

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
Fakulta strojního inženýrství
Ústav automatizace a informatiky

Ing. Milan Turek

**INTELIGENTNÍ ŘÍDÍCÍ ČLEN AKTIVNÍHO
MAGNETICKÉHO LOŽISKA**

**INTELLIGENT CONTROLLER OF ACTIVE MAGNETIC
BEARING**

Zkrácená verze disertační práce

Obor: Inženýrská mechanika
Školitel: doc. RNDr. Ing. Tomáš Březina, CSc.
Oponenti: doc. Ing. Vladimír Čech, CSc.
doc. Ing. Čestmír Ondrůšek, CSc.
Datum obhajoby: 20. 7. 2011

KLÍČOVÁ SLOVA

Aktivní magnetické ložisko, stavové řízení, continuous action reinforcement learning automata.

KEYWORDS

Active magnetic bearing, state control, continuous action reinforcement learning automata.

Obsah

1	ÚVOD.....	5
1.1	Cíle práce	5
2	MODEL AKTIVNÍHO MAGNETICKÉHO LOŽISKA	6
2.1	Model rotoru	6
2.2	Model magnetické síly	7
2.3	Získání lineárního modelu magnetické síly	8
2.3.1	<i>Nelineární kompenzace</i>	8
3	UVAŽOVANÉ METODY ŘÍZENÍ.....	10
3.1	Klasické metody řízení lineárních systémů	10
3.1.1	<i>LQ design</i>	12
3.2	Řízení s využitím umělé inteligence	14
3.2.1	<i>Metoda CARLA</i>	14
4	NÁVRH ŘÍZENÍ LINEARIZOVANÉHO AKTIVNÍHO MAGNETICKÉHO LOŽISKA	18
4.1	Návrh pozorovatele	18
4.2	Návrh řízení.....	19
4.2.1	<i>LQ design</i>	19
5	OPTIMALIZACE NAVRŽENÉHO ŘÍZENÍ PRO ROTUJÍCÍ ROTOR.....	25
6	ZÁVĚR.....	27
7	PŘÍNOSY PRÁCE	28
8	SEZNAM POUŽITÉ LITERATURY	29
	SEZNAM PUBLIKACÍ AUTORA.....	30
	AUTOROVO CV	31
	ABSTRACT	32

1 ÚVOD

Aktivní magnetické ložisko, na rozdíl od klasického ložiska, pracuje bez mechanického dotyku jednotlivých částí. Díky tomu má prakticky nulové tření a nevyžaduje mazání. Proto je vhodné k použití v provozech, kde je nežádoucí mechanický dotek jednotlivých částí nebo přítomnost maziv. Příkladem mohou být potravinářské provozy, kde i malé množství maziv přítomných ve výsledné potravíně ji může znehodnotit. Dalším příkladem může být kosmonautika. Ve vesmírném prostoru se běžně používané materiály chovají jinak, než jsme zvyklí a hrozí zvýšené nebezpečí, že se dotýkající části mechanicky spojí.

Cenou za tuto výhodu aktivního magnetického ložiska je nutnost řízení velikosti elektromagnetické síly udržující rotor v požadované poloze, což znamená i dodatečný příkon energie do řídicího systému. Tato energie slouží ke kompenzaci působení zatěžujících sil. Tyto síly jsou například gravitační síla, síly působené nevývažkem rotoru a podobně.

Aktivní magnetické ložisko je nelineární a nestabilní systém, proto není návrh jeho řízení jednoduchá úloha. Běžný způsob návrhu pro řízení nelineárního systému je získání lineárního modelu, který alespoň přibližně popisuje chování řízeného systému v okolí pracovního bodu a návrh řízení pomocí standardních metod pro návrh řízení lineárních systémů. Tento přístup je v případě aktivního magnetického ložiska prakticky nepoužitelný, protože takto navržené řízení je dostatečně kvalitní pouze v blízkém okolí pracovního bodu. To je v případě aktivního magnetického ložiska nepřijatelné, protože díky jeho nestabilitě je rotor v klidovém stavu mimo pracovní bod a díky jeho nelinearitě a nestabilitě je dosažení pracovního bodu obtížné. Další možností je použít metod pro návrh řízení nelineárních systémů. Tyto metody ale nejsou univerzální a jejich aplikace není triviální.

1.1 CÍLE PRÁCE

Cílem této práce je ukázat jeden z možných způsobů jak linearizovat odezvu aktivního magnetického ložiska na řídicí zásah a následně navrhnout řízení, které stabilizuje rotor ve středu vzduchové mezery s využitím kombinace klasických metod pro návrh řízení lineárních systémů a umělé inteligence. Výsledkem práce má být návrh řízení pro aktivní magnetické ložisko a jeho ověření implementací v hardwaru experimentálního zařízení.

Pro návrh řízení budou použity metody od experimentálního návrhu metodou pokus omyl, přes metodu Ziegler-Nicholsovu a stavové řízení až po metody návrhu robustního řízení. Takto navržené řízení bude použito jako základ pro použití metody CARLA, která přizpůsobí parametry nalezené na základě modelu aktivního magnetického ložiska skutečnému chování experimentálního zařízení.

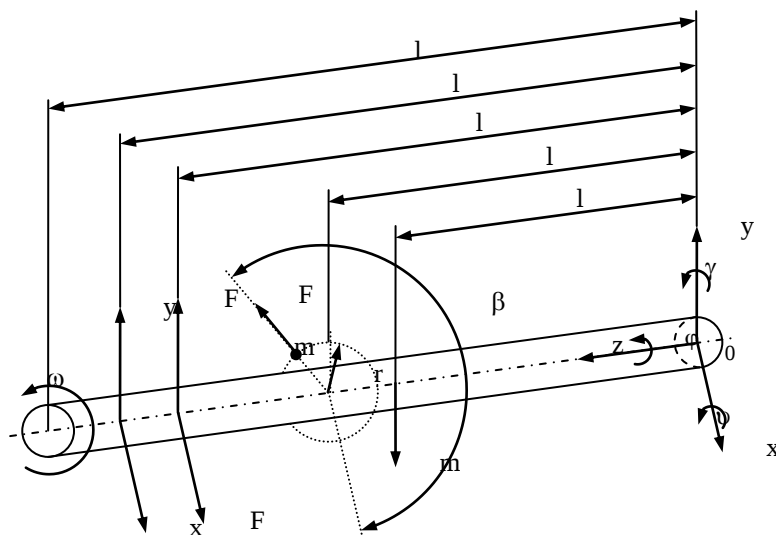
2 MODEL AKTIVNÍHO MAGNETICKÉHO LOŽISKA

Před návrhem řízení je potřeba znát model řízeného systému. Při tvorbě modelu aktivního magnetického ložiska použitelného pro návrh řízení je nutné kromě modelu vlastního magnetického ložiska vytvořit také model levitovaného rotoru.

2.1 MODEL ROTORU

Matematický model rotoru závisí na jeho materiálu (pružný/nepružný rotor), tvaru a uložení (pružné/tuhé uložení), viz. [17]. Magnetické ložisko lze považovat za speciální případ uložení rotoru v pružných ložiscích, kde je uložení nahrazeno obecnou silou generovanou elektromagnety v ložisku. V takovém případě není účelné analyzovat kritické otáčky, při kterých dojde vlivem nevývážky k rozlomení rotoru. Mnohem dříve je totiž překonána elektromagnetická síla ložisek a ložisko přestane být schopné udržet rotor v požadované poloze. Ze stejného důvodu je možné při použití běžných materiálů považovat rotor za tuhý. Tvar rotoru spolu s jeho materiálem se projeví na velikosti momentů setrvačnosti, které popisují dynamické chování rotoru.

V použitém experimentálním systému je použit nejjednodušší možný případ rotoru. Rotor je tvořen dlouhým prutem na jedné straně pevně přichyceným k elektromotoru, který jej roztáčí. Na druhé straně je rotor uchycen v magnetickém ložisku. Nevývážek je modelován jako hmotný bod. Odpor prostředí je zanedbán.



Obrázek 1: Schéma rotoru

Z rovnováhy sil a momentů lze odvodit diferenciální rovnici popisující závislost mezi působícími silami a natočeními rotoru okolo os γ , β .

$$\begin{aligned}
& \begin{bmatrix} J_r & 0 \\ 0 & J_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \gamma'' \\ v'' \end{bmatrix} + \omega \begin{bmatrix} 0 & -J_a \\ J_a & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \gamma' \\ v' \end{bmatrix} \\
& = \begin{bmatrix} l_b & 0 \\ 0 & -l_b \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_x \\ F_y \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{mgl}{2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} F_u l_u \cos(\varphi + \beta) \\ -F_u l_u \sin(\varphi + \beta) \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{2.1}$$

kde γ a v jsou úhly natočení rotoru ze středové polohy, l_b je vzdálenost elektromagnetů ložiska od uchycení rotoru k elektromotoru, F_x , F_y jsou elektromagnetické síly působené magnetickým ložiskem, m je hmotnost rotoru, g je gravitační zrychlení, l je délka rotoru, ω je rychlost otáčení rotoru, l_u je vzdálenost nevývažku od uchycení rotoru k elektromotoru, φ je natočení rotoru vzhledem k podélné ose, β je natočení nevývažku okolo podélné osy ve výchozí poloze, F_u je velikost odstředivé síly působené nevývažkem a J_a a J_r jsou momenty setrvačnosti rotoru vzhledem k podélné ose rotoru. Pro malé výchylky ze středové polohy jsou výchylky rotoru v místech senzorů x_s , y_s rovny součinu úhlu natočení rotoru a vzdálenosti senzorů od uchycení rotoru l_s .

2.2 MODEL MAGNETICKÉ SÍLY

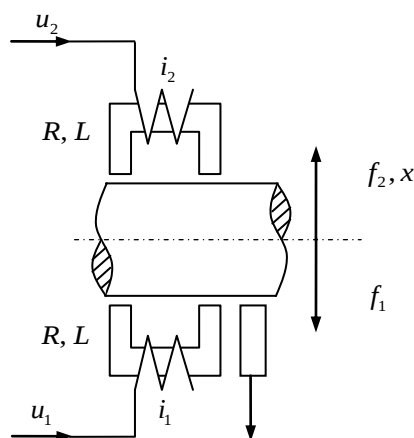
Velikost magnetické síly je přímo úměrná druhé mocnině proudu a nepřímo úměrná druhé mocnině vzdálenosti rotoru od elektromagnetu.

$$f = A \frac{i^2}{(s + a)^2} \tag{2.2}$$

Je zřejmé, že výsledná magnetická síla je vždy přitažlivá. Pro řízení je třeba, aby výsledná magnetická síla mohla působit jak směrem k elektromagnetu, tak směrem od něj. Toho se dosahuje pomocí dvou protilehlých elektromagnetů, které působí proti sobě (viz. obrázek 2). Výsledná magnetická síla je dána rozdílem sil od protilehlých elektromagnetů.

$$F = \frac{A i_2^2}{\left(\frac{d}{2} - x + a\right)^2} - \frac{A i_1^2}{\left(\frac{d}{2} + x + a\right)^2} \tag{2.3}$$

kde i_1 a i_2 jsou proudy v elektromagnetech, d je velikost vzduchové mezery mezi rotorem a elektromagnety a x je velikost výchylky rotoru ze středové polohy.



Obrázek 2: Schéma konfigurace elektromagnetů pro jednu osu AML

Navíc se ve většině případů řídí napětí v cívkách elektromagnetů namísto proudu, protože je to mnohem jednodušší na realizaci. Proto se do popisu magnetické síly musí zahrnout také Ohmův zákon popisující vztah mezi napětím a proudem.

$$u = Ri + L \frac{di}{dt} \quad (2.4)$$

2.3 ZÍSKÁNÍ LINEÁRNÍHO MODELU MAGNETICKÉ SÍLY

Závislost magnetické síly na proudu a poloze a rotoru je nelineární, ale návrh řízení nelineárního systému je velmi obtížný. Proto je třeba získat lineární model magnetické síly, který by ji popisoval dostatečně přesně alespoň v okolí pracovní polohy. Existují dva různé přístupy – aproximace modelu magnetické síly pomocí Taylorova rozvoje a nelineární kompenzace, která linearizuje chování magnetické síly.

2.3.1 Nelineární kompenzace

Nelineární kompenzace linearizující chování magnetické síly může být implementována různými způsoby. Následující způsob kompenzace má tu výhodu, že při nulovém zatížení rotoru je nulový napájecí proud a tedy nedochází k energetickým ztrátám.

Za předpokladu, že je v jednom okamžiku napájen proudem pouze jeden z protilehlých elektromagnetů, je možné z rovnice (2.3) jednoduše odvodit velikost proudu, která vyvolá požadovanou magnetickou sílu F_p .

Tato kompenzace pracuje dobře, pokud se pro řízení použije proudový zdroj a je tedy možné nastavovat proud přímo. Při použití napěťového zdroje se hodnota proudu mění dynamicky a chování magnetické síly v závislosti na budícím napětí není lineární. Je to zapříčiněno tím, že je kompenzace odvozena za předpokladu

ustálené hodnoty proudu (statická kompenzace). Naštěstí je tato nelinearita dostatečně malá, aby ji bylo možno aproximovat lineárním modelem s dostatečnou přesností.

Při použití napěťového zdroje je nutné rovnice popisující kompenzaci vynásobit hodnotou odporu cívek elektromagnetů R .

$$\begin{aligned} u_1 &= \begin{cases} R \sqrt{-\frac{F_p}{A} \left(\frac{d}{2} + x + a \right)} & \text{pokud } F_p < 0 \\ 0 & \text{jinak} \end{cases} \\ u_2 &= \begin{cases} R \sqrt{\frac{F_p}{A} \left(\frac{d}{2} - x + a \right)} & \text{pokud } F_p > 0 \\ 0 & \text{jinak} \end{cases} \end{aligned} \quad (2.5)$$

Pokud se vezme do úvahy ohmův zákon je zřejmé, že při použití napěťového zdroje je závislost skutečné velikosti magnetické síly F_m na požadované velikosti magnetické síly F_p dána diferenciální rovnicí prvního řádu. Za předpokladu konstantní polohy rotoru je tato závislost dána následující rovnicí.

$$F_p = F_m + \frac{L}{R} \frac{dF_m}{dt} \quad (2.6)$$

Pokud se uvažuje pouze nerotující rotor, je možné považovat pohyb v jednotlivých osách za vzájemně nezávislý. Kombinací rovnic 2.1 a 2.6 je pak možné získat popis závislosti výchylky rotoru v jedné ose γ na požadované velikosti magnetické síly F_p ve tvaru dvou diferenciálních rovnic.

$$\begin{aligned} \gamma'' &= \frac{l_b}{J_r} \cdot F_m \\ F_m' &= \frac{R}{L} \cdot (F_p - F_m) \end{aligned} \quad (2.7)$$

3 UVAŽOVANÉ METODY ŘÍZENÍ

Při návrhu řízení nelineárního systému je možné použít tři základní přístupy. Prvním přístupem je získání lineárního modelu, který systém popisuje alespoň v okolí pracovního bodu. Na základě tohoto modelu se poté použitím existujících metod pro řízení lineárních systémů navrhne řízení. Výhodou tohoto přístupu je, že použité metody návrhu řízení lineárních systémů jsou dobře prozkoumané a univerzální. Nevýhodou je, že použitý lineární model popisuje chování systému dostatečně přesně pouze v části pracovního prostoru.

Druhým přístupem je vyjít z nelineárního popisu a použít některou z metod návrhu nelineárního řízení. Výhodou je, že se nemusí zavádět žádné zjednodušení, aby bylo dosaženo lineárního chování, a výsledný regulátor splňuje požadovaná kritéria v celém pracovním prostoru. Nevýhodou je, že metody nelineárního řízení nejsou univerzální a tudíž nejsou ve všech případech použitelné.

Předchozí dva přístupy vycházejí z matematického popisu systému a analytickým odvozením se získá řídicí pravidlo – regulátor. Třetím přístupem je použití metod umělé inteligence, které se automatizovaně naučí jak systém řídit. Výhodou je, že je třeba minimum explicitních znalostí o řízeném systému. Nevýhodou je, že není vždy zaručeno nalezení vhodného řízení. Další nevýhodou je, že v průběhu učení není zaručena stabilita řízeného systému. Tuto nevýhodu lze minimalizovat použitím simulačního modelu a předučení metody na základě simulací.

3.1 KLASICKÉ METODY ŘÍZENÍ LINEÁRNÍCH SYSTÉMŮ

Metod pro návrh řízení lineárních systémů existuje velké množství od asi nejznámější metody Ziegler-Nicholsovy až po metody návrhu robustního řízení (H-infinity, μ syntéza, loop shaping).

Dále uvedená metoda stavového návrhu řízení [3] se vyznačuje dobře podloženou teorií a dobrými výsledky. Vycházejí ze stavového modelu řízeného systému a výsledný regulátor počítá akční zásah na základě stavů systému. Stavy systému (např. poloha, rychlost, proud protékající vedením) nelze ve většině případů měřit přímo nebo nemají fyzikální ekvivalent, proto se k určení jejich hodnot používá pozorovatel.

Stavový model

Stavový model spojitého systému popisuje chování systému pomocí závislosti derivace stavů na jejich aktuální hodnotě. Je dán následujícími maticovými rovnicemi.

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u} \\ \mathbf{y} &= \mathbf{C}\mathbf{x} + \mathbf{D}\mathbf{u}\end{aligned}\tag{3.1}$$

kde $\mathbf{x}$ je vektor stavů, $\mathbf{u}$ je vektor vstupů, $\mathbf{y}$ je vektor výstupů, matice $\mathbf{A}$ popisuje závislost derivací stavů na aktuálních hodnotách stavů, matice $\mathbf{B}$ popisuje závislost derivací stavů na vstupech, matice $\mathbf{C}$ popisuje závislost výstupů na aktuálních hodnotách stavů a matice $\mathbf{D}$ popisuje závislost výstupů na vstupech.

Stavový model diskrétního systému popisuje chování systému pomocí závislosti hodnot stavů v následujícím časovém okamžiku na jejich hodnotě v aktuálním časovém okamžiku. Následující maticové rovnice popisující stavový model diskrétního systému mají stejnou strukturu jako u stavového modelu spojitého systému. Význam jednotlivých symbolů je obdobný jako u spojitého systému – $\mathbf{x}[k+1]$ je vektor stavů v následujícím časovém okamžiku, $\mathbf{x}[k]$ je vektor stavů v aktuálním časovém okamžiku, $\mathbf{u}[k]$ je vektor vstupů, $\mathbf{y}[k]$ je vektor výstupů, matice $\mathbf{A}$ popisuje závislost hodnot stavů v následujícím časovém okamžiku na aktuálních hodnotách stavů, matice $\mathbf{B}$ popisuje závislost hodnot stavů v následujícím časovém okamžiku na vstupech, matice $\mathbf{C}$ popisuje závislost výstupů na aktuálních hodnotách stavů a matice $\mathbf{D}$ popisuje závislost výstupů na vstupech.

$$\begin{aligned}\mathbf{x}[k+1] &= \mathbf{A}\mathbf{x}[k] + \mathbf{B}\mathbf{u}[k] \\ \mathbf{y}[k] &= \mathbf{C}\mathbf{x}[k] + \mathbf{D}\mathbf{u}[k]\end{aligned}\tag{3.2}$$

Pozorovatel

Pozorovatel slouží k určení aktuálních hodnot stavů řízeného systému, jinak řečeno k pozorování jeho chování. V současnosti, kdy je drtivá většina řídicích systémů diskrétní, má smysl pracovat pouze s diskrétním pozorovatelem. Proto je dále uvažována pouze diskrétní verze pozorovatele, i když lze analogickým způsobem navrhnout spojitou verzi.

Pozorovatel je tvořen modelem systému, do kterého vstupuje stejný řídicí signál jako do reálného systému, tzv. známý vstup. V ideálním případě by takováto implementace dostačovala, abychom získali hodnoty stavů. V reálných případech ale na systém působí další neměřitelné vlivy a také model přesně neodpovídá reálnému chování systému. Tyto vlivy musí být kompenzovány. Kompenzace se provádí přičtením vážené hodnoty rozdílu měřeného výstupu systému a výstupu pozorovatele k hodnotám stavů. Zesílení pozorovatele $\mathbf{H}$ se nazývá matice pozorovatele. Pozorovatel je popsán následujícími maticovými rovnicemi.

$$\begin{aligned}\hat{\mathbf{x}}[k+1] &= \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}}[k] + \mathbf{H}(\mathbf{y}[k] - \hat{\mathbf{y}}[k]) + \mathbf{B}\mathbf{u}[k] \\ \hat{\mathbf{y}}[k] &= \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}}[k] + \mathbf{D}\mathbf{u}[k]\end{aligned}\tag{3.3}$$

kde $\hat{\mathbf{x}}[k]$ je odhad stavů systému, $\hat{\mathbf{y}}[k]$ je odhad výstupu systému, $\mathbf{y}[k]$ je měřený výstup systému a $\mathbf{u}[k]$ je známý vstup do systému. Matice $\mathbf{A}$, $\mathbf{B}$, $\mathbf{C}$ a $\mathbf{D}$ jsou parametry modelu systému.

Návrh pozorovatele tedy spočívá v určení hodnot matice pozorovatele $\mathbf{H}$. Z požadavků, aby byl pozorovatel stabilní a zároveň reagoval rychleji než pozorovaný systém, vyplývá, že póly pozorovatele musí ležet uvnitř jednotkové kružnice a musí být blíže k nule než póly pozorovaného systému. Vzhledem k tomu, že póly pozorovatele odpovídají kořenům matice $(\mathbf{A} - \mathbf{H}\mathbf{C})$, lze matici pozorovatele navrhnout tak, že se zvolí vhodné póly pozorovatele a relativně jednoduchým výpočtem se dopočítají koeficienty matice pozorovatele. Tento výpočet lze provést automatizovaně pomocí vhodného softwaru, např. Matlab nebo NI LabView.

3.1.1 LQ design

LQ design je nejrozšířenější metodou stavového návrhu řízení. Velice často se používá ve spojení s Kalmanovým filtrem, který plní úlohy pozorovatele a filtru odstraňujícího šum z naměřených hodnot (tzv. LQG design). LQ design umožňuje definovat, zda jsou důležitější malé hodnoty zásahů regulátoru nebo rychlá reakce řízeného systému.

Akční zásah regulátoru je počítán jako skalární součin vektoru zesílení regulátoru a stavového vektoru řízeného systému. Návrh řízení tedy spočívá v nalezení hodnot vektoru zesílení regulátoru takových, aby minimalizovaly cenovou funkci

$$J = \int_0^{\infty} (\mathbf{x}^T \mathbf{Q} \mathbf{x} + 2\mathbf{x}^T \mathbf{N} \mathbf{u} + \mathbf{u}^T \mathbf{R} \mathbf{u}) dt,\tag{3.4}$$

kde $\mathbf{x}$ je vektor stavů systému, $\mathbf{u}$ je vektor vstupů systému a $\mathbf{Q}$, $\mathbf{N}$ a $\mathbf{R}$ jsou volené matice koeficientů. Čím větší je hodnota koeficientu, tím více je hodnota vstupu/stavu navrženým regulátorem minimalizována. Návrh koeficientů je nejobtížnější částí návrhu LQ regulátoru a ve většině případů je při jejich návrhu třeba postupovat metodou pokusu a omylu tak dlouho, dokud nejsou splněny požadavky na řízení.

Určení vhodných koeficientů matice $\mathbf{Q}$ je velice obtížné pokud není znám význam jednotlivých stavů. To typicky nastává, pokud stavový model není získán na základě matematického modelu, ale například pomocí metod identifikace systémů.

V takovém případě je lepší použít variaci této metody, která je založena na minimalizaci výstupů místo minimalizace stavů.

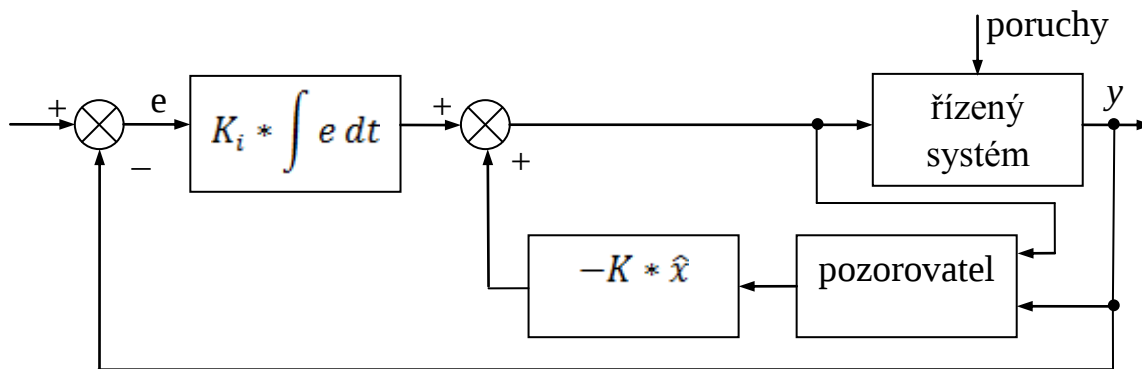
$$J = \int_0^{\infty} (\mathbf{y}^T \mathbf{Q}_y \mathbf{y} + 2\mathbf{y}^T \mathbf{N}_y \mathbf{u} + \mathbf{u}^T \mathbf{R} \mathbf{u}) dt, \quad (3.5)$$

Takto navržený regulátor je vzhledem ke stavům systému proporcionální, ale v praxi je pro kompenzaci konstantního zatížení třeba, aby měl regulátor i integrační složku. Návrh zesílení integrační složky je v případě LQ designu velice jednoduchý. Stačí do modelu systému přidat mezi stavy integrál výstupu systému a hodnota odpovídající integračnímu stavu v navrženém vektoru zesílení je poté zesílením integrátoru. Integrátor se následně zapojí paralelně ke stavovému regulátoru.

Přidání integračního stavu se provede následovně. Hodnota integračního stavu $\mathbf{x}_i$ je rovna hodnotě integrálu výstupu.

$$\mathbf{x}_i = \int \mathbf{y} dt = \int (\mathbf{C}\mathbf{x} + \mathbf{D}\mathbf{u}) dt \quad (3.6)$$

Derivace tohoto stavu je tedy rovna výstupu. Rozšířením rovnic stavového popisu (3.1) se získá model systému, který mezi stavy obsahuje i integrál výstupu.



Obrázek 3: Struktura řízení pomocí LQ regulátoru s připojenou integrační složkou

Zesílení regulátoru lze touto metodou spočítat jak pro spojité tak i diskrétní řízení (převedením spojitého stavového popisu na ekvivalentní diskrétní). Odvození minima cenové funkce pro složitější systémy není triviální úlohou, ale opět lze využít software Matlab a LabView, které mají tuto metodu návrhu řízení zabudovanou ve svých rozšířeních.

3.2 ŘÍZENÍ S VYUŽITÍM UMĚLÉ INTELIGENCE

Metody umělé inteligence mají tu výhodu, že pro nalezení řídicího algoritmu nepotřebují znát model řízeného systému. Přesto pro jejich správné nastavení je dobré znát některé charakteristiky systému jako je rychlost odezvy na vstup, maximální hodnoty, které mohou nabývat vstupy a výstupy a podobně.

Přestože je možné pro návrh řízení teoreticky použít libovolnou metodu umělé inteligence, některé metody jsou vhodnější než jiné. V případě, že je známo jak by měla vypadat struktura řízení, ale ne jaké jsou parametry řízení, je dobrou volbou použití genetických algoritmů. Ty při dostatečně dlouhé době učení naleznou parametry blízké optimálním. Pokud není možné nechat probíhat učení dostatečně dlouho, nebo je třeba dále zpřesnit naučené hodnoty, je dobrou volbou použití metody CARLA. Ta je díky svému principu vhodná pro online zpřesňování parametrů řízení.

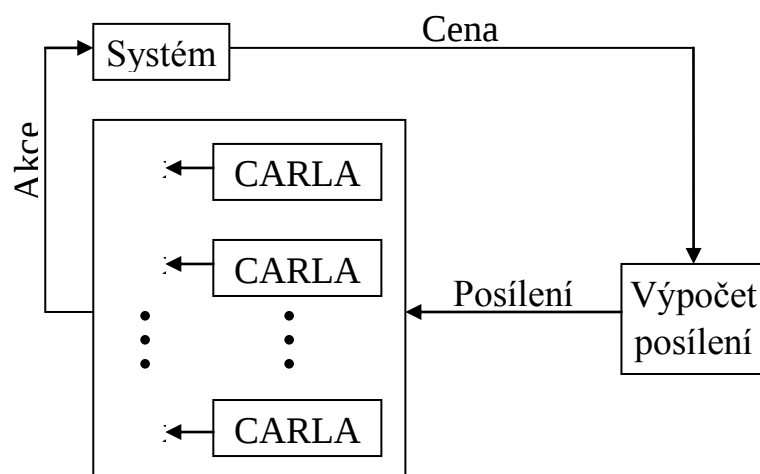
V případě, že není známá ani struktura řízení je možné použít neuronové sítě, které při správném nastavení umí aproximovat libovolnou funkci popisující závislost výstupů na vstupech. Poslední uvažovanou metodou je Q-učení. To je schopné se naučit řídicí algoritmus pouze na základě odměn za provedený akční zásah.

3.2.1 Metoda CARLA

Metoda CARLA (Continuous Action Reinforcement Learning Automata) [7, 8, 9] byla vyvinuta jako rozšíření diskrétního náhodného učícího se automatu (discrete stochastic learning automata). Metoda CARLA nahrazuje diskrétní prostor výběru akcí spojitým prostorem a tím se více přibližuje inženýrským aplikacím, které jsou z podstaty spojité.

Metoda CARLA pracuje v interakci s obecně neznámým systémem pomocí náhodného výběru jeho parametrů (akcí). Učení spočívá ve zvýšení pravděpodobnosti výběru úspěšných akcí. Každá instance algoritmu CARLA pracuje na oddělené akci - typicky parametru systému nebo regulátoru - paralelně se systémem a ostatními instancemi. Jediné propojení mezi instancemi je přes řízený systém pomocí funkce výpočtu posílení, která je pro všechny instance společná. Každá akce má uvnitř odpovídající instance uloženo rozložení pravděpodobnosti, které je použito jako základ pro její výběr.

Kombinace akcí, která způsobí zlepšení chování systému, vyvolají vysoké posílení a tím zvýší pravděpodobnost svého opětovného výběru. Toho je dosaženo modifikací rozložení pravděpodobnosti přičtením hodnot Gausovské funkce centrované na úspěšné akci. Tím se zvýší pravděpodobnost nejen výběru úspěšné akce, ale i akcí k ní blízkých. Během procesu učení rozložení pravděpodobnosti konverguje k jednoduchému Gausovskému rozložení okolo optimální hodnoty parametru.



Obrázek 4: Typické uspořádání metody CARLA

Metodu CARLA představuje sedm kroků.

- Inicializace rozložení pravděpodobnosti
- Výběr akce
- Aplikace akce na systém a změření jejího vlivu
- Výpočet ceny akce
- Výpočet posílení
- Úprava rozložení pravděpodobnosti
- Návrat ke kroku b

Inicializace rozložení pravděpodobnosti

Rozložení pravděpodobnosti $f(x, k)$ je inicializováno jako rovnoměrné v celém intervalu povolených akcí $\langle x_{min}; x_{max} \rangle$. Mimo interval povolených akcí je pravděpodobnost výběru akce nulová.

$$f(x, 1) = \begin{cases} 1/(x_{max} - x_{min}) & \text{pokud } x \in \langle x_{min}; x_{max} \rangle \\ 0 & \text{jinak} \end{cases} \quad (3.7)$$

Výběr akce

Akce x_k je vybírána na základě náhodné hodnoty z_k ze stejnoměrného rozložení $U[0;1]$ a aktuálního rozložení pravděpodobnosti.

$$\int_0^{x_k} f(x, k) dx = z_k \quad (3.8)$$

Aplikace akce na systém a změření jejího vlivu

Po výběru akce (hodnoty parametru systému) se akce aplikuje na systém a poté je nutno změřit vliv akce na chování systému. Následují další kroky algoritmu, které realizují vlastní učení na základě vlivu aplikované akce.

Výpočet ceny akce

Cena akce J_k je skalární veličina, která vyjadřuje vliv akce na systém. Čím je vliv akce na systém lepší, tím je cena akce nižší. Běžně se cena vyjadřuje jako druhá mocnina minimalizovaného kritéria.

Výpočet posílení

Posílení β_k vyjadřuje míru zlepšení dosaženého aplikací akce na systém. Nula znamená, že je aktuální akce rovna nebo horší než průměrná akce. Jednička znamená, že aktuální akce je rovna nebo lepší než minimální. Počítá se na základě aktuální ceny a historie cen.

$$\beta_k = \min \left\{ \max \left\{ 0, \frac{J_{k-1}^{med} - J_k}{J_{k-1}^{med} - J_{k-1}^{min}} \right\}; 1 \right\}, \quad (3.9)$$

kde J_{k-1}^{med} je průměrná cena R posledních akcí

$$J_{k-1}^{med} = \frac{\sum_{i=k-R}^{k-1} J_i}{R} \quad (3.10)$$

a J_{k-1}^{min} je minimální cena R posledních akcí

$$J_{k-1}^{min} = \min_{i=k-R, \dots, k-1} \{J_i\}. \quad (3.11)$$

Úprava rozložení pravděpodobnosti

Na základě posílení se upraví rozložení pravděpodobnosti tak, aby se častěji vybíraly akce vedoucí ke zlepšení chování systému. Je toho dosaženo přičtením gausovské funkce centrované na poslední akci. Přičítaná gausovská funkce je navíc násobená posílením, aby se zajistilo, že na rozložení pravděpodobnosti mají vliv jen úspěšné akce.

$$f(x, k + 1) = \begin{cases} \alpha_k [f(x, k) + \beta_k H(x_k)] & \text{pokud } x \in \langle x_{min}; x_{max} \rangle \\ 0 & \text{jinak} \end{cases} \quad (3.12)$$

kde hodnota α_k je volena tak, aby normalizovala rozložení pravděpodobnosti

$$\alpha_k = \frac{1}{\int f(x, k + 1) dx} \quad (3.13)$$

$H(x_k)$ je gausovská funkce centrovaná na poslední akci x_k

$$H(x_k) = \frac{g_h}{x_{max} - x_{min}} \exp \left(-\frac{(x - x_k)^2}{2(g_w(x_{max} - x_{min}))^2} \right), \quad (3.14)$$

konstanty g_h, g_w udávají šířku a výšku gausovské funkce a mají vliv na rychlost a rozlišení učení. Jejich doporučené hodnoty jsou $g_h = 0,3$ a $g_w = 0,02$ (viz. [18]).

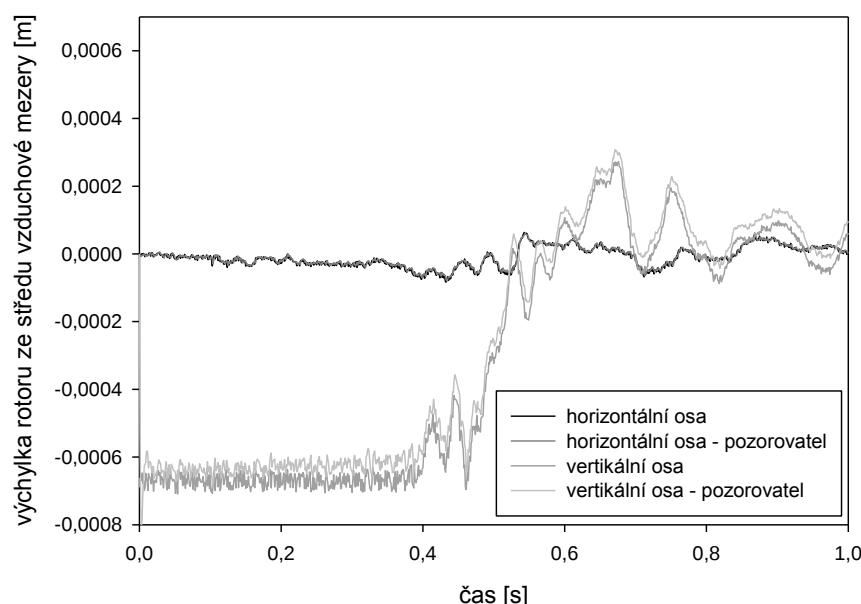
4 NÁVRH ŘÍZENÍ LINEARIZOVANÉHO AKTIVNÍHO MAGNETICKÉHO LOŽISKA

Použitím stabilizujícího regulátoru lze stabilizovat odezvu aktivního magnetického ložiska a usnadnit tak návrh řízení. Bohužel se ukázalo, že při jeho použití se příliš projevuje vliv poruch na stabilizující regulátor. Řízení stabilizovaného aktivního magnetického ložiska tedy musí být vysoce robustní, aby se s poruchami dokázalo vypořádat. To prakticky vylučuje použití metod návrhu stavového řízení, které už z principu robustní nejsou. To ale neznamená, že je není možné použít. Návrh řízení pro aktivní magnetické ložisko bez stabilizujícího regulátoru je sice obtížnější, protože jeho odezva je nestabilní a chybně vypočtený akční zásah způsobí výraznou výchylku. Za to se ale odstraní negativní vliv poruch na stabilizující regulátor a sníží se požadavek na robustnost navrženého řízení.

4.1 NÁVRH POZOROVATELE

Zpřesnění modelu aktivního magnetického ložiska se nezdařilo ani jednou z použitých metod. Nezbývá tedy nic jiného než navrhnout dostatečně kvalitního pozorovatele, který bude kompenzovat nepřesnost modelu na základě měření.

Volbou pólů pozorovatele $[0.75, 0.7, 0.65]$ se pro model daný stavovými rovnicemi (7.4) získají zesílení pozorovatele $[2.08099, 445.732, 824.831]$. Tento pozorovatel je schopný velice dobře sledovat polohu rotoru aktivního magnetického ložiska (viz. obrázek5).



Obrázek 5: Srovnání výstupu pozorovatele a naměřené hodnoty

V horizontální ose se výstup pozorovatele prakticky kryje s měřenou polohou rotoru, ale ve vertikální ose existuje konstantní odchylka výstupu pozorovatele od měřené polohy rotoru. Tato téměř konstantní odchylka je způsobena gravitační silou působící na rotor, která je konstantní poruchou působící na rotor. Pokud se použije takovýto výstup pozorovatele jako vstup pro regulátor, bude mít výsledné řízení trvalou regulační odchylku. Tuto trvalou regulační odchylku není možné kompenzovat ani integrační složkou regulátoru, protože regulátor dostává z pozorovatele zkreslené informace.

Podobnou odchylku na výstupu mají i pozorované hodnoty ostatních stavů. Pokud ale bude kompenzována konstantní složka chyby pozorované polohy, potom chybu v pozorování ostatních stavů bude kompenzovat integrační složka navrženého řízení. Nejjednodušším možným způsobem jak kompenzovat trvalou chybu je přičítat k výstupu pozorovatel integrál rozdílu měření a kompenzovaného výstupu pozorovatele. Protože se navrhuje diskrétní řízení je nutné integrál nahradit sumou. Rovnice popisující kompenzaci je tedy

$$\hat{x}_{cor}[k+1] = \hat{x}[k] + \sum_{i=0}^{999} \frac{x[k-i] - \hat{x}_{cor}[k-i]}{1000} \quad (4.1)$$

kde $\hat{x}_{cor}$ je kompenzovaný odhad polohy rotoru, $\hat{x}$ je odhad polohy rotoru a x je měřená poloha rotoru. Stavové řízení pracuje se stavy systému, proto je nutné kompenzovaný odhad výchylky rotoru ze středu vzduchové mezery přepočítat na výchylku úhlovou

$$\hat{\gamma}_{cor}[k] = \frac{\hat{x}_{cor}[k]}{0.37} \quad (4.2)$$

Pro návrh řízení je poté na výstupu pozorovatele nahrazen stav udávající úhlovou výchylku rotoru ze středu vzduchové mezery $\hat{\gamma}$ jeho korigovanou hodnotou $\hat{\gamma}_{cor}$. Po zapojení kompenzace do pozorovatele je konstantní rozdíl výstupu pozorovatele a měřené hodnoty prakticky nulový.

4.2 NÁVRH ŘÍZENÍ

4.2.1 LQ design

Přestože dostupný model nepopisuje aktivní magnetické ložisko s příliš velkou přesností, je možné jej použít pro návrh řízení pomocí LQ designu. Lze předpokládat, že takto navržený regulátor nebude optimální, ale s dostatečně

kvalitním pozorovatelem a správnou volbou koeficientů kritériální funkce bude schopný stabilizovat rotor ve středu vzduchové mezery s dostatečnou kvalitou.

Protože požadujeme, aby mělo navržené řízení i integrační složku pro kompenzaci trvalé regulační odchylky, je nutné do modelu před návrhem řízení zakomponovat i integrál polohy rotoru. Diskrétní stavový model aktivního magnetického ložiska s přidáním integračním stavem použitý pro návrh řízení je dán rovnicemi (4.3).

Je zřejmé, že integrační stav se nijak neprojevuje na výstupu řízeného systému. Je do modelu zaveden pouze z formálních důvodů, aby navržený regulátor obsahoval i integrační složku.

$$\begin{bmatrix} \gamma[k+1] \\ \gamma'[k+1] \\ F_m[k+1] \\ \int x[k+1] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 10^{-3} & 8.0547 \cdot 10^{-6} & 0 \\ 0 & 1 & 0.0157 & 0 \\ 0 & 0 & 0.87 & 0 \\ 0.00037 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \gamma[k] \\ \gamma'[k] \\ F_m[k] \\ \int x[k] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 3.87307 \cdot 10^{-7} \\ 0.00112 \\ 0.13003 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot [F_p[k]]$$

$$[x[k]] = [0.37 \quad 0 \quad 0 \quad 0] \cdot \begin{bmatrix} \gamma[k] \\ \gamma'[k] \\ F_m[k] \\ \int x[k] \end{bmatrix} + [0] \cdot [F_p[k]]$$
(4.3)

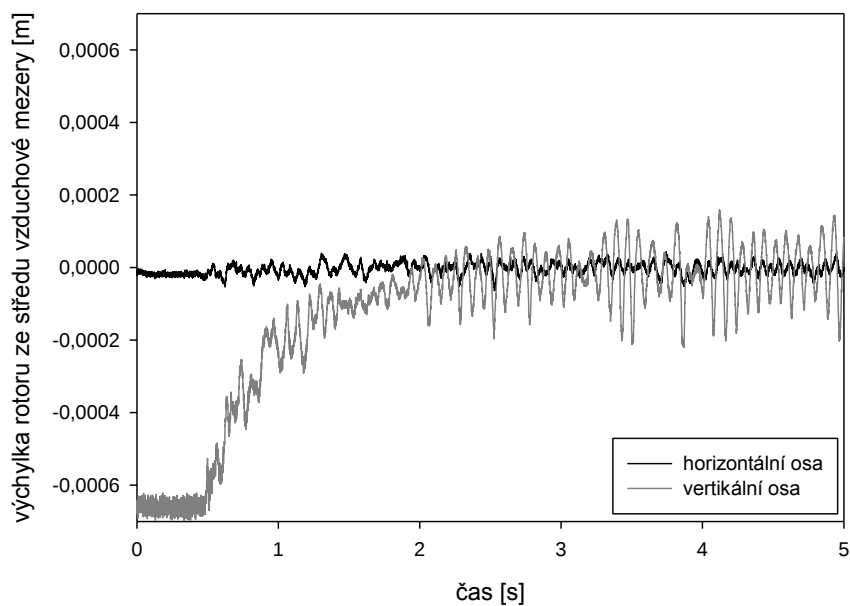
S uvážením omezení daných použitým hardwarem a požadavky na výsledné řízení a po přizpůsobení zvolených hodnot na základě experimentů tak, aby se navrženým regulátorem dosáhlo co nejlepšího řízení, byly zvoleny následující koeficienty kritériální funkce.

$$Q = \begin{bmatrix} 3 \cdot 10^4 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 10^{-3} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 2 \cdot 10^5 \end{bmatrix}, R = [10^{-3}]$$
(4.4)

Takto zvoleným koeficientům kritériální funkce (4.4) a modelu systému (4.3) odpovídá stavový regulátor (4.5). Pro výpočet akčního zásahu je použita kompenzovaná hodnota odhadu úhlové výchylky rotoru ze středu vzduchové mezery γ_{cor} a kompenzovaná hodnota integrálu odhadu výchylky rotoru ze středu vzduchové mezery $\int x_{cor}$.

$$F_p[k] = [4476.53 \quad 51.3269 \quad 2.74459 \quad 13286.9] \cdot \begin{bmatrix} \gamma_{cor}[k] \\ \gamma'[k] \\ F_m[k] \\ \int x_{cor}[k] \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

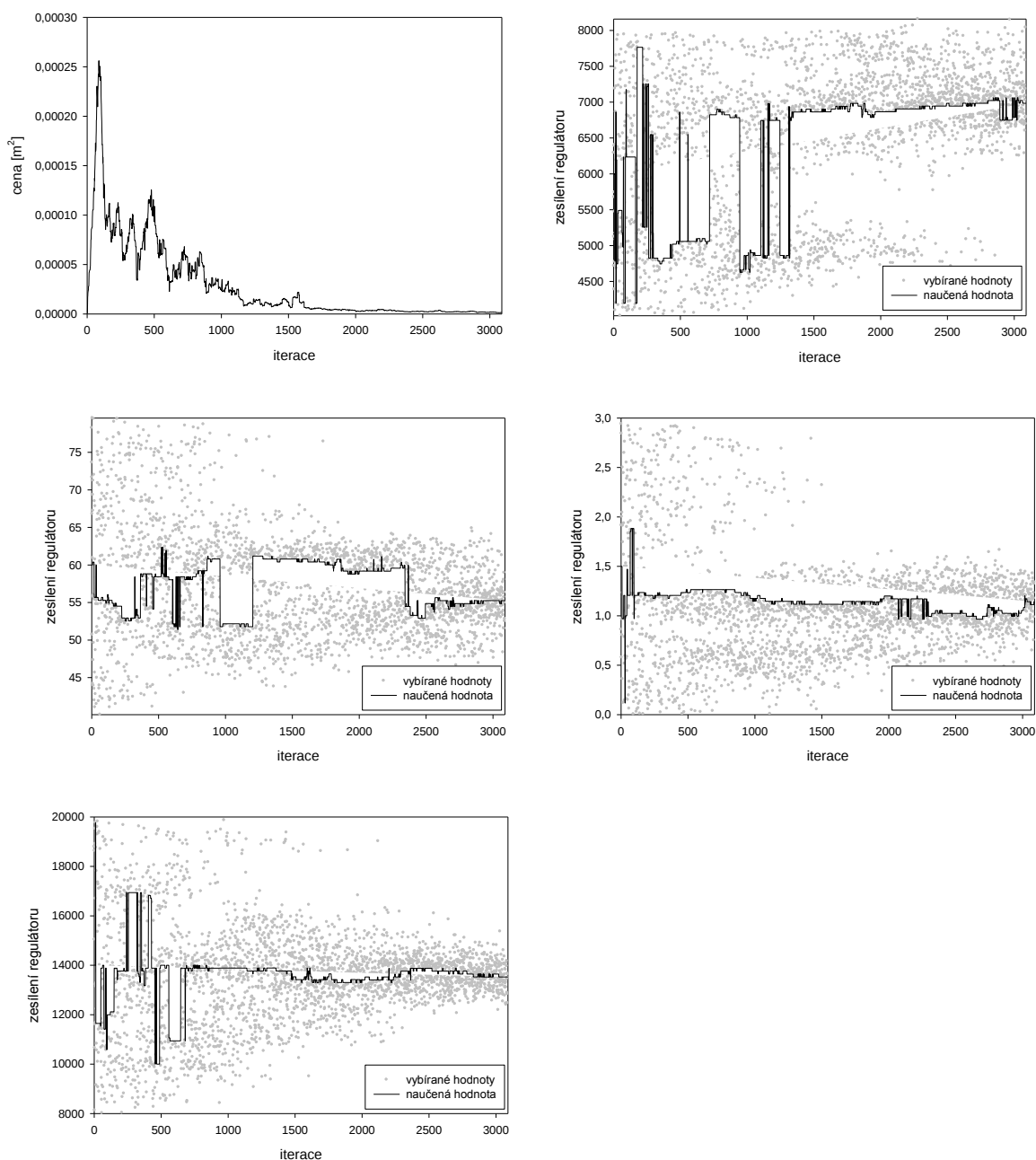
Kvalita navrženého řízení je velice nízká (viz. obrázek 6) a to zejména ve vertikální ose. Velké oscilace ve vertikální ose jsou způsobené vlivem gravitační síly působící na rotor.



Obrázek 6: Chování aktivního magnetického ložiska řízeného LQ regulátorem

Vhodnou volbou koeficientů kriteriální funkce je s vysokou pravděpodobností možné navržené řízení vylepšit. Ale vzhledem k nepřesnosti modelu použitého pro návrh řízení je jediný způsob jak najít lepší hodnoty koeficientů kriteriální funkce použití metody pokusu a omylu. Manuálně vylepšovat hodnoty koeficientů tímto způsobem je namáhavé, zdlouhavé a neexistuje záruka úspěchu. Proto je vhodné hledání lepších hodnot koeficientů kriteriální funkce automatizovat.

Aby se odstranil vliv nepřesnosti modelu, nehledají se hodnoty koeficientů kriteriální funkce, ale hledají se přímo hodnoty zesílení stavového regulátoru. To ve výsledku znamená, že LQ design je použit pouze pro nalezení přibližných hodnot zesílení regulátoru a pro nalezení optimálních hodnot je použita jiná metoda. Pro nalezení optimálních hodnot zesílení regulátoru pro řízení reálného aktivního magnetického ložiska, lze opět s výhodou použít metodu CARLA.



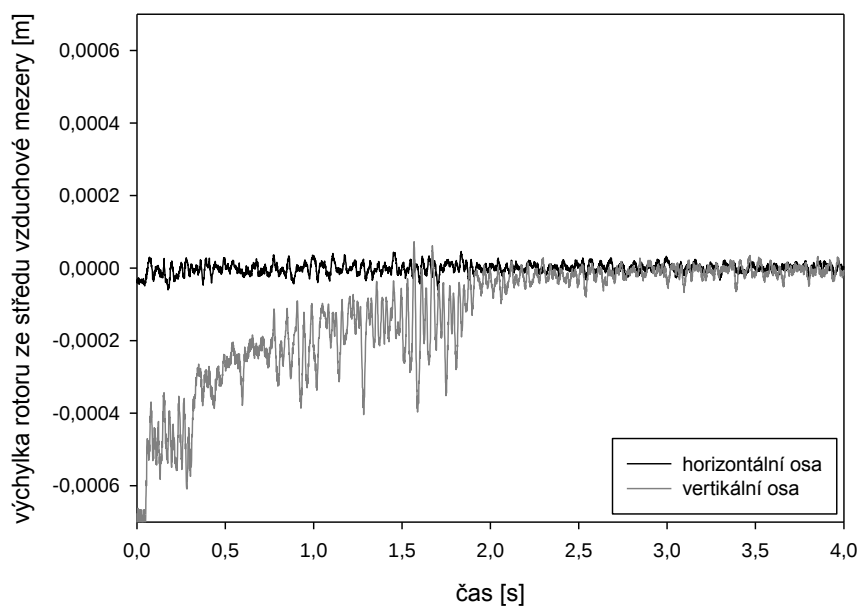
Obrázek 7: Průběh učení parametrů regulátoru

Z hodnot vybíraných během učení je zřejmé, že naučené hodnoty jsou výrazně lepší než ostatní potenciální minima kritériální funkce v intervalu použitém pro učení. Naučený regulátor je dán rovnicí (4.6).

$$F_p[k] = \begin{bmatrix} 6984 & 55.25 & 1.1424 & 13527 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \gamma_{cor}[k] \\ \gamma'[k] \\ F_m[k] \\ \int x_{cor}[k] \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

Srovnáním s regulátorem navrženým pomocí LQ designu (4.5) je zřejmé, že výrazný rozdíl je pouze ve dvou ze čtyř zesílení regulátoru. Prvním je zesílení odpovídající proporcionální složce regulátoru, pro které je naučená hodnota asi o 50% větší než hodnota navržená LQ designem. To má za následek, že regulátor lépe reaguje na okamžité výchylky rotoru.

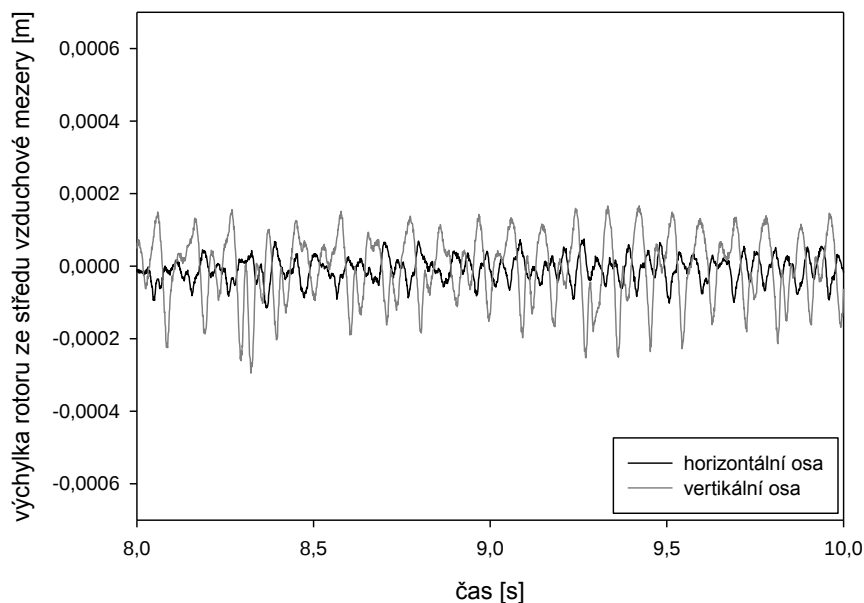
Druhým lišícím se zesílením je zesílení odpovídající síle působící na rotor. Naučená hodnota zesílení je přibližně poloviční než hodnota navržená LQ designem. Hodnota zesílení navržená LQ designem je vzhledem k nepřesnosti modelu příliš velká a regulátor proto přehnaně reagoval na velikost síly působící na rotor pozorované pozorovatelem.



Obrázek 8: Chování aktivního magnetického ložiska – naučený regulátor

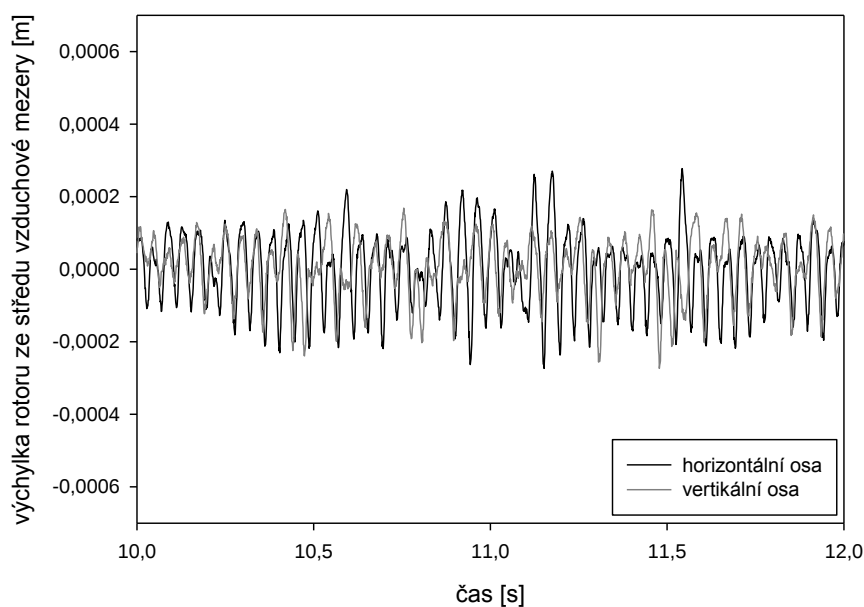
Z obrázku 8 je zřejmé, že rotoru trvá stabilizace rotoru ve středu vzduchové mezery relativně dlouhou dobu a v této fázi rotor výrazně osciluje. Po stabilizaci ve středu vzduchové mezery ale rotor osciluje zcela minimálně a řízení se, vyznačuje vysokou tuhostí (viz. obrázek 9).

Relativně dlouhá doba potřebná pro stabilizaci rotoru ve středu vzduchové mezery a oscilace během této fáze řízení jsou způsobeny tím, že se regulátor snaží minimalizovat sílu působící na rotor a tento požadavek je protichůdný k požadavku na rychlou stabilizaci rotoru ve středu vzduchové mezery. Tento problém je z hlediska kvality řízení možné zanedbat, protože se projevuje pouze před stabilizací rotoru ve středu vzduchové mezery a je plně vyvážen vysokou kvalitou řízení po stabilizaci.



Obrázek 9: Vliv otáčení rotoru na řízení (300 min^{-1})

Velkou kvalitu navrženého řízení potvrzuje i chování při rotujícím rotoru. Navržené řízení je schopné s dostatečnou kvalitou stabilizovat rotor otáčející se rychlostí až 1500 otáček za minutu. Při vyšších rychlostech otáčení rotoru není řízení dlouhodobě schopné udržet rotor ve středu vzduchové mezery.



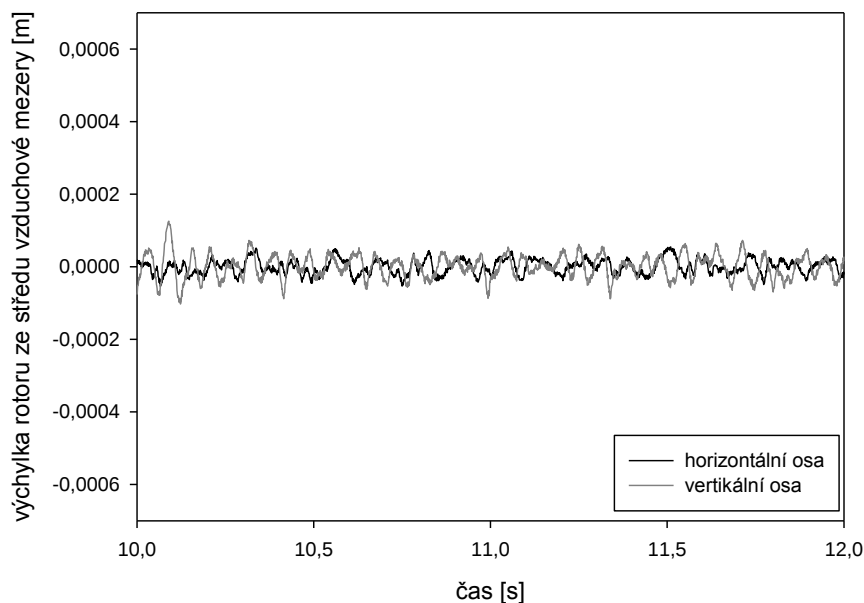
Obrázek 10: Vliv otáčení rotoru na řízení (1500 min^{-1})

5 OPTIMALIZACE NAVRŽENÉHO ŘÍZENÍ PRO ROTUJÍCÍ ROTOR

Veškeré dosud prováděné učení parametrů regulátoru bylo prováděno pro případ neotáčejícího se rotoru. Protože se v praxi rotor téměř vždy otáčí, měly by parametry regulátoru být optimalizovány pro tento případ.

Další optimalizace parametrů regulátoru byla provedena pomocí metody CARLA jako pokračování předchozího učení. To znamená, že bylo použito naučené rozložení pravděpodobnosti z předchozího učení. Učení bylo provedeno pro rotor otáčející se rychlostí 300 otáček za minutu. Naučené hodnoty ukazují, že pro vylepšení řízení je nutné zvýšit velikost derivační složky regulátoru a snížit velikosti ostatních zesílení. Změny v hodnotách naučených parametrů jsou nejvýraznější v případě derivační složky regulátoru a v případě zesílení, které odpovídá složce regulátoru reagující na velikost síly působící na rotor. To bylo sníženo na 0.7577, což odstraní problém s přehnanou reakcí na působící sílu, kterým trpěl původní regulátor. Naučený regulátor je dán rovnicí (5.1).

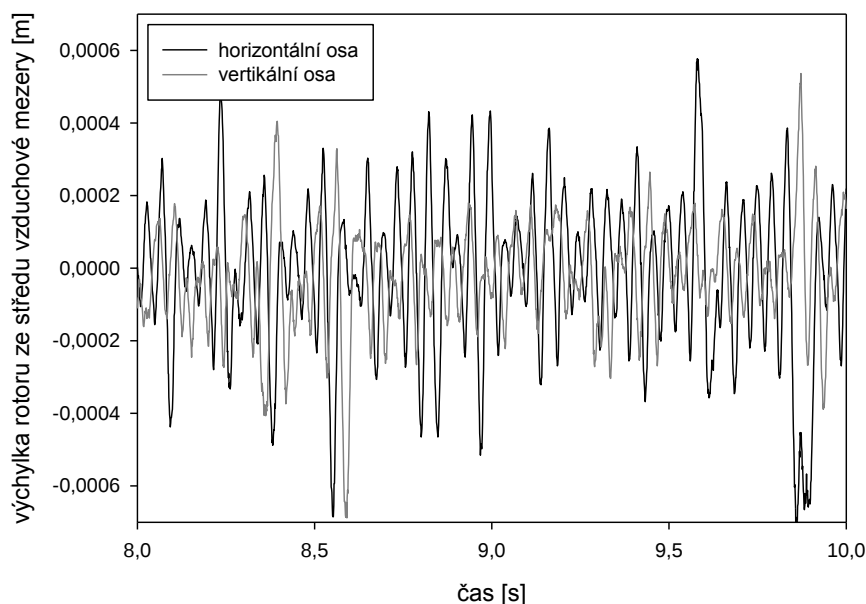
$$F_p[k] = [6595.6 \quad 60.8 \quad 0.7577 \quad 12696] \cdot \begin{bmatrix} \gamma_{cor}[k] \\ \gamma'[k] \\ F_m[k] \\ \int x_{cor}[k] \end{bmatrix} \quad (5.1)$$



Obrázek 11: Vliv otáčení rotoru na řízení (300 min^{-1})

Předpoklad, že učením pro otáčející se rotor se vylepší kvalita řízení, byl potvrzen. Zpřesněním parametrů regulátoru bylo dosaženo výrazně kvalitnějšího řízení pro rotor otáčející se rychlostí 300 otáček za minutu. Maximální velikost výchylek rotoru způsobených nevývažkem byla snížena z $2 \cdot 10^{-4} \text{ m}$ (viz. obrázek 9) na $1 \cdot 10^{-4} \text{ m}$ (viz. obrázek 11).

Optimalizací parametrů regulátoru pro rotor otáčející se rychlostí 300 otáček za minutu, došlo ke snížení robustnosti a zhoršení kvality řízení v případě, že se rotor otáčí vyššími rychlostmi. Když se srovná chování rotoru otáčejícího se rychlostí 1500 otáček za minutu řízeného původním regulátorem (viz. obrázek 10) a regulátoru s nově naučenými parametry (viz. obrázek 12) je zřejmé, že nový regulátor dosahuje výrazně horších výsledků.



Obrázek 12: Vliv otáčení rotoru na řízení (1500 min^{-1})

6 ZÁVĚR

Jak bylo ukázáno, lze i pro návrh řízení nelineárního a nestabilního systému jako je aktivní magnetické ložisko použít klasické metody návrhu řízení pro lineární systémy. Nejdříve je ale nutné získat lineární model, který dostatečně přesně popisuje jeho chování. V této práci byl použit přístup pomocí zavedení kompenzace, která linearizuje odezvu na řídicí zásah.

Jako kompenzace linearizující chování aktivního magnetického ložiska byla využita inverzní funkce k funkci popisující chování elektromagnetické části aktivního magnetického ložiska, která má jako jediná nelineární chování. Takováto kompenzace zcela linearizuje statickou charakteristiku, ale v případě reálného použití, kdy se stavy mění dynamicky je linearizace pouze přibližná. Rozdíl od požadovaného lineárního chování je ovšem dostatečně malý, aby bylo možné jej zanedbat. Velkou výhodou takto navržené kompenzace je, že linearizuje chování v celém pracovním rozsahu.

Pro návrh vlastního řízení byl použit přístup vycházející z matematického modelu chování aktivního magnetického ložiska po linearizaci a použily se standardní metody návrhu řízení. Takto navržené řízení není díky nepřesnosti modelu příliš kvalitní, ale přizpůsobením skutečnému chování aktivního magnetického ložiska lze kvalitu řízení výrazně zvýšit.

Pro vylepšení navrženého řízení byla použita metoda umělé inteligence CARLA, která je díky svému principu vhodná pro vylepšování parametrů na základě měření v reálném čase. Ukázalo se, že s použitím metody CARLA je možné výrazně vylepšit nalezené parametry řízení a dosáhnout tak vysoce kvalitního řízení.

Takto navržené řízení dokáže po naučení prakticky úplně kompenzovat rázy způsobené nevyvázkem otáčejícího se rotoru. Jak se ukázalo, cenou za tak kvalitní řízení ovšem může být přílišná specializace na jeden typ zatížení a výrazné zhoršení kvality řízení pokud se charakteristika zatěžujících sil změní.

Pokud je známo, že charakteristika zatěžujících sil se nebude příliš měnit, pak je možné takovéto řízení použít. Pokud ovšem hrozí nebezpečí, že se bude charakteristika zatěžujících sil v průběhu času měnit, je nutné použít méně kvalitní, ale robustnější parametry použitého regulátoru. Další alternativou je nechat metodu CARLA jako trvalou součást řídicího systému, takže bude průběžně parametry regulátoru přizpůsobovat změnám. V takovém případě ale nesmí být změna charakteru zatěžujících sil příliš rychlá, aby byla metoda CARLA schopná se změně přizpůsobit. V případě rychlé změny je nutné se smířit s krátkodobě horší kvalitou řízení po dobu, než se metoda CARLA stihne přizpůsobit změnám. Další výhodou stálého připojení metody CARLA do řídicího systému je, že metoda CARLA je schopna přizpůsobit řízení výměně některé z částí řízeného systému, například rotoru, za součást s jinými parametry a díky tomu i jiným chováním.

7 PŘÍNOSY PRÁCE

Návrh nelineární kompenzace

Práce ukazuje, že linearizace modelu magnetické síly pomocí Taylorova rozvoje není jediným možným přístupem jak získat lineární model aktivního magnetického ložiska, přestože je to nejčastěji používaná metoda. Je zde ukázáno, že obyčejná inverzní funkce k funkci popisující chování magnetické síly dostačuje k linearizaci chování aktivního magnetického ložiska. Ověření tohoto tvrzení je provedeno praktickými experimenty.

Určení parametrů magnetické síly

V práci je odvozena metoda jak experimentálně získat parametry modelu magnetické síly aktivního magnetického ložiska pokud nejsou dány výrobcem.

Kompenzace nepřesnosti modelu pomocí pozorovatele

Je ukázáno, že vhodně navržený pozorovatel dokáže kompenzovat i velké nepřesnosti modelu řízeného systému použitého pro návrh řízení. Dále je zde ukázána metoda jak kompenzovat dlouhodobé odchylky pozorovaných hodnot i přes velké poruchy působící na senzory.

Použitelnost klasických metod návrhu řízení pro lineární systémy i v nepříznivých podmínkách

Klasické metody návrhu řízení pro lineární systémy jsou obecně považovány za metody s nízkou robustností. Přesto je možné je ve spolupráci s vhodnou metodou umělé inteligence použít pro návrh kvalitního řízení.

Robustní řízení

Robustní řízení je považováno za vhodné pro návrh řízení systémů, u nichž není přesně znám model a výstup senzorů je zatížen poruchami. Přesto může vhodně použitá nerobustní metoda návrhu řízení dosáhnout lepších výsledků než metoda robustní přestože v simulacích dosahuje robustní metoda výborných výsledků.

8 SEZNAM POUŽITÉ LITERATURY

- [1] “Artificial neural network,”
http://en.wikipedia.org/wiki/Artificial_neural_network, cit. 19.7. 2007
- [2] “Backpropagation,” <http://en.wikipedia.org/wiki/Backpropagation>,
cit. 19. 7. 2007
- [3] Brogan, W., L., “Modern Control Theory, 3rd Ed.” Prentice Hall, 1991
- [4] Goldberg, D., E., “Genetic Algorithms in Search, Optimization, and Machine Learning.” Addison-Wesley, 1989
- [5] Gu, D., Petkov, P., H., Konstantinov, M., M., “Robust Control Design with Matlab,” Springer, 2005
- [6] Haykin, S., “Neural Networks, 2nd Edition”, Prentice Hall, 1999
- [7] Howell, M., N., Best, M., C., “On-line PID tuning for engine idle-speed control using continuous action reinforcement learning automata,” Control Engineering Practice 8, pp. 147 - 154, 2000
- [8] Howell, M., N., Frost, G., P., Gordon, T., J., Wu, Q., H., “Continuous action reinforcement learning applied to vehicle suspension control,” Mechatronics, 7(3), pp. 263 – 276, 1997
- [9] Howell, M., N., Gordon, T., J., “Continuous action reinforcement learning automata and their application to adaptive digital filter design,” Engineering Applications of Artificial Intelligence, 14(5), pp. 549 – 561, 2001
- [10] “IWRM 08I9501/S35 - Inductive linear sensors,”
http://sensor.baumerelectric.com/productnavigator/scripts/product.php?pid=IWRM_08I9501_S35, cit. 25. 11. 2010
- [11] Juang, J., Applied System Identification, Prentice Hall, Upper Saddle River, N.J., 1994
- [12] “Maxon motor ag,” <http://www.maxonmotor.com>, cit. 25. 11. 2010
- [13] “M Series User Manual – July 2008,”
<http://www.ni.com/pdf/manuals/371022k.pdf>, cit. 25. 11. 2010
- [14] “NI LabVIEW,” <http://www.ni.com/labview/>, cit. 25. 11. 2010
- [15] Polajžer, B., “Design and Analysis of an Active Magnetic Bearing Experimental System,” PhD thesis, University of Maribor, 2003
- [16] “Řada RE - Motory DC - maxon motor ag - UZIMEX: Špičkové technologie do automatizace a robotizace,” <http://www.uzimex.cz/Vyrobce/maxon-motor-ag/Motory-DC/Rada-RE.html>, cit. 25. 11. 2010
- [17] Stradiot, J., Michalíček, M., Mudrik, J., Slavkovský, J., Záhorec, O., Žiaran S., “Dynamika Strojov,” Alfa, Bratislava, 1991

SEZNAM PUBLIKACÍ AUTORA

- [18] Březina, T., Turek, M., “Asynchronous electromotor controller tuned through CARLA method” Elektronika, Vol.2004, No.8-9, pp.27-30, 2004
- [19] Březina, T., Turek, „Use of continuous action reinforcement learning automata for asynchronous electromotor control,” Engineering Mechanics 2004, pp.53-54, Institute of Thermomechanics, Academy of Sciences of the Czech Republic, 2004
- [20] Březina, T., Turek, M., Pulchart, J., “Nonlinear controller of active magnetic bearing,” Simulation modeling of mechatronic systems I, pp. 129-136, 2005
- [21] Březina, T., Turek, M., Pulchart, J., “Self-learning controller of active magnetic bearing based on CARLA method,” Pomiary Automatyka Kontrola, Vol.2007, No.1, pp.6-9, 2007
- [22] Březina, T., Turek, M., Pulchart, J., “Self-learning Controller of Active Magnetic Bearing Based on CARLA method,” Proceedings of 5th Polish-German Mechatronic Workshop "Trends in Mechatronics", Serock, pp.17-22, 2005
- [23] Březina, T., Turek, M., Pulchart, J., “The active magnetic bearing control with automatic parallel compensation,” Engineering Mechanics, Vol.2005, No.12-3, pp.149-155, Engineering Academy of the Czech Republic, 2005
- [24] Pulchart, J., Březina, T., Turek, M., “Nonlinear predictive controller with local approximator for active magnetic bearing,” Engineering Mechanics, Vol.2005, No.13-3, pp.11-17, Engineering Academy of the Czech Republic, 2005
- [25] Pulchart, J., Turek, M., “Hardware implementation of active magnetic bearing control,” Inženýrská mechanika 2006, pp. 310-311, CDROM, 2006
- [26] Turek, M., Březina, T., “Control design of active magnetic bearing by genetic algorithms,” Engineering Mechanics 2007 – Book of Extended Abstracts, pp. 295-296, 2007
- [27] Turek, M., Březina, T., “State Controller of Active Magnetic Bearing,” Recent Advances in Mechatronics, pp.92-96, Springer, 2007
- [28] Turek, M., “CARLA method with infinite action space,” Mendel 2006, pp.175-179, 2006
- [29] Turek, M., Březina, T., “Control of Active Magnetic Bearing,” Simulation modeling of mechatronic systems II, Brno University of Technology, pp.61-74, 2006
- [30] Turek, M., Březina, T., Pulchart, J., “Some notes on control of asynchronous electromotor by improved CARLA method,” Engineering mechanics, pp.315-316, 2005

AUTOROVO CV

Osobní údaje

Jméno, příjmení a titul: Ing. Milan Turek

Datum narození: 27. 02. 1981

Místo narození: Kroměříž

Stav: svobodný

Národnost: Česká

Vzdělání:

2008 – 2011 Vysoké Učení Technické Brno, Fakulta strojního inženýrství, Ústav informatiky a automatizace a ústav mechatroniky. Doktorské studium, kombinovaná forma.

Téma: Inteligentní řídicí člen aktivního magnetického ložiska

2004 – 2007 Vysoké Učení Technické Brno, Fakulta strojního inženýrství, Ústav informatiky a automatizace a ústav mechatroniky. Doktorské studium, prezenční forma.
Téma: Inteligentní řídicí člen aktivního magnetického ložiska

1999 - 2004 Vysoké Učení Technické Brno, Fakulta strojního inženýrství, Ústav informatiky a automatizace.
obor: Informatika, Inženýrské studium
Téma diplomové práce: Metoda CARLA

1995 - 1999 Centrum odborné přípravy technické, Kroměříž,
Obor: Mechanik seřizovač – mechatronik

Praxe:

2008 – dosud Software developer, AVG Technologies CZ, s.r.o.

2006 – 2007 Inovace VŠ oborů strojního zaměření v podmínkách informační společnosti, CZ.04.1.03/3.2.15.2/0285

Červen 2004 – Listopad 2004 Vývoj informačního systému pro firmu CEWood a.s. doprava na poloviční úvazek v IDE Delphi.

Znalosti a dovednosti:

Cizí jazyky: Anglický jazyk

PC: Programování (C/C++, C#, Delphi, PHP, SQL)

Obecné: komunikativnost, samostatnost, spolehlivost, flexibilita, pracovitost, práce v týmu, snaha dále se vzdělávat.

ABSTRACT

The PhD thesis describes control design of active magnetic bearing. Active magnetic bearing is nonlinear unstable system. This means it is not possible to use classic methods of control design for linear time invariant systems. Also methods of nonlinear control design are not universal and their application is not easy task. The thesis describes usage of simple nonlinear compensation which linearizes response of active magnetic bearing and allows usage of classic methods of control design for linear time invariant systems. It is shown that CARLA method can significantly improve parameters of designed controller.

First part of thesis describes derivation of model of controlled active magnetic bearing and nonlinear compensation which linearizes response of controlled active magnetic bearing on input signal.

Following part contains description of methods of state control design methods, selected methods of robust control design and most common methods of artificial intelligence used for control design and implementation.

Next part describes hardware of used experimental device and its parameters. It also contains experimental derivation of model of electromagnetic force because the parameters are not available from manufacturer.

Last part describes control design of active magnetic bearing. Several different approaches are described here. The approaches vary from completely experimental approach, through using Ziegler-Nichols method, state control design to methods for robust control design. During design is heavily used CARLA method which is very suitable for usage for online learning in real controller due its principle.