny přímo v názvech grafů). Zejména byla zvýšena derivační konstanta, neboť to mělo za následek zlepšení stability. Zároveň byla přidána integrační složka pro eliminaci trvalé regulační odchylky.

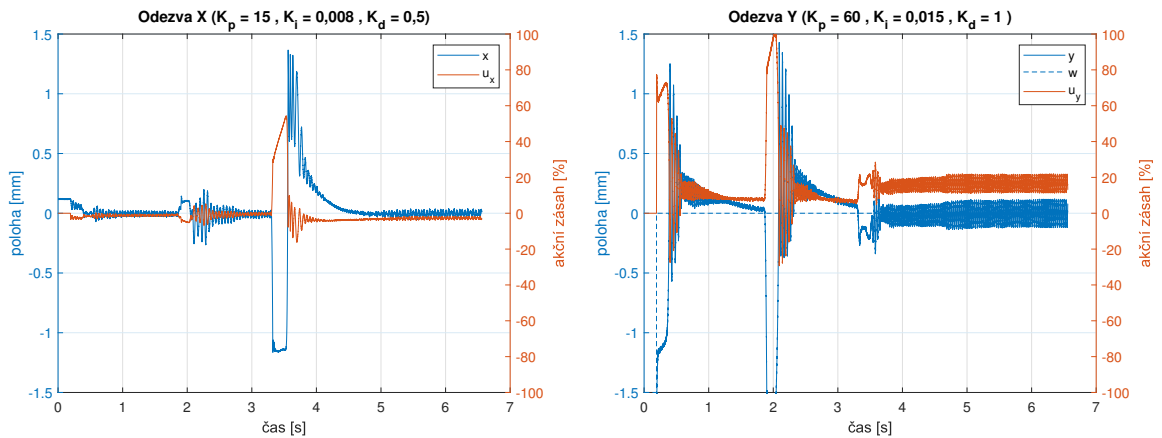


(a) Rozběh ložiska v ose X

(b) Rozběh ložiska v ose Y

Obrázek 53: Rozběh ložiska s upravenými parametry regulátorů

Ložisko se v ose y rozbíhá s překmitem cca. 0,5 mm, po uplynutí cca. 2 s se však zcela ustaluje bez trvalé regulační odchylky. V ose x zůstává při rozběhu stabilní, ustálení v nulové poloze je velmi rychlé. Následuje zkouška manuální disturbancí v obou osách.



(a) Odezva v ose X

(b) Odezva v ose Y

Obrázek 54: Zkouška stability ložiska manuální disturbance

Ačkoliv se ložisko po disturbance ustaluje, není odezva tak příznivá jako v minulém případě. Je patrná větší nestabilita při rozběhu a výraznější kmitavost a to zejména v ose y. Výrobní nepřesnosti, které do jisté míry zahrnují všechny části ložiska mají totiž neblahý vliv na opakovatelnost experimentů. Nejvýznamnějším problémem je hřídel, neboť jak ocelová (feromagnetická) část na jeho konci, tak nylonový prstýnek pro zlepšení odrazivosti v místě měření polohy mají velké házení, které regulaci velmi komplikuje. Z toho důvodu nebylo možné uskutečnit experiment s rotujícím hřídelem. Tento musel být v ložisku umístěn vždy v konkrétní poloze (ve smyslu úhlu natočení kolem jeho podélné osy), na kterou byla regulační smyčka zkalibrována. Experimentů jsem celkově provedl desítky a nezdá se stávalo, že se jednotlivé experimenty lišily i přes to, že parametry řízení zůstaly stejné. Neblahý vliv na kvalitu regulace měl také vliv elektromagnetického šumu na signály senzorů, který se mi sice oproti výchozímu stavu AMB podařilo výrazně utlumit, ale stále v tomto ohledu existují rezervy.

## 9 Závěr

Hlavním cílem této diplomové práce bylo navrhnout řízení a ověřit řízení laboratorního modelu radiálního aktivního magnetického ložiska. Vývojem tohoto zařízení se v rámci studentské grantové soutěže s kolegou Jaroslavem Petrášem zabývám již více než jeden rok. Na začátku naší práce byl model zařízení, které za určitých okolností fungovalo ve svislé ose. Z důvodů popsaných v kapitole 6.1 jsme se postupně rozhodli celé ložisko přepracovat. Jak se ukázalo, byl to úkol neobyčejně rozmanitý, ale i časově náročný. Mým úkolem byl zejména návrh a výroba elektroniky a samotného řízení.

Z velkého množství odborných článků i jiných zdrojů jsem získal přehled o problematice magnetických ložisek. S podporou odborné literatury jsem odvodil matematicko-fyzikální model aktivního magnetického ložiska, jež jsem spoluvyvíjel. Vypracováním tohoto dílčího úkolu diplomové práce jsem se seznámil s výzvami, které řízení tohoto komplexního zařízení obnáší.

Matematicko-fyzikální model jsem využil k tvorbě počítačového modelu v MATLAB/Simulink. Model je funkční ve svislé ose ložiska. Zdokonalením modelu ve smyslu zahrnutí vodorovné osy ložiska a důležitých disturbancí (např. excentricita hřídele) bych se rád zabýval v rámci doktorského studia.

Další úkol diplomové práce vychází z účasti na vývoji AMB. V příslušných kapitolách jsem detailně popsal současný stav aktivního magnetického ložiska z hlediska výkonové elektroniky, sensoriky a okrajově i z hlediska konstrukčního. Nadto jsem popsal i vývojová stadia, která k současnému stavu modelu AMB vedla.

V prostředí NI LabView jsem vyvinul program, který v reálném čase obstarává řízení magnetického ložiska. Přitom jsem poznal některé výhody i úskalí práce v tomto programovacím jazyce. Seznámil jsem se s konceptem paralelních výpočtů realizovaných v poli FPGA. Získal jsem zkušenosti s prací s průmyslovým počítačem NI CompactRio.

Nakonec jsem vyladil parametry regulačního systému způsobem, který vedl k udržení levitace nerotujícího hřídele ve dvou osách a popsal vlastnosti vyvinutého AMB.

Díky práci na projektu jsem získal mnoho cenných zkušeností v různých oblastech. Během práce na projektu postupně navrhnul a vyrobil více než 10 desek plošných spojů. To výrazně zlepšilo moje teoretické a především praktické znalosti elektroniky. Naučil jsem se orientovat v technické dokumentaci elektrických součástek a pracovat se softwarem pro návrh elektroniky. Narážel jsem přitom na překážky jak v podobě triviálních chyb, tak i komplexnějších problémů pojících se například s elektromagne-

tickým rušením, které jsem musel operativně řešit, postupem času v čím dál tím větší časové tísní. Dále jsem se zdokonalil v programování v prostředí LabView. S tímto programovacím jazykem jsem se v rámci studia krátce setkal, avšak až díky této diplomové práci jsem schopen ocenit jeho možnosti stejně jako možnosti systému CompactRio. Navrhnul jsem implementačně jednoduchý způsob regulace ložiska pomocí decentralizovaných PID regulátorů. Je pravdou, že původně jsem plánoval implementovat sofistikovanější způsob regulace - stavovým regulátorem, pomocí metody LQR anebo pro tento účel často využívanou robustní metodou  $H_\infty$ . Stavba samotného modelu zařízení však trvala příliš dlouho, neboť jsme se s kolegou potýkali se stále novými potížemi, z nichž některé jsou popsány v této diplomové práci. Návrhu pokročilých metod řízení aktivního magnetického ložiska a jemu dalšímu zdokonalování bych se rád věnoval v rámci doktorského studia.

Vyvinuté a popsané AMB není v tuto chvíli prakticky využitelné, neboť neumožňuje rotaci hřídele. Byla však ověřena funkčnost konceptu, což vzhledem k materiálním, výrobním a v neposlední řadě i časovým možnostem považuji za úspěch. Je to první krok na cestě, na jejímž konci by mohlo stát funkční aktivní magnetické ložisko integrované například s vysokootáčkovým synchronním motorem.

## Literatura

- [1] Stephen J. Chapman. *Electric machinery fundamentals*. 4th ed. New York, NY: McGraw-Hill Higher Education, c2005. ISBN: 00-724-6523-9.
- [2] Akira Chiba. *Magnetic bearings and bearingless drives*. English. Oxford: Newnes, 2005. ISBN: 9780750657273;0750657278;
- [3] *101 Series D-SUB DIP Straight type connector*. D-SUB9. CONNFLY. URL: <https://www.gme.cz/konektor-can-9-v-p>.
- [4] *1D Laser Displacement Sensors*. URL: [https://www.keyence.com/ss/products/measure/measurement\\_library/type/laser\\_1d/](https://www.keyence.com/ss/products/measure/measurement_library/type/laser_1d/) (cit. 11.06.2019).
- [5] H. Bleuler et al. „Application of digital signal processors for industrial magnetic bearings“. In: *IEEE Transactions on Control Systems Technology* 2.4 (pros. 1994), s. 280–289. ISSN: 1063-6536. DOI: 10.1109/87.338647.
- [6] Václav Bouda a České vysoké učení technické v Praze. Elektrotechnická fakulta. *Materiály pro elektrotechniku*. Czech. Vyd. 1. Praha: ČVUT, 2000. ISBN: 8001022323;9788001022320;
- [7] *C Series Analog Input Module*. NI9215. Rev. 3. National Instruments. Břez. 2016.
- [8] *C Series Digital Module*. NI9472. Rev. 3. National Instruments. Břez. 2016.
- [9] *capaNCDT Capacitive sensors for displacement, distance and position*. Katalog. MICRO-EPSILON. 2018.
- [10] Gustavo Castro. „Common Sense for Current Sensing“. In: *Analog Dialogue* 2016.50-09 (). ISSN: 0161-3626.
- [11] Wikimedia Commons. *File:Pwm.png* — *Wikimedia Commons, the free media repository*. [Online; accessed 6-June-2019]. 2015. URL: [%5Curl%7Bhttps://commons.wikimedia.org/w/index.php?title=File:Pwm.png&oldid=144908379%7D](https://commons.wikimedia.org/w/index.php?title=File:Pwm.png&oldid=144908379).
- [12] *Dual 5-A High-Speed, Low-Side Gate Driver*. UCC2752x. Rev. 2. Texas Instruments. Dub. 2015.
- [13] *eddyNCDT Inductive sensors based on eddy currents*. Katalog. MICRO-EPSILON. 2018.
- [14] Michael Farmakopoulos, Pantelis Nikolakopoulos a Chris Papadopoulos. „Design of an active hydromagnetic journal bearing“. In: *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part J: Journal of Engineering Tribology* 227 (červ. 2012). DOI: 10.1177/1350650112466164.

- [15] *Hermann Kemper - Maglev Genius*. URL: <https://www.maglev.net/news/hermann-kemper-maglev-genius>.
- [16] *High Power Monolithic Operational Amplifier*. OPA 541. Rev. 2. Texas Instruments. Led. 2016.
- [17] Jan Krofta. „Řízení aktivního magnetického ložiska“. In: *Studentská tvůrčí činnost 2019*. Praha: České vysoké učení technické v Praze Fakulta strojná, 2019. ISBN: 978-80-01-06564-8.
- [18] Jiro Kuroki et al. „A micro-magnetic bearing using capacitive axial displacement sensing“. In: *Precision Engineering* 30.1 (2006), s. 54–62. ISSN: 0141-6359. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.precisioneng.2005.05.006>. URL: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0141635905000875>.
- [19] *LabVIEW 2013 FPGA Module Help. Introduction to FPGA Hardware Concepts (FPGA Module)*. 2013. URL: [http://zone.ni.com/reference/en-XX/help/371599J-01/lvfpgaconcepts/fpga\\_basic\\_chip\\_terms/](http://zone.ni.com/reference/en-XX/help/371599J-01/lvfpgaconcepts/fpga_basic_chip_terms/) (cit. 09.06.2019).
- [20] *Master book on sensors. modular courses on sensors : Leonardo da Vinci project CZ/PP-134026*. Praha: BEN, 2003. ISBN: 80-7300-129-2.
- [21] *NI LabVIEW for CompactRIO Developer's Guide. Recommended LabVIEW Architectures and Development Practices for Control and Monitoring Applications*. 2014. URL: <http://www.ni.com/pdf/products/us/fullcriodevguide.pdf>.
- [22] Martin Novák. *Technická měření*. 1. vydání. V Praze: České vysoké učení technické, 2018. ISBN: 978-80-01-06388-0.
- [23] *optoNCDT Laser displacement sensors (triangulation)*. Katalog. MICRO-EPSILON. 2018.
- [24] R. B. Parente. „Stability of a Magnetic Suspension Device“. In: *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems* AES-5.3 (květ. 1969), s. 474–485. ISSN: 0018-9251. DOI: 10.1109/TAES.1969.309850.
- [25] *Precision Micro Ltd. Motor laminations*. 2018. URL: <https://www.precisionmicro.com/motor-laminations/> (cit. 05.06.2019).
- [26] J. Ritonja et al. „Active magnetic bearings control“. In: *Proceedings of the 29th Chinese Control Conference*. Čvc 2010, s. 5604–5609.
- [27] A. Schoppa a P. Delarbre. „Soft Magnetic Powder Composites and Potential Applications in Modern Electric Machines and Devices“. In: *IEEE Transactions on Magnetics* 50.4 (dub. 2014), s. 1–4. ISSN: 0018-9464. DOI: 10.1109/TMAG.2013.2290135.
- [28] G. Schweitzer a Eric H. Maslen. *Magnetic bearings. theory, design, and application to rotating machinery*. New York: Springer, 2009. ISBN: 978-3-642-00496-4.



- [29] B. Shafai et al. „Magnetic bearing control systems and adaptive forced balancing“. In: *IEEE Control Systems Magazine* 14.2 (dub. 1994), s. 4–13. ISSN: 1066-033X. DOI: 10.1109/37.272775.
- [30] Jens Peer Stengl a Jenö Tihanyi. *Výkonové tranzistory MOSFET*. Praha: BEN - technická literatura, 1999. ISBN: 80-860-5654-6.
- [31] Heribert Walter et al. „First Heavy Load Bearing for Industrial Application With Shaft Loads Up To 10 kN“. In: *Journal of Physics: Conference Series* 43 (čvc 2006), s. 995. DOI: 10.1088/1742-6596/43/1/243.
- [32] Yi Yan et al. „Additive manufacturing of magnetic components for power electronics integration“. In: dub. 2016, s. 368–371. DOI: 10.1109/ICEP.2016.7486849.
- [33] Vít Záhlava. *Návrh a konstrukce desek plošných spojů. principy a pravidla praktického návrhu*. Praha: BEN - technická literatura, 2010. ISBN: 978-80-7300-266-4.

## Seznam obrázků

1	Magnetické ložisko s laděným RLC obvodem [24] . . . . .	10
2	Schéma hračky Levitron [24] . . . . .	11
3	HTS magnetické ložisko Siemens-Nexans [31] . . . . .	11
4	Osmipólové radiální magnetické ložisko [14] . . . . .	12
5	Senzor polohy na bázi vířivých proudů Micro-Epsilon EddyNCDT[13] .	14
6	Princip laserového triangulačního senzoru polohy[4] . . . . .	15
7	Kapacitní senzory vzdálenosti Micro-Epsilon[9] . . . . .	16
8	Princip PWM[11] . . . . .	18
9	Uspořádání spínacího obvodu . . . . .	20
10	Struktura FPGA [19], přeloženo . . . . .	21
11	Blokový diagram počítače CompactRio (vytvořeno na základě [21]) . .	22
12	Struktura projektu v LabView (řízení AMB) . . . . .	23
13	Schéma magnetického obvodu s jádrem C a I . . . . .	25
14	Náhradní schéma magnetického obvodu . . . . .	25
15	Schéma promítnutí síly magnetu do osy Y . . . . .	29
16	Osa x ložiska . . . . .	30
17	Výkres hřídele včetně rozměrů . . . . .	32
18	Silový diagram hřídele . . . . .	33
19	Model osy Y v MATLAB/Simulink . . . . .	37
20	Simulace rozběhu ložiska . . . . .	38
21	Původní podoba AMB . . . . .	39

22	Finální podoba modelu AMB . . . . .	40
23	Schématické znázornění naší realizace ložiska . . . . .	41
24	Vnitřek modulu elektromagnetů . . . . .	42
25	Původní řešení senzoru polohy . . . . .	43
26	Řešení vzájemného ovlivnění měření diferenciálním zapojením sensorů .	44
27	Raná vývojová stadia přípravku se senzory polohy . . . . .	45
28	První verze DPS senzoru a zesilovače . . . . .	45
29	Senzor s první verzí DPS . . . . .	46
30	DPS se senzorem a samostatným zesilovačem . . . . .	47
31	Válcová část nového sensorového modulu pro vetknutí sensorů . . . . .	47
32	DPS a modul sensorů . . . . .	48
33	Elektrické zapojení senzoru a příslušného kanálu OZ . . . . .	49
34	Minimální dosažitelná délka obdélníkového pulsu . . . . .	49
35	Ovlivnění skutečného pracovního cyklu PWM jeho frekvencí . . . . .	50
36	Vnitřní zapojení výstupního modulu NI9472 [8] . . . . .	51
37	Schéma dvou kanálů budiče elektromagnetů . . . . .	52
38	První verze DPS budiče cívek . . . . .	53
39	DPS budiče elektromagnetů a zesilovačů signálů sensorů . . . . .	53
40	Napěťová špička (AC režim, vertikální rozlišení 2 V/div, horizontální 20 ns/div) . . . . .	55
41	Nový budič elektromagnetů . . . . .	56
42	Vstupní ochrany budiče elektromagnetů . . . . .	56

43	Zvlnění napájecího napětí na budiči tranzistorů (p.c. je pracovní cyklus)	57
44	Naměřené průběhy spínání a vypínání tranzistorů . . . . .	58
45	IO moduly s adaptéry . . . . .	59
46	AD a PID . . . . .	61
47	PWM . . . . .	62
48	Ovládací panel . . . . .	63
49	VI pro inicializaci FPGA . . . . .	63
50	Vznik netlumených kmitů v ose Y . . . . .	64
51	Vznik netlumených kmitů v ose X . . . . .	65
52	Rozběh ložiska s parametry dle Zieglera a Nicholse . . . . .	66
53	Rozběh ložiska s upravenými parametry regulátorů . . . . .	66
54	Zkouška stability ložiska manuální disturbance . . . . .	67

## Seznam tabulek

1	Parametry laboratorního magnetického ložiska . . . . .	26
2	Fyzikální vlastnosti soustavy hřídele s motorem . . . . .	33
3	Stavové proměnné . . . . .	35
4	Parametry laboratorního modelu AMB . . . . .	40
5	Srovnání vybraných tranzistorů MOSFET . . . . .	51
6	Metoda naladění PID regulátoru dle Zieglera-Nicholse . . . . .	64
7	Parametry PID regulátoru pro osu Y . . . . .	64
8	Parametry PID regulátoru pro osu X . . . . .	65

## 10 Seznam příloh

Zde je seznam příloh této diplomové práce a zároveň obsah přiloženého CD.

AMB\_cRio\_redukce\_EasyEDA.zip - Projekt v EDA software EasyEDA s návrhem DPS adaptérů pro CompactRio

AMB\_Senzory\_EasyEDA.zip - Projekt v EDA software EasyEDA obsahující návrh DPS senzorů a zesilovačů

AMB\_Budic\_EasyEDA.zip - Projekt v EDA software EasyEDA obsahující návrh DPS Budiče elektromagnetů

AMB\_Budic\_schema.pdf - Elektrické schéma budiče elektromagnetů

AMB\_Senzory\_schema.pdf - Elektrické schéma zapojení senzorů a jejich zesilovačů

AMB\_LabView.zip - Projekt v LabView obsahující všechny podprogramy k řízení ložiska

AMB\_model\_Simulink.slx - Model AMB v Simulinku

AMB\_parametry\_matlab.m - Skript v MATLABu s parametry pro spuštění modelu v Simulinku