

# Řízení aktivního magnetického ložiska

Bc. Jan Krofta\*<sup>1</sup>

<sup>1</sup> ČVUT v Praze, Fakulta strojní, Ústav přístrojové a řídicí techniky, Technická 4, 166 07 Praha 6, Česká republika

<sup>2</sup> doc. Ing. Martin Novák Ph.D.

## Abstrakt

Příspěvek se zabývá návrhem řízení aktivního radiálního magnetického ložiska vyvíjeného v rámci studentské grantové soutěže. To zahrnuje výběr senzorů, návrh podpůrné elektroniky, výkonové elektroniky a především robustního řídicího algoritmu. Ten je realizován v prostředí NI LabView a provozován na platformě NI CompactRio. Cílem projektu je vyvinutí a otestování funkčního laboratorního modelu zařízení. Hlavním přínosem magnetických ložisek v průmyslu je minimalizace třecích ztrát a nákladů na údržbu zejména v aplikacích s vysokootáčkovými stroji.

*Klíčová slova:* aktivní magnetické ložisko; magnetická levitace; mechatronika; regulace; LabView

## 1. Motivace

V oblasti vysokorychlostních točivých strojů je využití technologie magnetických ložisek způsobem, jak dosáhnout vysoké obvodové rychlosti hřídelů (až  $350 \text{ m} \cdot \text{s}^{-1}$ ) [1] a přitom zcela minimalizovat mechanické ztráty, které se pojí s použitím tradičních ložisek, ať už kluzných či valivých. Jejich provoz nevyžaduje žádná maziva, což je podstatné pro použití v čistých provozech. Moderní aktivně řízená magnetická ložiska umožňují aktivně tlumit vibrace například u dlouhých, flexibilních hřídelů anebo je naopak záměrně vyvolat například za účelem zjištění dynamických charakteristik. Mezi nevýhody takových ložisek oproti ložiskům konvenčním patří především výrazně větší rozměry a vyšší hmotnost a také vysoká pořizovací cena. To je ovšem vykoupeno velmi nízkými náklady na údržbu a dlouhou životností (teoreticky neomezenou).

1), vysoce čistých čerpadlech, kde použití magnetického ložiska umožňuje zcela oddělit rotující části od stacionárních a dále v různých kompresorech a pumpách (s výkonem až v řádu MW), ale například i v biomedicíně (umělé srdce) [3]. I když existují i magnetická ložiska nevyžadující aktivní řízení, jako například magnetická ložiska na bázi laděného LC obvodu [4], supravodičů anebo permanentních magnetů, tato nejsou příliš rozšířená, což je většinou dáno jejich nízkým tlumením a tedy špatnou stabilitou. Většina používaných magnetických ložisek vyžaduje aktivní řízení. S technologií magnetických ložisek úzce souvisí i technologie tzv. bezložiskových motorů, které kombinují technologii bezkartáčového motoru a magnetického ložiska do jednoho celku, většinou za použití speciálního uspořádání statorového vinutí a pokročilých řídicích algoritmů [3].

## 2. Cíl práce

Cílem práce, na které spolupracuji s kolegou Jaroslavem Petrášem, je navázat na snahy našich předchůdců v rámci SGS (studentské grantové soutěže) a vyvinout funkční laboratorní model aktivního radiálního magnetického ložiska. V první fázi jím bude stabilizován rotující hřídel, který je na jedné straně společně s DC motorem umístěn v uložení s dvěma rotačními stupni volnosti a ložisko tedy pracuje pouze ve dvouosém režimu. Ve druhé fázi bude otestována konfigurace, kde již dvě aktivní magnetická ložiska budou stabilizovat rotor bezkartáčového synchronního motoru (BLDC). Naši předchůdci dovedli projekt do fáze, kdy ložisko fungovalo v jedné ose při nulových otáčkách hřídele. Vzhledem k nedostatkům jak v oblasti mechanické konstrukce, tak i senzory, elektroniky a dokumentace však výsledky nebyly uspokojivě opakovatelné. Naším úkolem je tedy zprovoznit ložisko v obou osách při rotujícím hřídeli a celkově ho uvést do stavu, který našim nástupcům umožní další rozvíjení a výzkum této technologie. Mým konkrétním úkolem v rámci projektu je návrh uspořádání a zapojení senzorů, včetně jejich elektronického příslušenství, návrh budiče cívek elektromagnetů a celkově návrh řízení ložiska od tvorby matematicko-fyzikálního modelu, přes jeho simulaci až po finální realizaci řídicího algoritmu v prostředí National Instruments LabView.



Obr. 1. Turbomolekulární vakuová pumpa [2]

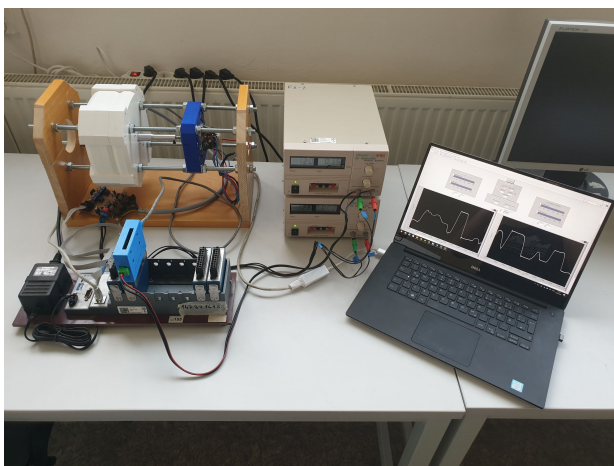
Tato technologie je v současnosti využívána například v turbomolekulárních vakuových pumpách (obr.

\*Kontakt na autora: Jan.Krofta@fs.cvut.cz

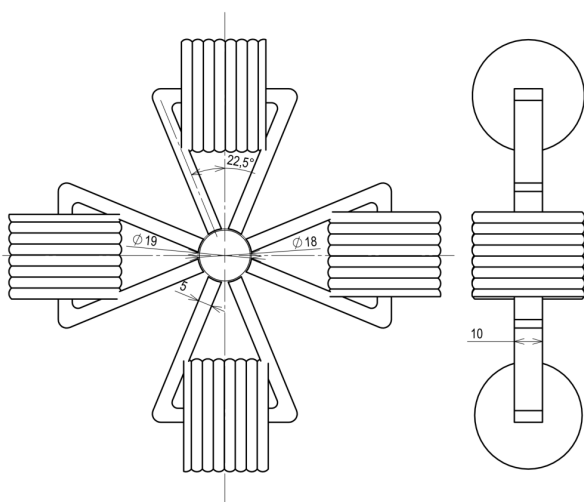
### 3. Popis aktivního radiálního magnetického ložiska

#### 3.1. Celková koncepce

Jelikož samotná konstrukce ložiska je dílčím úkolem mého kolegy, rozvedu ji zde jen stručně. Naše aktivní magnetické ložisko (dále AMB) je klasickým případem magnetického ložiska prvního typu při členění dle [1]. To znamená, že mechanická síla je důsledkem magnetické reluktance vzduchové mezery mezi samotným pólem ložiska a hřídelem, který je vyroben z feromagnetického materiálu. Náš hřídel je z důvodu snížení hmotnosti hliníkový a z feromagnetického materiálu (oceli) je pouze ta jeho část, která interaguje s ložiskem. Zdrojem magnetického toku je cívka, jejímž jádrem je část magnetického obvodu tvořená statorovými plechy. Obvod se uzavírá přes vzduchovou mezeru, hřídel (rotor) a znovu přes vzduchovou mezeru do statoru. Schéma uspořádání elektromagnetů je na obrázku 3.



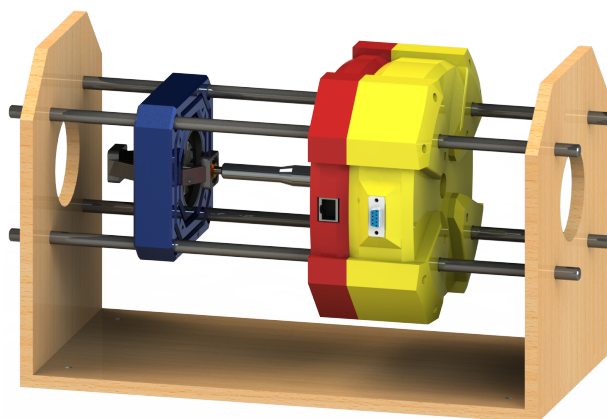
Obr. 2. Současná podoba pracoviště s AMB



Obr. 3. Uspořádání aktivního magnetického ložiska

Tvar a rozměry elektromagnetů byly určeny především dostupným polotovarem - statorovými plechy. Ukázalo se, že dostupnost prototypové výroby statorů i možnost nákupu vhodného materiálu v malém množství jsou velmi omezené. Elektromagnety jsou uloženy v pouzdře vyrobeném metodou 3D tisku z

plastu PLA stejně jako senzory polohy včetně jejich elektronického příslušenství. Současná podoba našeho modelu je na obrázku 4. Nedílnou součástí soustavy je i řídicí real-time počítač NI CompactRio s moduly analogových vstupů a výstupů, přípravek budiče cívek a počítač se software LabView, ze kterého se ložisko ovládá. Celé pracoviště je vidět na obrázku 2.



Obr. 4. Současná podoba ložiska (render od kolegy Bc. Jaroslava Petráše)

#### 3.2. Sensorika

Základním předpokladem zpětnovazebního řízení je měření regulované veličiny - v našem případě polohy hřídele v ložisku. Senzor polohy použitelný pro tuto aplikaci musí být bezdotykový, mít dostatečnou přesnost a lineární charakteristiku v celém rozsahu měřených hodnot, rychlou odezvu a v neposlední řadě příznivou cenu a dobrou dostupnost.

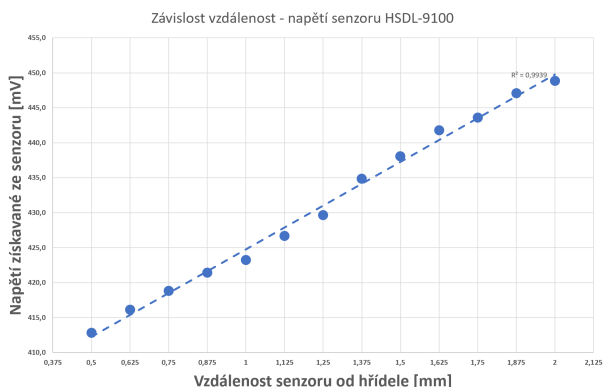
##### 3.2.1. Senzor polohy

Naše realizace AMB využívá optické senzory polohy Avago HSDL-9100 (obr. 5). Ty mají dvě části, vysílací a přijímací. Vysílací část tvoří infračervená LED s vlnovou délkou 940 nm. Přijímačem je fotodioda v reverzním zapojení, tedy s katodou připojenou ke zdroji napětí. V tomto režimu je její odezva v podobě měnícího se procházejícího proudu přímo úměrná intenzitě dopadajícího světla. Tato intenzita se mění v závislosti na vzdálenosti hřídele od senzoru.



Obr. 5. Optický senzor polohy Avago HSDL-9100

Použitý senzor je primárně určen pro detekci prosté přítomnosti objektu ve vzdálenosti 0-60 mm, přičemž je lineární pouze v určitých oblastech. Nominální délka vzduchové mezery našeho AMB je 0,5 mm, maximální délka je tedy 1 mm, z čehož vyplývá potřebný rozsah měření. Jelikož charakteristika závislosti výstupního proudu (a tedy napětí na měřicím rezistoru) v závislosti na vzdálenosti do měřeného objektu dodaná výrobcem nebyla pro naše účely dostatečně přesná a vůbec nepokrývala oblast do 2 mm, přistoupili jsme k jejímu měření v oblasti námi požadovaných hodnot. Ukázalo se, že v intervalu od 0,5 do 2 mm je odezva poměrně lineární. Výstupní napětí je v tomto rozsahu 410 - 445 mV, tedy pouze 35 mV odpovídá rozdílu krajních poloh (obr. 6). Výstupnímu signálu zcela dominuje společná složka cca. 430 mV. Logickým řešením problému s příliš nízkým rozsahem výstupního napětí je použití zesilovače, jehož konkrétní řešení bude popsáno později.



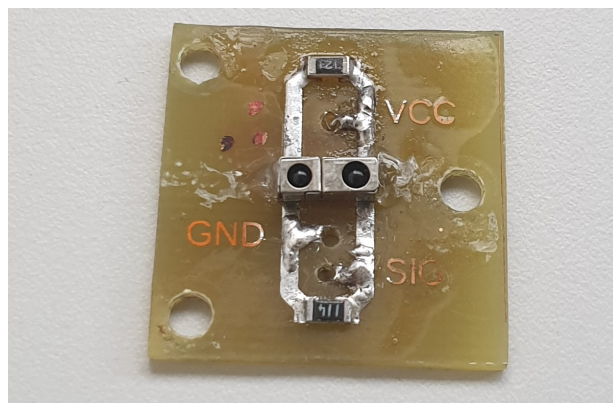
Obr. 6. Změřená charakteristika senzoru polohy Avago HSDL-9100

Dalším problémem, který bylo třeba vyřešit, je vzájemné ovlivnění měření v jednotlivých osách, kdy pohyb v jedné ose vede ke změně vzdálenosti zakřiveného povrchu hřídele od senzoru v ose druhé. Dle očekávání byl signál polohy rovněž zatížen silným šumem, jehož zdrojem byly cívky elektromagnetů a

také jejich budič pracující s pulzně-šířkovou modulací (PWM). K elegantnímu řešení všech těchto problémů jsem dospěl poté, co se ukázalo, že vstupní AD modul řídicího počítače CompactRIO nefunguje příliš uspokojivě se vstupy vztaženými k zemi (single-ended), i přesto že je takové zapojení popsáno v dokumentaci. Pokud jsou místo jednoho využity dva senzory polohy na osu umístěné proti sobě, tvoří diferenciální pár signálů, což má celou řadu výhod. Vstupní AD modul NI9215 je primárně určen pro vstupy v této podobě. Před samotný AD převodník je předřazen diferenciální zesilovač, který zesiluje pouze rozdíl mezi přiváděnými signály. To má za následek

- Odstranění dominující společné složky zesíleného napětového signálu senzorů - zarovnání signálu do nuly pro pracovní polohu
- Eliminaci vzájemného ovlivnění měření polohy ve dvou osách, neboť změna vzdálenosti způsobená zakřivením povrchu hřídele je na jeho obou stranách (v rámci jedné osy) stejná
- Ve spojení s použitím vedení v podobě stíněných kroucených párů a dalším opatřením, které bude popsáno dále radikální utlumení šumu

Důležitým úkolem bylo také samotné umístění senzorů s ohledem na přesné vymezení jejich polohy. Pouzdro použitého senzoru má rozměry  $2,7 \times 2,75 \times 7,1$  mm a je určeno pro SMT montáž. Aby bylo možné ho použít, bylo ho třeba umístit na samostatnou DPS. Těch vzniklo několik typů, vždy v souvislosti s testovaným držákem senzorů. První návrhy (obr. 7) počítaly s možností jemného nastavení polohy i natočení senzorů vůči hřídele.



Obr. 7. Jeden z prvních návrhů desky senzoru polohy

Tento koncept jsme však nakonec zavrhlí, neboť jsme dospěli k závěru, že přesnějšího vymezení polohy senzorů dosáhneme jejich pevným uchycením v samostatném sensorovém modulu, který zahrnuje i DPS se zesilovači (obr. 8). S tímto uspořádáním bylo dosaženo zatím nejlepších výsledků.



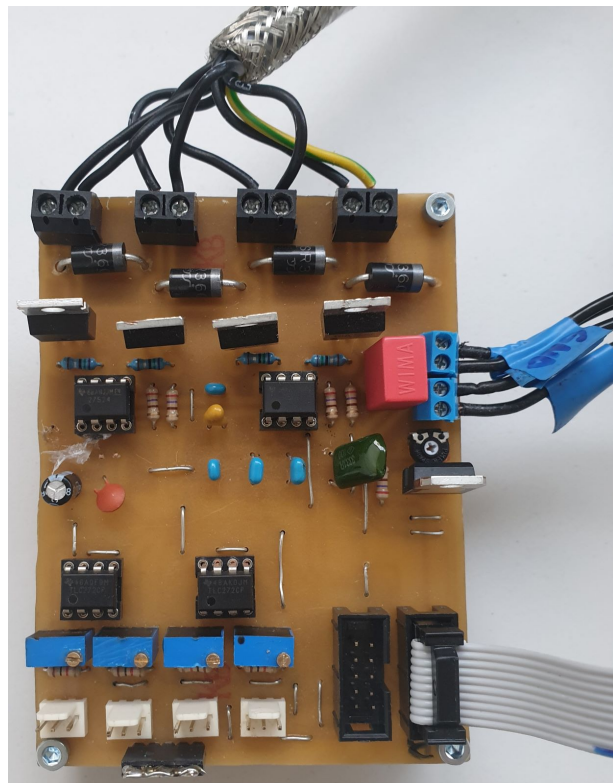
*Obr. 8. Současná verze sensorového modulu (na snímku jsou senzory vyjmuty z montážních otvorů)*

### 3.2.2. Zesilovače

Minulý řešitel projektu realizoval zesilovače polohových signálů experimentálně v nepájivém poli. Jedním z prvních úkolů, který bylo třeba řešit, bylo zprovoznění těchto zesilovačů v podobě kompaktní desky plošných spojů s vhodnými konektory a možností seřízení. V průběhu mojí práce na projektu vzniklo takových desek hned několik, což bylo částečně způsobeno mým nedostatkem zkušeností v oblasti návrhu elektroniky, ale také změnami celkové koncepce ložiska a jeho dílčích částí.

Je použit operační zesilovač TI TLC272CP, neboť je určen pro napájení z jednoho zdroje (single-supply), disponuje vysokou vstupní impedancí a nízkým šumem. V jednom pouzdře typu SO-8 popř. DIL-8 jsou umístěny dva zesilovače. Zesilovače provozují v neinvertním režimu se zpětnovazebním zesílením.

První návrh počítal s umístěním zesilovače na stejnou DPS se senzorem. Po výrobě se bohužel ukázalo, že návrh byl chybný již ve fázi elektrického schématu, neboť diody nebyly zapojeny reverzně, ale ve fotovoltaickém režimu, který není pro účely měření vhodný. Další verze modulu zesilovačů již byla samostatnou jednotkou s ohledem na snazší výrobu a osazování. V rámci dalších snah o zlepšení kompaktnosti celé soustavy a vzhledem k tomu, že bylo potřeba přepracovat DPS budičů cívek jsem se rozhodl pro umístění zesilovačů na stejnou desku jako tyto budiče (obr. 9). Zde se poprvé vyskytly výrazné potíže s elektromagnetickým rušením.



*Obr. 9. DPS kombinující zesilovače s budiči cívek*

Současná verze desky snímačů je umístěna v samostatném modulu spolu se senzory polohy (obr. 8). DPS je koncipována jako dvouvrstvá, přičemž spodní vrstvu tvoří souvislá „rozlitá“ měď, která slouží jako stínění citlivých analogových obvodů na druhé straně. Tato spodní vrstva je pochopitelně orientována směrem k cívkám. Z valné většiny jsou použity SMD komponenty. Zesilovače jsou zapojeny tak, že jedno pouzdro obsahující dva zesilovače zesiluje signály příslušející jedné ose. Výstupy ze zesilovačů jsou pak již vedeny v těsné blízkosti jako diferenciální pár. Deska dále obsahuje spínaný DC-DC měnič, který poskytuje napětí 3,3 VDC pro vysílací části senzorů. Připojení ke zdroji 12 VDC a ke vstupní kartě počítače CompactRIO je řešeno FTP kabelem připojeným přes stíněný konektor RJ-45 8p8c. Toto řešení zlepšuje odolnost proti elektromagnetickému rušení.

### 3.3. Výkonová elektronika

Úkolem výkonové elektroniky v podobě budiče cívek elektromagnetů je spínat slaboproudým výstupním signálem řídicího počítače výkonové spínací prvky, které řídí proud tekoucí samotnými cívkami. Výstup z počítače CompactRIO se realizuje výstupním modulem NI9472. Ten disponuje 8 kanály zapojenými jako otevřené kolektory. Výstupní napěťové úrovně závisí na připojeném napětí VSUP-COM. Modul je koncipován na proud procházející jeho vnitřním spínacím prvkem až 0,75 A, což by stačilo k relativně rychlému spínání výkonových prvků. I přesto jsou použity integrované obvody budičů MOSFETů, což je další část blokového schématu. Je to lepší řešení zejména z hlediska tvaru výstupního pulzu, kdy lze říct, že budič produkuje „čistější“ obdélníkové pulzy než samotný výstupní modul. Také je třeba si uvědomit, že vodiče propojující budič s výstupním modulem mají značnou parazitní indukčnost a otevírání hra-

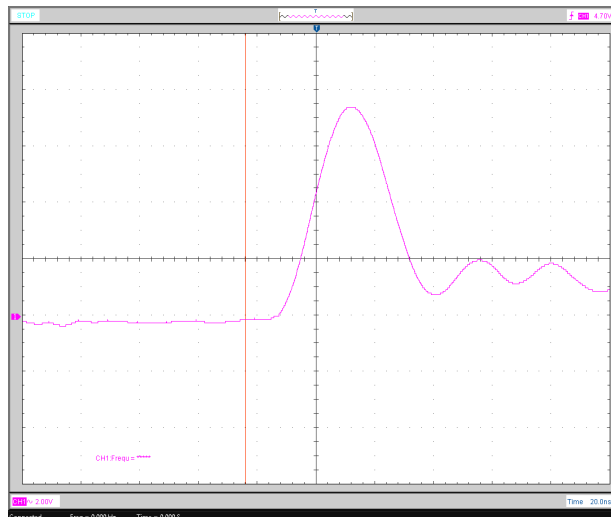
del MOSFETů je spojeno s velmi rychlými změnami proudu (vysoké hodnoty  $\frac{di}{dt}$ ), což by vedlo k dalšímu nežádoucímu rušení. Konkrétní budič, který používáme je TI UCC27524. Jedná se o dvoukanálový budič schopný poskytnout špičkový proud až 5 A při spínání MOSFETu. Dále se vyznačuje velmi krátkou dobou zdržení v řádu ns a také dobrou šumovou imunitou vstupu.

Poslední částí budiče jsou samotné unipolární transistory N-MOSFET, konkrétně typ STM IRF640. Ty mohou spínat proud až 18 A při napětí  $V_{DS}$  až 200 V, přičemž hodnota odporu  $R_{DS}$  je příznivých 0,18  $\Omega$ . Vzhledem k indukčnímu charakteru zátěže je nutná antiparalelně připojená dioda, která chrání tranzistor před napěťovými špičkami vznikajícími v důsledku rychlých změn proudu cívku. Spínací obvod je typu low-side, cívka je tedy stále připojena ke kladnému napětí a tranzistorem je připojována k zemi.

Měnič je rovněž realizován na nově navržené DPS. Jeho první verze byla zároveň první DPS, kterou jsem kdy navrhnul a bylo by hrubým klamáním čtenáře tvrdit, že to nebylo znát. Deska byla navržena jako dvouvrstvá, přičemž technologie, která je na ústavu k dispozici neumožňuje výrobu prokovených otvorů. To bylo řešeno provléknutím tenkého měděného drátku příslušnými otvory, což bylo velmi zdlouhavé a nepříliš spolehlivé. Na desce byly použity jak součástky SMD, tak i průchozí a nelze tvrdit, že zcela smysluplně. Rozhodnutí celou desku přepracovat přišlo ve chvíli, kdy se na ni začaly vyskytovat náhodné zkratky, což se ukázalo být důsledkem použití takové pájecí chemie, která je pro účel osazování DPS naprosto nevhodná.

S poučením z předchozích chyb byla navržena druhá deska, která tentokrát zahrnovala zesilovače signálů tranzistorů. Dvoustranná koncepce byla zavržena ve prospěch značného zjednodušení výroby. Výsledkem byl v zásadě funkční celek, u kterého se ovšem také při testování vyskytly jisté vady, přičemž se dá říct, že mají společného jmenovatele. Tím je nedostatečné zohlednění hledisek EMC a EMI při návrhu rozložení desky. To zahrnuje minimalizaci zemních smyček, správné rozmístění součástek, návrh spojů s ohledem na minimalizaci jejich parazitní indukčnosti, použití SMD součástek v nejexponovanějších částech obvodu apod. Zásadním projevem těchto nedostatků bylo rušení analogové části desky (kde byly umístěny zesilovače signálů sensorů polohy) a velmi vysoká míra selhání integrovaných obvodů budičů MOSFETů. Problém se zesilovači byl vyřešen jejich umístěním na samostatnou DPS do sensorového modulu (jak je popsáno výše). S problémem selhávání budičů se setkávali již předchozí řešitelé, kteří měli obvod realizovaný na vrтанé 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 7 V (obr. 10). 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 tohoto jevu nedošlo ke zničení budiče, tak je třeba tento problém řešit. Přestože

napájecí napětí bylo i přes přítomnost několika blokovacích kondenzátorů zvlněné, takto velký překmit byl ojedinělý. Jeho příčinou může být použití blokovacích kondenzátorů ve formě součástek s průchozími vývody, které jsou pro tyto účely pro svoji parazitní indukčnost zcela nevhodné [5].



Obr. 10. Napěťová špička na napájení budiče MOSFETů

Při probíhající návrhu nového budiče je již dbáno na zásady správného návrhu desky. Rovněž bzde do obvodu zakomponována ochrana před napěťovými špičkami v podobě transilu a také ochrana proti přepólování a proudová pojistka. Nová deska bude dvouvrstvá, neboť se ukazuje jako nutné použití samostatné vrstvy pro společný zemnicí vodič. Novinkou oproti předchozí verzi bude také zakomponování sensorů proudu s hallovou sondou, jejichž výstup bude použit pro zpětnovazební regulaci proudu procházejícího zátěží. Vzhledem k tomu, že desku bude vyrobena profesionálně, je ekonomické objednat více kusů stejného výrobku. Tyto desky se díky své univerzálnosti mohou hodit pro využití i v dalších projektech studentů na našem ústavu.

## 4. Řízení

### 4.1. Matematický model

Kvalitní matematicko-fyzikální model řízené soustavy poskytuje vzhled do jejího vnitřního fungování a je důležitým nástrojem při návrhu jejího řízení. Odvození je z velké části založeno na [3], což je mimochodem vynikající publikace poskytující ucelené informace o praktickém návrhu AMB. Odvození, je zde uvedeno pouze ve zkrácené podobě.

#### 4.1.1. Odvození vztahů pro magnetickou levitaci

Odvození vychází z náhradního schématu magnetického obvodu, kde reluktance jeho jednotlivých částí vystupují jako elektrické odpory. Magnetomotorická síla vznikající v cívce je znázorněná jako zdroj napětí. Potom magnetický tok vystupuje jako elektrický proud a mezi tímto tokem, magnetomotorickou silou a reluktancí platí obdoba Ohmova zákona. Z toho vyplývá vztah pro magnetický tok obvodem, který je tvořen železným jádrem elektromagnetu, vzduchovými mezerami a hřídelem (1), kde  $N$  je počet závitů

cívky,  $i$  je proud cívku procházející,  $R_G$  je reluktance vzduchové mezery,  $\mu_0$  je permeabilita vakua,  $w$  a  $l$  jsou šířka a výška železného jádra,  $g$  je nominální velikost vzduchové mezery a  $x$  je výchylka hřídele z pracovního bodu (daného  $g$ ). Reluktance feromagnetických částí je zanedbána, neboť je ve srovnání s reluktancí vzduchových mezer velmi malá.

$$\Phi = \frac{N \cdot i}{2R_G} = \frac{N \cdot i}{2} \cdot \frac{\mu_0 \cdot w \cdot l}{g - x} \quad (1)$$

Následně je vyjádřen vztah pro indukčnost magnetického obvodu

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

Příčemž člen  $\frac{1}{g-x}$  je aproximován pomocí prvních třech členů příslušného Taylorova rozvoje

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

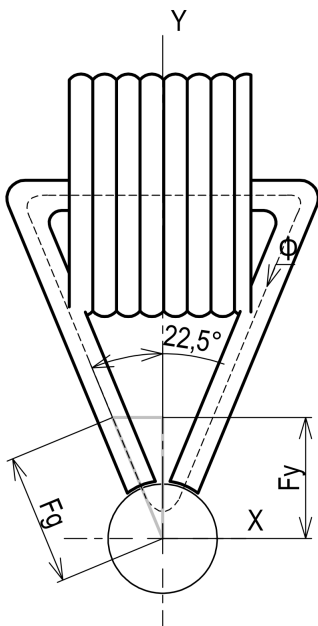
Magnetická energie vzduchové mezery se určí integrálem

$$W'_m = \int_0^i L \cdot i di = \frac{1}{2} L \cdot i^2 \quad (4)$$

Samotná síla, kterou působí elektromagnet na hřídel, se pak určí za využití principu virtuálního posunutí jako

$$F = \frac{\partial W'_m}{\partial x} = \frac{L_0}{2 \cdot g} \cdot i^2 + \frac{L_0}{g^2} \cdot i^2 \cdot x \quad (5)$$

Z druhého členu pravé strany rovnice 5 vyplývá nestabilita AMB, neboť zesílením vstupu (proud  $i$ ) dojde ke zvětšení síly, která má za následek přitažení hřídele k příslušnému elektromagnetu, čímž se zmenší vzduchová mezera a dále zvýší síla. Tento mechanismus tvoří přirozeně nestabilní kladnou zpětnou vazbu. Ještě je třeba si uvědomit, že vzhledem k uspořádání elektromagnetů síla 5 nepůsobí ve směrech os  $x$  a  $y$ , ale pod úhlem  $\frac{\pi}{8}$  rad (obr. 11. Pro získání síly v hlavních osách je třeba sílu 5 násobit cosinem tohoto úhlu.



Obr. 11. Přepočítání síly elektromagnetu

V 5 je vidět, že síla je závislá na kvadrátu řídicí veličiny. Pro další práci s modelem je třeba tento vztah zlinearizovat. Ukazuje se [3], že linearizační účinek na soustavu má rozdělení řídicího proudu na dominantní stálou složku  $I_B$  a samotnou řídicí složku  $i_c$ . Řídicí složka je výstupem regulační smyčky, která je jedna na osu. Stálá složka je společná oběma elektromagnetům osy a řídicí složka se na jednom elektromagnetu přičítá a na druhém odečítá (podle požadovaného zářahu). Výsledkem linearizace je vztah

$$F = k'_i \cdot ((I_b + i_c)^2 - (I_b - i_c)^2) = k'_i \cdot I_b \cdot i_c \quad (6)$$

kde

$$k_i = k'_i \cdot I_b = \frac{2 \cdot L_0 \cdot \cos(\pi/8) \cdot I_B}{g} \quad (7)$$

je konstanta linearizované závislosti síly na řídicí proud. Konstantu linearizované závislosti síly na výchylku získáme z 5. Tento vztah platí pouze pro jeden elektromagnet. Vzhledem k tomu, že v jedné ose jsou elektromagnety dva, bude konstanta linearizované závislosti síly na výchylku

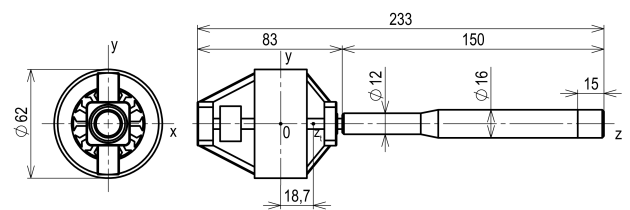
$$k_x = \frac{2 \cdot L_0 \cdot \cos(\pi/8)}{g^2} \cdot I_b^2 \quad (8)$$

Výsledný vztah pro linearizovanou sílu v jedné ose ložiska je tedy

$$F = k_x \cdot x + k_i \cdot i_c \quad (9)$$

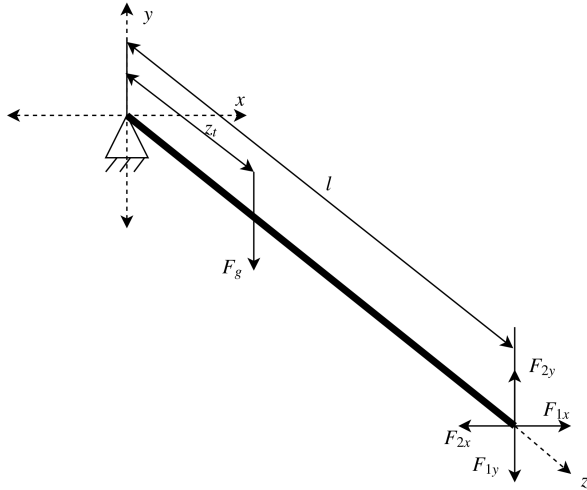
#### 4.1.2. Odvození vztahů pro hřídel se dvěma stupni volnosti uložený v AMB

Síly vyvozené magnetickým ložiskem působí na hřídel (obr. 12), jehož dynamiku je rovněž nutné matematicky popsat. Odvození opět částečně vychází z [3] a [1]. Jeho základem jsou Newton-Eulerovy rovnice pro rotační pohyb. Příčinou vzájemného ovlivnění otáčení kolem dvou os je zákon o zachování momentu hybnosti, který se při vysokých otáčkách hřídele nebo při jeho velkém podélném momentu setrvačnosti projeví v podobě gyroskopických momentů.



Obr. 12. Orientační výkres hřídele s motorem

Osy jsou zavedeny v souladu se schématem 13.



Obr. 13. Silové schéma hřídele

Pohybová rovnice pro natočení  $\theta$  kolem osy  $y$  je

$$\frac{d^2\theta}{dt^2} = \frac{l}{I_y} \cdot (k_y \cdot l \cdot \theta + k_i \cdot i_y) + \frac{1}{I_y} \cdot \omega \cdot I_z \cdot \dot{\varphi} \quad (10)$$

Pro natočení  $\varphi$  kolem osy  $x$  je pohybová rovnice

$$\frac{d^2\varphi}{dt^2} = \frac{1}{I_x} \cdot \left\{ l \cdot (k_x \cdot l \cdot \varphi + k_i \cdot i_x) + z_t \cdot m \cdot g - \omega \cdot I_z \cdot \dot{\theta} \right\} \quad (11)$$

Význam jednotlivých veličin je uveden v tabulce 1.

Tabulka 1. Proměnné a parametry

Značka	Veličina	Hodnota	Jednotka
$\theta$	Vychýlení kolem osy $y$	proměnná	$rad$
$\varphi$	Vychýlení kolem osy $x$	proměnná	$rad$
$I_y$	Mom. setrvačnosti osy $y$	$111 \cdot 10^{-5}$	$kg \cdot m^2$
$I_x$	Mom. setrvačnosti osy $x$	$111 \cdot 10^{-5}$	$kg \cdot m^2$
$I_z$	Mom. setrvačnosti osy $z$	$2,2 \cdot 10^{-5}$	$kg \cdot m^2$
$l$	Délka hřídele	0,185	$m$
$z_t$	Poloha těžiště	0,0187	$m$

Rovnice 10 a 11 popisují chování soustavy radiálního magnetického ložiska a rotujícího hřídele se dvěma stupni volnosti. Vstupními veličinami jsou řídicí proudy  $i_y$  a  $i_x$  a výstupními veličinami jsou natočení  $\theta$  a  $\varphi$ . Pro účely analýzy soustavy z hlediska její stability a kmitavosti soustavu popíšeme ve stavovém popisu v klasické formě

$$\dot{\mathbf{X}} = \mathbf{A}\mathbf{X} + \mathbf{B}\mathbf{u} \quad (12)$$

$$y = \mathbf{C}\mathbf{X} + \mathbf{D} \quad (13)$$

Využijí čtyři stavové proměnné a tři vstupy, jeden z nich bude vyjadřovat vliv tíhy hřídele. Stavové proměnné zavedu dle tabulky 2.

Tabulka 2. Stavové proměnné

Proměnná	Značka	Stav
$\theta$	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 $x$	$n_2$

Matrice  $\mathbf{A}$  bude

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ \frac{l^2 k_y}{I_y} & 0 & 0 & \frac{\omega I_z}{I_y} \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & -\frac{\omega I_z}{I_x} & \frac{l^2 k_x}{I_x} & 0 \end{bmatrix} \quad (14)$$

Po dosazení hodnot odpovídajících našemu ložisku a stálých složek obou proudů  $I_{Bx} = 2 \text{ A}$  a  $I_{By} = 1,5 \text{ A}$  nabude matice  $\mathbf{A}$  podoby

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 4,96 \cdot 10^6 & 0 & 0 & 0,02 \cdot \omega \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & -0,02 \cdot \omega & 2,79 \cdot 10^6 & 0 \end{bmatrix} \quad (15)$$

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

$$\begin{bmatrix} -2262,2 \\ 2262,2 \\ -1669,6 \\ 1669,6 \end{bmatrix} \quad (16)$$

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

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \frac{l \cdot k_{ix}}{I_y} \\ 0 & 0 \\ 0 & \frac{l \cdot k_{iy}}{I_x} \end{bmatrix} \quad (17)$$

Po dosazení hodnot

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 5022,9 \\ 0 & 0 \\ 0 & 6697,2 \end{bmatrix} \quad (18)$$

Z matic  $\mathbf{A}$  a  $\mathbf{B}$  je možné spočítat matici říditelnosti  $\mathbf{R}$ . Pokud je její hodnota stejná jako je počet stavů, je systém teoreticky říditelný. Výše popsaná soustava toto kritérium splňuje.

Řídicí proudy jsou řízeny PWM signálem, který spíná příslušné tranzistory. Tím je však ovládáno napětí přiváděné na cívky. Jelikož obvodem je RL obvod, tak vztah pro závislost proudu na napětí získáme integrací rovnice

$$u(t) = L \cdot \frac{di(t)}{dt} + R \cdot i(t) \quad (19)$$

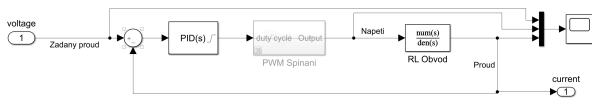
Na rovnici 19 aplikuji Laplaceovu transformaci a vyjádřím ji ve tvaru přenosu vstupu v podobě napětí na výstup v podobě proudu

$$\frac{I(s)}{U(s)} = \frac{1}{sL + R} \quad (20)$$

Tento přenos zakomponuji do počítačového modelu soustavy. Pro dostatečně rychlou odezvu proudu na řídicí napětí bude třeba použít zpětnovazební řízení s PI regulátorem.

#### 4.1.3. Počítačový model v MATLAB/Simulink

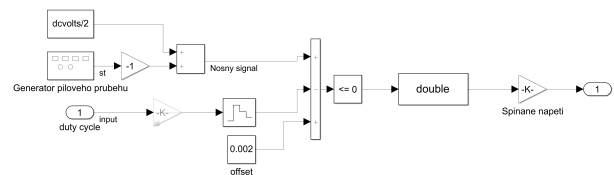
Na základě vztahů odvozených v 4.1. jsem vytvořil model soustavy AMB v prostředí MATLAB/Simulink (obr. 16). Z něho je zřejmé, že pohyb v osách se vzájemně ovlivňuje jen přes gyroskopické momenty. Jak bylo zmíněno v části 4.1., proud se ovládá prostřednictvím napětí, které se na cívky přivádí. Dynamické chování regulátoru proudu pro RL obvod simuluje blok *Regulátor proudu* (obr. 14). Blok *Transfer function* obsahuje přenos dle 20.



Obr. 14. Simulace regulátoru proudu

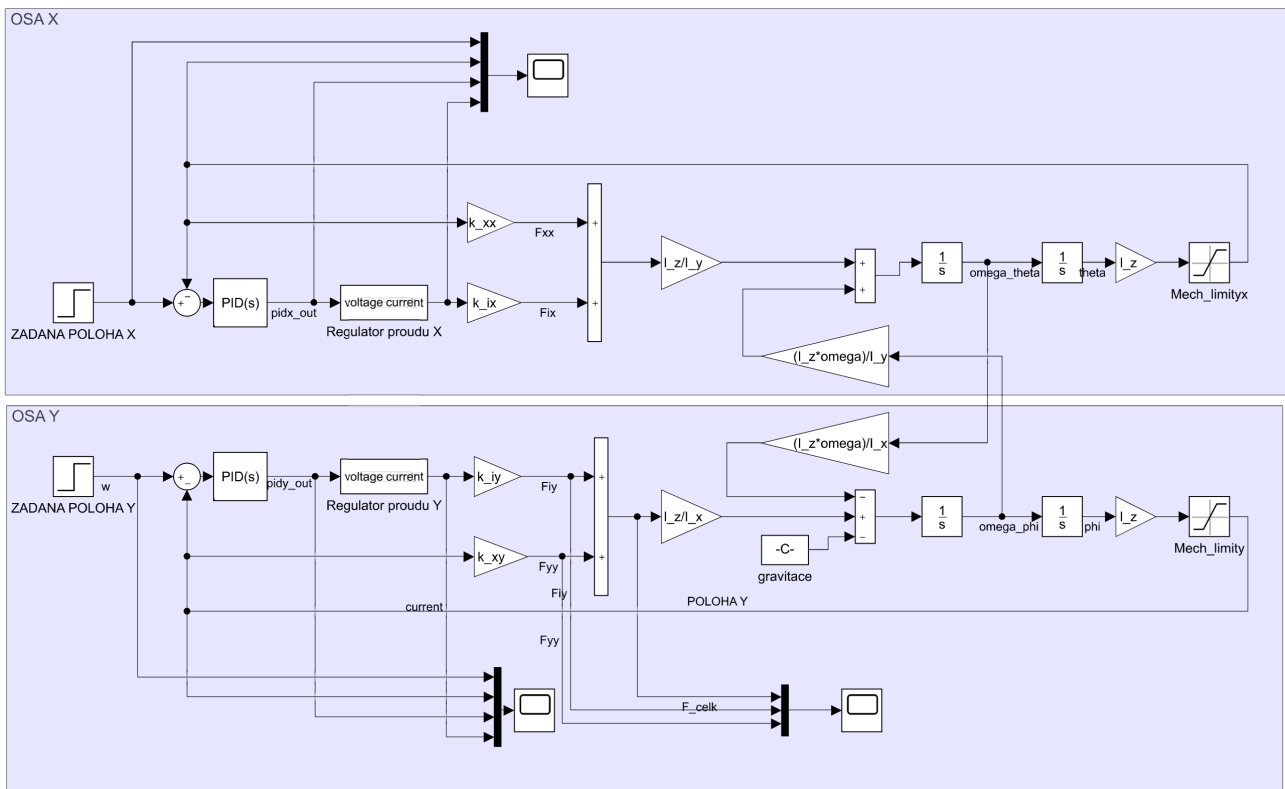
Simulaci generátoru PWM signálu vykonává blok

15.



Obr. 15. Simulace generátoru PWM

V současné chvíli funguje simulace regulátoru proudu a samostatně simulace generování PWM signálu. Zatím se nepodařilo je uspokojivě provozovat dohromady, přičemž příčinou problému se zdá být problematické sladění z hlediska časování. Dalším úkolem je správné naladění všech PID regulátorů. Zatím se nepodařilo najít nastavení, které by produkovalo příznivou odezvu.



Obr. 16. Model v Simulinku

## 4.2. Realizace řízení

Jak bylo již uvedeno, řídicí algoritmus je naprogramován v prostředí LabView a vykonává ho real-time systém CompactRIO 9073. Ten disponuje programovatelným hradlovým polem (FPGA), které umožňuje dostatečně rychlé a paralelní vykonávání všech podprocesů potřebných k regulaci. Těmi jsou:

- Čtení signálů o poloze a v budoucnosti i o proudu prostřednictvím vstupního AD modulu
- Výpočet potřebných akčních zásahů s využitím PID regulátorů

- Odesílání dat do ovládacího počítače přes paměť FIFO

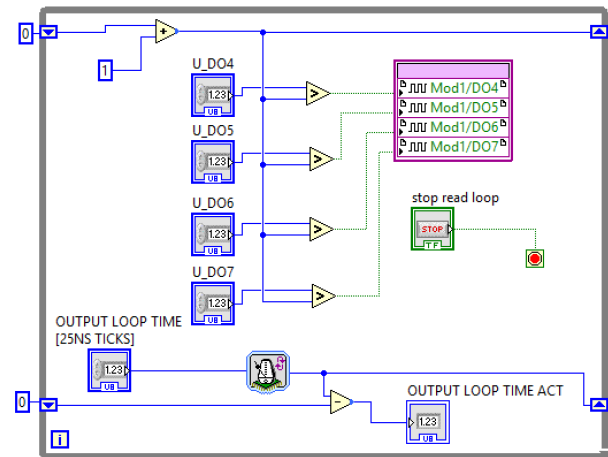
Celá soustava AMB je ovládána z běžného osobního počítače s potřebným software (LabView, drivers cRio). Na obrázku 19 je ovládací panel. Na grafech je vidět příklad průběhu signálu ze sensorů polohy. Slidery v se nastavuje „duty cycle“ pro generování PWM signálů jednotlivých cívek. V prostřední části je ovládání paměti FIFO a periody PWM.

V současné chvíli ještě není zpětnovazební regulace zprovozněna, neboť došlo ke zdržení finálního sestavení ložiska. Je však možné manuálně ovládat PWM signál pro budiče elektromagnetů. Generování PWM signálu je řešeno smyčkou *while* (obr. 17), ve



kteří dochází k porovnávání vstupního signálu s nosnou vlnou ve tvaru pily. Pokud hodnota vstupního signálu přesahuje hodnotu nosné vlny, příslušný výstup je sepnutý. Ve chvíli, kdy hodnota vlny přesáhne hodnotu vstupního signálu, dojde k vypnutí výstupu. Perioda PWM je funkcí doby jednoho opakování smyčky „while“ a požadovaného rozlišení PWM v bitech podle 21.

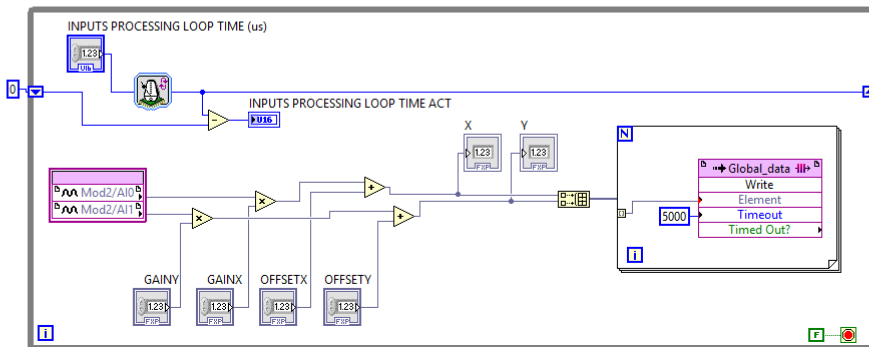
$$T_{PWM} = t_{while} \cdot 2^{n_{bit}} \quad (21)$$



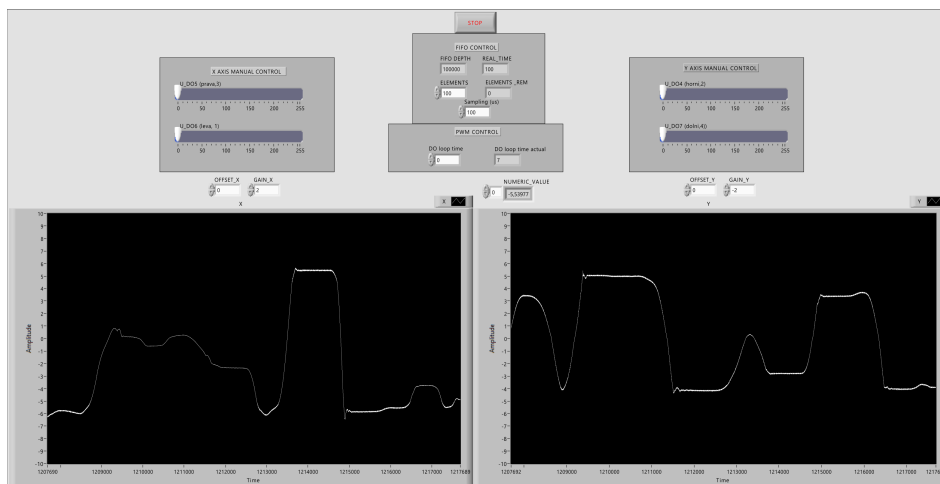
Obr. 17. Generování PWM signálu v LabView

Délka smyčky  $t_{while}$  se nastavuje s krokem odpovídajícím délce taktu hodin FPGA, tedy  $25 \text{ ns}$ . Rozlišení se nastavuje maximální hodnotou čítače a také konstantou, která se přičítá v každé iteraci smyčky (na obr. 17 je to 1). V současné chvíli pracuji s rozlišením 8 bitů a periodou PWM cca  $1 \text{ ms}$ .

Dále je možné pro účely testování číst a zobrazovat signál ze senzorů polohy včetně jejich jemného ladění. Blok vstupů je na obrázku 18. Hodnoty jsou po úpravách v podobě ukládány do paměti FIFO a odtud vyčítány ovládacím PC. Toto řešení příliš nezátěžuje pole FPGA, ve kterém běží samotný řídicí algoritmus. Podprogram implementující PID regulátor je připraven, ale zatím není integrován do programu jako celku a odzkoušen.



Obr. 18. Načítání dat ze senzorů polohy v LabView



Obr. 19. Ovládací panel v LabView

## 5. Závěr

Práce na vývoji laboratorního modelu AMB stále probíhá a je pro mě i mého kolegu velkým zdrojem nových zkušeností. Řízení není kompletní, neboť většina úsilí byla doposud věnována samotnému přípravku vč. příslušenství. V současné chvíli je však přípravek kompletní a poslední zásadní problém bránící zprovoznění ložiska je selhávání součástky budiče tranzistorů, jehož řešení je nastíněno v sekci 3.3.. Dalším postupem je tedy integrace PID regulátorů do řídicího programu a ladění jejich parametrů a řídicího programu celkově za účelem dosažení optimální funkčnosti. Rovněž je nutné zprovoznit počítačový model soustavy ložiska, neboť jde o velmi užitečný nástroj při návrhu parametrů PID regulátorů. Jelikož je tento projekt zároveň tématem méj diplomové práce, lze očekávat, že ložisko bude funkční nejpozději na přelomu dubna a května tohoto roku.

## Poděkování

Tímto děkuji vedoucímu projektu Doc. Ing. Martinovi Novákovi Ph.D. za cenné rady a podporu, kterou mi poskytuje. Dále děkuji svému kolegovi Bc. Jaroslavu Petrášovi, neboť jeho konstrukční a technologické zkušenosti jsou k nezaplacení a bez něj by ložisko v této podobě nemohlo vzniknout. Děkuji i mámě za korekturu textu a tak celkově za všechno.

## Seznam zkratk

AMB	Active Magnetic Bearing
LED	Light Emitting Diode
PLA	Polylactic Acid
SMT	Surface Mount Technology
SMD	Surface Mount Device
EMI	Electromagnetic interference
EMC	Electromagnetic compatibility
DPS	Deska plošných spojů
SO-8	Small Outline 8
DIL	Dual In-Line
MOSFET	Metal Oxide Field Effect Transistor
FPGA	Field Programmable Gate Array
PID	Proporcionální-integrační-derivační regulátor
PWM	Pulse-width modulation
FIFO	First in first out (memory)
BLDC	Brushless DC motor

## Literatura

- [1] 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.
- [2] *ATH 1600 – 3200 M, ATP 2300 M*. <http://www.pfeiffer-vacuum-solutions.com/en/products.html>. Accessed: 2019-03-31.
- [3] Akira Chiba. *Magnetic bearings and bearingless drives*. English. Oxford: Newnes, 2005. ISBN: 9780750657273;0750657278;
- [4] R. B. Parente. “Stability of a Magnetic Suspension Device”. In: *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems* AES-5.3 (1969), s. 474–485. ISSN: 0018-9251. DOI: 10.1109/TAES.1969.309850.
- [5] Vít Záhlava. *Návrh a konstrukce desek plošných spojů. principy a pravidla praktického návrhu*. Praha: BEN - technická literatura, 2010. ISBN: 978-80-7300-266-4.