VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA STROJNÍHO INŽENÝRSTVÍ
ÚSTAV MECHANIKY TELES, MECHATRONIKY A BIOMECHANIKY

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

AKTIVNÍ TLUMENÍ HLAVY OBRÁBĚCÍHO STROJE

ACTIVE DAMPING OF MACHINE TOOL HEAD

DIPLOMOVÁ PRÁCE
MASTER´S THESIS

AUTOR PRÁCE — Bc. MICHAL ŠKÚCI
AUTHOR

VEDOUCÍ PRÁCE — doc. RNDr. Ing. TOMÁŠ BŘEZINA, CSc.
SUPERVISOR

BRNO 2013

Vysoké učení technické v Brně, Fakulta strojního inženýrství

Ústav mechaniky těles, mechatroniky a biomechaniky
Akademický rok: 2012/2013

ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

student(ka): Bc. Michal Škúci

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

obor: **Mechatronika (3906T001)**

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

Aktivní tlumení hlavy obráběcího stroje

v anglickém jazyce:

Active Damping of Machine Tool Head

Stručná charakteristika problematiky úkolu:

1. S použitím CAD modelu hlavy poskytnuté výrobcem TOSHULIN a.s. vytvořte
   a) zjednodušený model hlavy jako vázané mechanické soustavy (MBS) a
   b) zjednodušený LTI model hlavy.
2. Navrhněte způsob aktivního tlumení.
3. Do modelů zaveďte potřebné prvky aktivního tlumení.
4. Vyhodnoťte výsledky simulačních experimentů ve frekvenční i časové oblasti.

Cíle diplomové práce:

Získat podklady pro strategické rozhodnutí výrobce o využití navrženého způsobu kompenzace.

Seznam odborné literatury:

ABELE,E.; ALTINTAS,Y.; BRECHER, C.: Machine tool spindle units, CIRP Annals - Manufacturing Technology, Vol. 59, No. 1, 2010, pp.781–802, ISSN 0007-8506.

Vedoucí bakalářské práce: doc. RNDr. Ing. Tomáš Březina, CSc.

Termín odevzdání bakalářské práce je stanoven časovým plánem akademického roku 2010/2011

V Brně, dne 23.11.2010

L.S.

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ FAKULTA STROJNÍHO INŽENÝRSTVÍ DĚKANÁT

prof. Ing. Jindřich Petruška, CSc.
Ředitel ústavu

doc. RNDr. Miroslav Doupovec, CSc.
Děkan fakulty

Abstrakt

Diplomová práce se zabývá vytvářením mechatronického modelu hlavy obráběcího stroje dodané firmou TOSHULIN,a.s. za účelem tlumení vibrací. Mechanická část modelu je založena na modelování soustavy poddajných těles. Součástky jsou modelovány v MKP programu ANSYS a následně redukovány pomocí Craig-Bamptonovy metody. Soustava pružných těles je vytvářena v MBS programu ADAMS. Model je linearizován a následně redukován. Jako prvek aktivního tlumení využívá linearizovaný model magnetického ložiska. Pro řízení je navržen PID regulátor. V závěru je provedeno porovnání tlumeného a netlumeného modelu.

Klíčová slova

poddajné těleso, vázaný mechanický systém, LTI, magnetické ložisko

Abstrakt

The master's thesis deals with building mechatronics model of machine tool head delivered by company TOSHULIN,a.s. for purpose of damping vibration. Mechanical part of the model is based on modeling of system of flexible bodies. Components are modeled in FEM program ANSYS and subsequently reduced using Craig-Bampton method. The system of flexible bodies is created in MBS program ADAMS. Model is linearized and subsequently reduced. As a element of active damping is used linearized model of magnetic bearing. For control is designed PID controller. The comparison of damped and undamped model is conducted in the end.

Keywords

flexible body, multi body system, LTI, magnetic bearing

Bibliografická citace

ŠKÚCI, M. *Aktivní tlumení hlavy obráběcího stroje*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta strojního inženýrství, 2013. 62 s. Vedoucí diplomové práce doc. RNDr. Ing. Tomáš Březina, CSc..

Čestné prohlášení

Prohlašuji, že jsem diplomovou práci zpracoval samostatně dle pokynů vedoucího diplomové práce a s použitím uvedené literatury.

V Brně dne: 24.05.2013

……..

Michal Škúci

Poděkování

Tímto děkuji školiteli doc. Tomáši Březinovi za vedení, cenné rady a připomínky při tvorbě této práce. Dále bych chtěl poděkovat Janu Vetiškovi za pomoc se software. V neposlední řadě pak děkuji za podporu svým blízkým a rodině.

Obsah

1. Úvod 10
1.1. Cíle práce 10
2. Úvod do virtuálního modelování 11
3. Vytvoření součástí pro mechanický model 13
3.1. Popis součástí mechanického modelu 13
3.1.1. Zadaný 3D CAD model obráběcí hlavy 13
3.1.2. Volba nástrojového upínače a nástroje 14
3.1.3. Úprava CAD modelu 15
3.2. Modelování součástí metodou MKP 16
3.2.1. Volba typu elementu 16
3.2.2. Vytvoření bodů rozhraní: 17
3.2.3. Redukce do programu ADAMS 21
4. MBS modelování v programu ADAMS 22
4.1. Vytvoření modelu v programu ADAMS 22
4.1.1. Modelování ložisek 24
4.1.2. Výpočet stykových tuhostí 24
4.2. Výběr způsobu aktivního tlumení 26
4.2.1. Umístění magnetického ložiska 26
4.2.2. Úprava MKP modelu hřídele 27
4.2.3. Realizace v programu ADAMS 27
4.2.4. Kontrola umístění 29
4.3. Vytvoření LTI modelu 30
5. Modelování magnetického ložiska 32
5.1. Odvození modelu magnetické síly 32
5.2. Linearizace modelu magnetické síly 35
5.2.1. Rozvoj do Taylorovy řady 35
5.2.2. Nelineární kompenzátor 36
5.3. Volba počtu pólů 38
5.4. Parametry navrženého magnetického ložiska 39
6. Návrh řízení 40
6.1. Redukce LTI modelu 40

6.2. Decoupling 42
6.3. Nastavení regulátoru 44
6.4. Porovnání tlumeného a netlumeného modelu 48
7. Závěr 54
8. Literatura 56
Seznam zkratek a symbolů 58
Seznam obrázků 59
Seznam tabulek 61
Seznam příloh 62

1. Úvod

V současnosti se v oblasti obrábění kladou stále vyšší nároky na produktivitu a kvalitu finálního produktu. Oba požadavky jsou omezeny hlavně vibracemi vznikajícími při procesu obrábění. Omezení vlivu vibrací můžeme dosáhnout různými přístupy. Pasivním tlumením, semi-aktivním tlumením a aktivním tlumením. V téhle práci bude rozebrán aktivní přístup tlumení vibrací.

Aktivní přístup může nabídnout výrazné zlepšení v dynamickém chování stroje, no nese sebou i nevýhody v podobě vyšší ceny, větší složitosti a náchylnosti k poruše, ale taky ve větší spotřebě energie. Proto je vhodné nejdříve zhodnotit přínos takového řešení. K tomu je vhodné vytvořit virtuální model pomocí moderních simulačních nástrojů.

Aby bylo možné co nejlépe posoudit přínos aktivního tlumení, je potřebné získat dostatečně přesný mechanický model původního konstrukčního řešení stroje a taky modelu upraveného pro přidání prvků aktivního tlumení. Pro dosažení takového modelu bude použit MKP a MBS software.

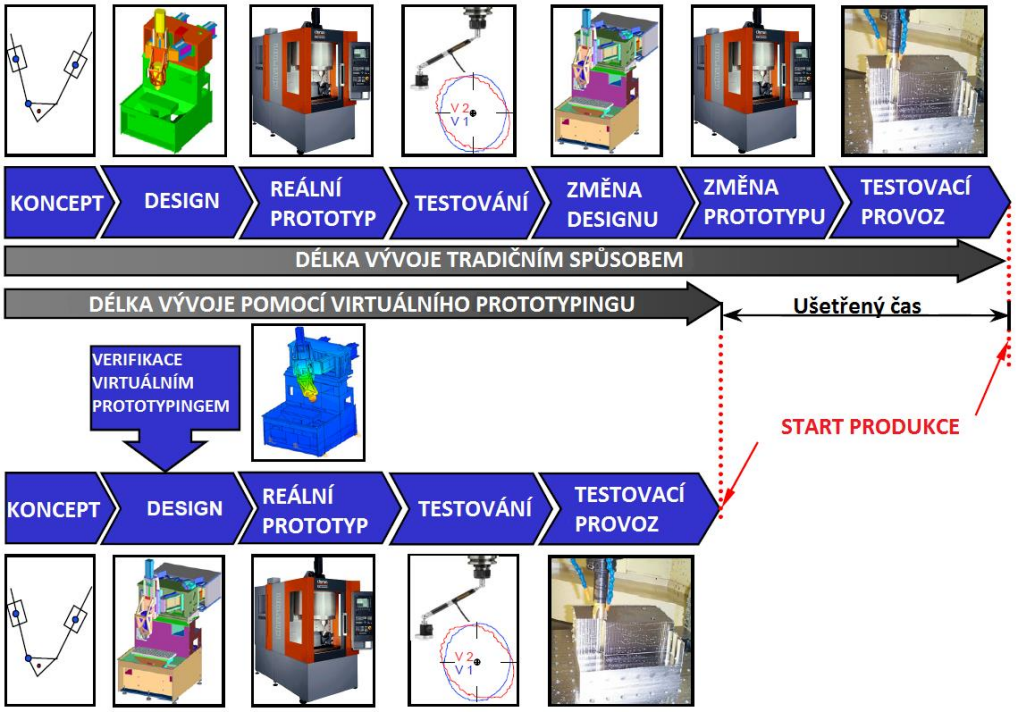
Jako prvek aktivního tlumení je použité magnetické ložisko. Jeho výhody jsou hlavně bezdotyková aplikace síly, nulové tření a tím pádem i nulové mechanické opotřebení. Za tyto výhody se ale platí nelinearitou a nestabilitou systému. Proto bude prezentován způsob získání lineárního modelu a navržení vhodného řízení.

1.1. Cíle práce

Cílem této práce je získat podklady pro strategické rozhodnutí výrobce o využití navrženého způsobu kompenzace. Na dosažení tohoto cíle bude využit program ANSYS na vytvoření flexibilních těles, program ADAMS na multi-body simulace a získaní LTI modelu. V programu MATLAB/SIMULINK bude vytvořen model magnetického ložiska a bude ukázán způsob nelineární kompenzace. Na model ložiska a zredukovaný LTI model bude navržené proudové řízení. Jako výsledkem práce bude porovnání simulačních experimentů původního a tlumeného stroje.

2. Úvod do virtuálního modelování

Dnešní doba klade na výrobce obráběcích strojů pořád větší a větší nároky. Mezi kladené požadavky patří co největší efektivita výrobního procesu. To znamená, produkovat výrobek s co nejmenším počtem operací a v ideálním případě jedním strojem. Takovéto požadavky nutí výrobce k návrhu pořád složitějších a komplexnějších strojů. Náklady na vývoj a testování jsou jednou z hlavních překážek v navrhování takových strojů. Tradiční způsob vývoje a optimalizace založený na stavbě a testování reálných prototypů začíná být příliš nákladný a zdlouhavý. Současný stav výpočetní technologie dovoluje tvorbu virtuálních prototypů, které věrně simulují fyzikální vlastnosti stroje. Moderní simulační nástroje dávají vývojářům mnohem větší volnost v testování nápadů za relativně nízkou cenu.



Obr. 1 Porovnání tradičního a virtuálního návrhu (převzato z [1])

Současné výrobní stroje jsou složité mechatronické systémy, kde už nestačí zaobírat se vývojem jen jednotlivých součástí, ale je nutné stroj vyvíjet jako celek. Ke slovu se dostává nejen návrh mechanických součástí a pohonů, ale důležitá je i jejich součinnost. Ta se odvíjí od kvality návrhu řízení. Aby bylo možné co nejlíp odhadnout nároky na řízení a následně jej navrhnout, je potřeba mít dobře popsaný mechanický model. K tomu dobře slouží multi-body simulace (MBS) a možnost propojení s CACE (Computer-Aided-Control-Engineering) programem [1].

Aby mohlo být dosaženo větší rychlosti obrábění a zkrácení výrobního času, je nutné zvětšit velikost odebírané třísky nebo zvětšit otáčky. To ale přináší problémy v podobě vibrací a nestability obrábění, kdy se zhoršuje kvalita obráběné plochy a také snižuje životnost nástroje. Vibrace můžou vznikat z různých příčin:

- třecí vibrace – jsou generované třecí silou mezi obrobkem nebo třískou a nástrojem

- spájení vibračních módů – dochází ke generování vibrací v jednom směru (např. směru *x*) vibracemi ze směru jiného (např. směru *y*)
- termomechanické vibrace – při vzniku třísky dochází ke pnutí kvůli zvýšené teplotě
- regenerační vibrace – vznikají, když zvlnění obrobené části fázově nesouhlasí s vibracemi aktuálně procházejícího zubu nástroje

Vznik těchto vibrací je podrobněji popsán v [2]. Nestabilitě obrábění je možné se vyhnout vyhledáváním vhodných otáček a vhodné hloubky záběru. Takové podmínky se vyskytují většinou při vyšších otáčkách, na které většina strojů není konstruována. Další možností je úprava geometrie a uspořádání součástek stroje za cílem dosáhnout požadované dynamické chování. Je možné také použití mechatronického konceptu v podobě aktivního tlumení vibrací. Jako aktivní člen je možné použít piezoaktuátor [3], [4], nebo magnetické ložisko [5], [6]. Oba přístupy byly reálně odzkoušeny a prokázali viditelné zlepšení v množství odebíraného materiálu.

3. Vytvoření součástí pro mechanický model

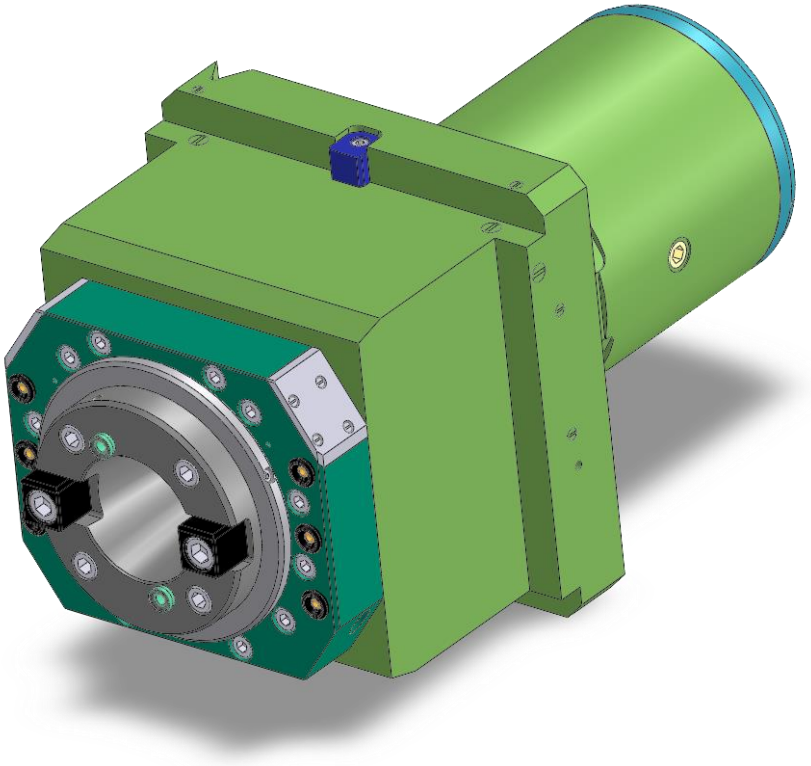
Při tvorbě mechanického modelu a vytváření simulací obecně je třeba mít na paměti, že vytvoření modelu, který by přesně popisoval chování systému, není prakticky možné. A podobné pokusy pravděpodobně povedou na příliš složité modely vyžadující značný výpočtový výkon. V tomto případě je také potřeba pamatovat na to, že daný model bude využit pro návrh řízení. Proto ideálním řešením je vytvořit co nejjednodušší model, který by popisoval systém s dostatečnou přesností.

Simulování v MBS programu MSC ADAMS dává možnost vytvořit model s pružnými tělesy, které lépe popisují dynamické chování součástí. Možnost vytvoření pružných těles nabízí přímo prostředí MSC ADAMS pomocí modulu A/AutoFlex. Je ale také možnost použít externí MKP program, který nabízí lepší kontrolu nad tvorbou pružného tělesa. V tomhle případě bude použit program ANSYS, který umožňuje redukci do softwaru ADAMS.

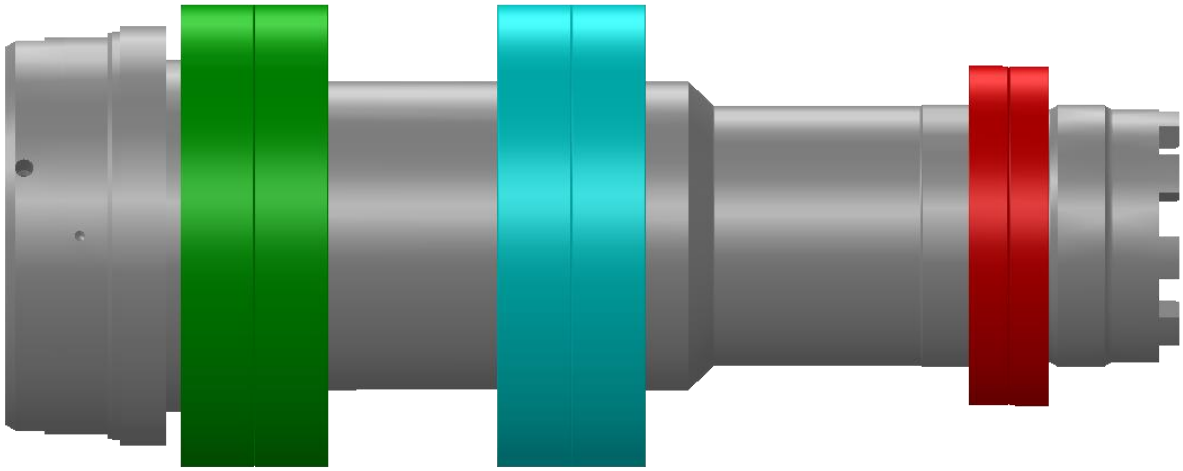
3.1. Popis součástí mechanického modelu

3.1.1. Zadaný 3D CAD model obráběcí hlavy

Od firmy TOSHULIN,a.s. byl dodán 3D CAD model hlavy obráběcího stroje, který je vidět na Obr. 1. Obráběcí hlava tvoří jen koncovou část celkového stroje, kterého součásti a samotná konstrukce má také značný vliv na celkové chování systému a proto si můžeme dovolit udělat určitá zjednodušení. Model bude tvořen jen vnitřními částmi obráběcí hlavy, u kterých se předpokládá nejzásadnější vliv. Jedná se o hřídel a ložiska, na kterých je uložen. Ostatní součásti budou zanedbány.



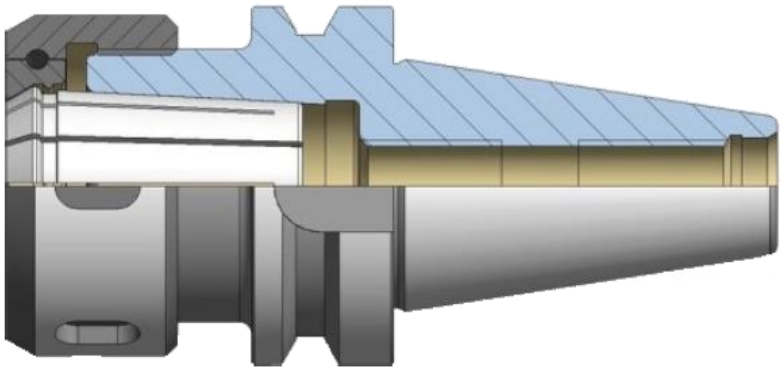
Obr. 2 Obráběcí hlava



Obr. 3 Modelované součásti obráběcí hlavy

3.1.2. Volba nástrojového upínače a nástroje

Protože nástrojový upínač nebyl výrobcem specifikován, bylo potřebné zvolit vhodný typ. Omezením byl jenom typ kuželového rozhraní *hřídel – upínač*. Jedná se o normalizovaný kužel SK/ISO 50 s kuželovitostí 7:24. Větší výběr už byl v typu upínací části. Tady byl zvolen velmi rozšířený kleštinový upínač typu ER konkrétně DIN 6391.



Obr. 4 Nástrojový upínač (převzato z [7])

Vzhledem k tomu, že ani na nástroj nebyly zadány žádné požadavky, byl vybrán vzhledem na jednoduchost jeho modelování. Jedná se o válcovou čelní frézu.

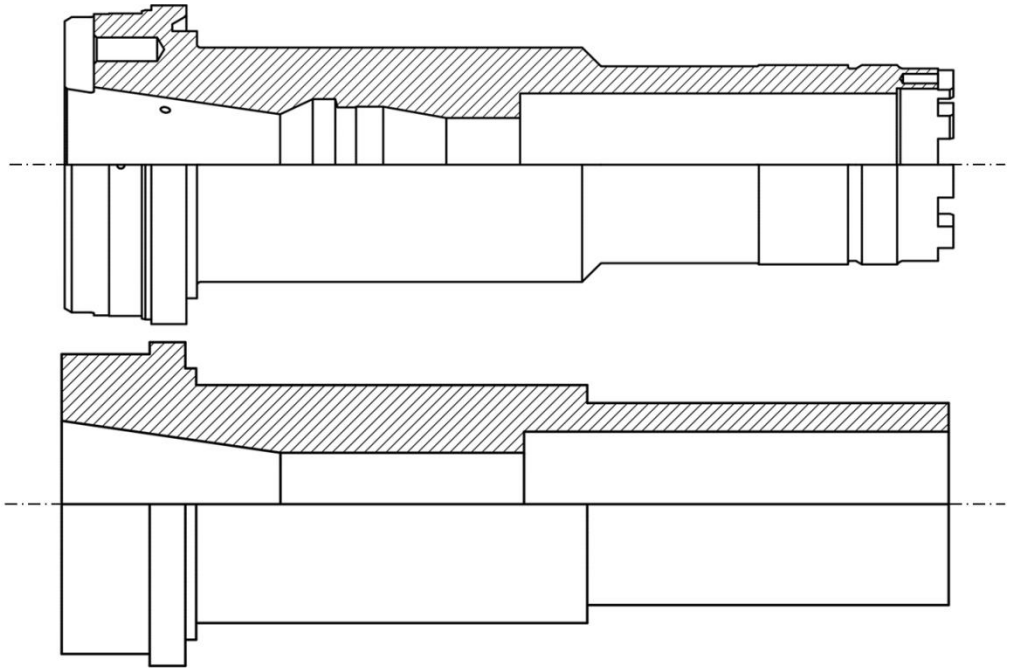
Obr. 5 Nástroj (převzato z [8])

3.1.3. Úprava CAD modelu

Protože byl dodán přesný 3D model, kterého geometrie je složitá a obsahuje prvky, jejichž význam při modální analýze můžeme zanedbat, bude model zjednodušen. Výhody tohohle postupu jsou:

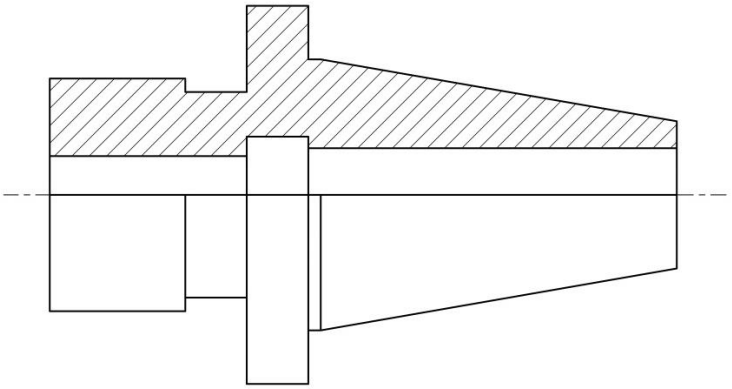
- jednoduší vytvoření pravidelné a rovnoměrné sítě
- použití menšího počtu prvků
- nižší výpočtová náročnost

Výsledné zjednodušení zobrazuje Obr. 6.



Obr. 6 Zjednodušení geometrie hřídele

Stejný přístup je volen při tvorbě nástroje (modelován jako válec) a upínače nástroje.



Obr. 7 Zjednodušení geometrie upínače

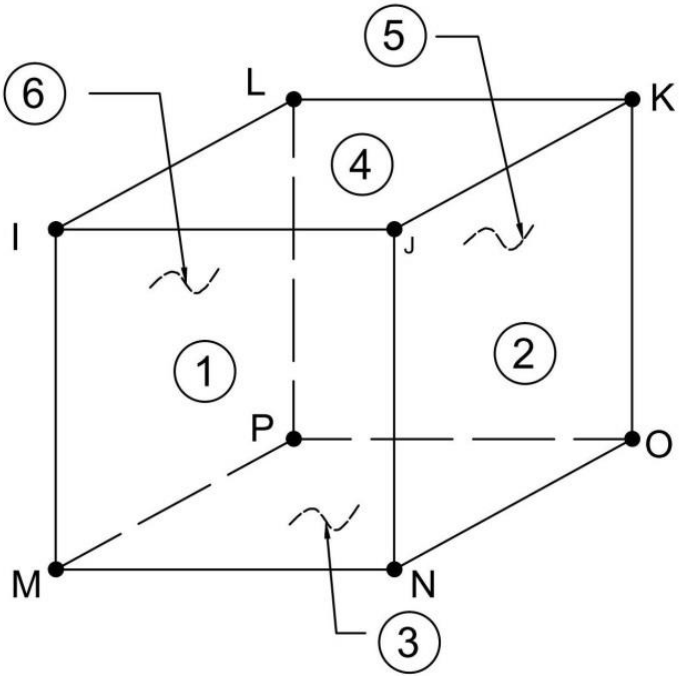
3.2. Modelování součástí metodou MKP

3.2.1. Volba typu elementu

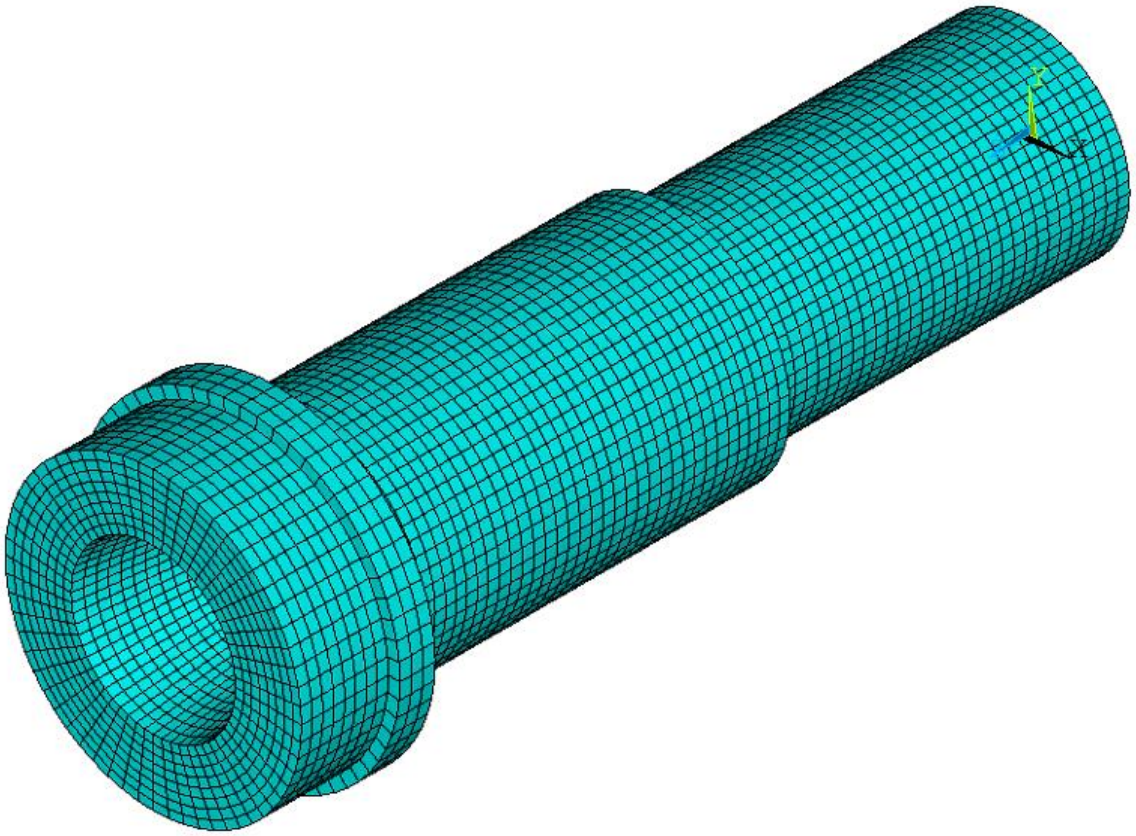
Základní princip MKP spočívá v rozdělení tělesa na konečný počet prvků (elementů).ANSYS nabízí několik možností, ze kterých můžeme vybírat. Zvolení vhodného typu elementu závisí od způsobu síťování, který chceme zvolit. Na výběr máme volné síťování a mapované síťování.

- *Volná torba konečnoprvkové sítě:*
  Volná tvorba sítě má hlavní výhodu v jednoduchosti tvorby sítě především na součástkách se složitým tvarem. Jejím použitím se vytváří nepravidelná struktura sítě, které je-li to možné, se snažíme vyhnout. Důvodem jen nárůst počtu prvků a zvyšování náročnosti výpočtu.
- *Mapovaná tvorba konečnoprvkové sítě:*
  Mapovaná tvorba sítě, nebo také sweep síťování (tažení sítě od začínající plochy ke konečné) umožňuje vytvoření rovnoměrné struktury sítě. No na součástce se složitým tvarem může být problém takové sítě dosáhnout, protože je nutné rozdělit ji na geometricky jednoduché části.

V tomhle případě byla u všech součástí zvolena mapovaná resp. sweep síť. Vybíráno bylo ze dvou prvků SOLID185 a SOLID186. Jako prvek byl použit SOLID 185 pro svou menší výpočetní náročnost. Jedná se o osmiuzlový prostorový šestistěn s uzly v každém vrcholu. Byl použit materiál o hustotě 7850 kg/m^3, Poissonovou konstantou 0,3 a modulem pružnosti 2,07e^{11} Pa.



Obr. 8 Geometrie prvku SOLID185



Obr. 9 Ukázka sítě hřídele

3.2.2. Vytvoření bodů rozhraní:

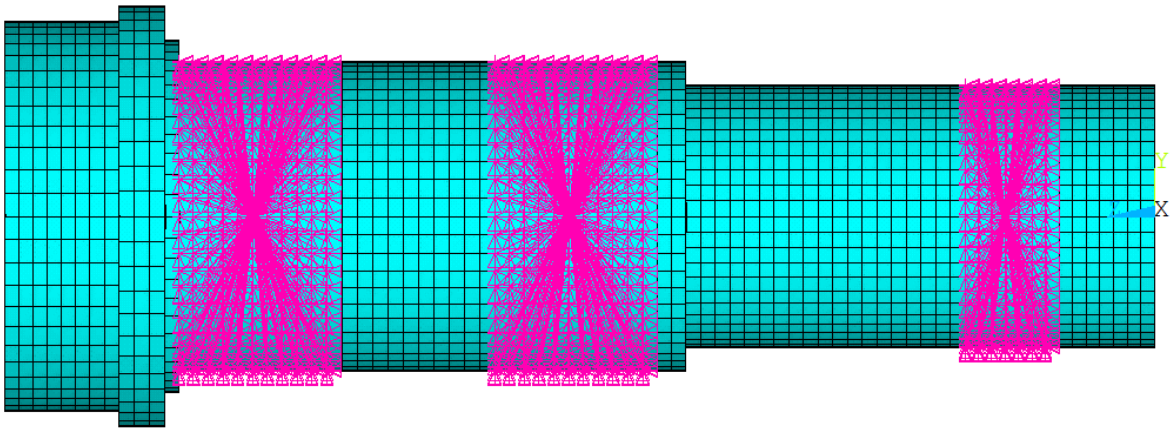
Když vytváříme model pro ADAMS, musíme si uvědomit, že není možné spojovat tělesa, působit silou nebo momentem na libovolnou plochu, ale jen na zvolené body rozhraní. Na tohle musíme pamatovat už při tvorbě MKP modelů. V tomhle případě, dochází k plošnému styku *hřídel – ložisko*, *hřídel – upínač nástroje*, *upínač nástroje – nástroj*. Abychom mohli sílu z jednoho bodu přenést na plochu, je nutné vytvořit síť, která propojí zvolený bod rozhraní s uzly na vybrané ploše. ANSYS doporučuje dva přístupy:

- propojení bodů rozhraní s uzly pomocí sítě prutů s vysokou tuhostí a minimální hmotností
- využití příkazu CERIG, který sváže stupně volnosti bodu rozhraní s vybranými uzly

V tomhle případě bylo využito příkazu CERIG. Na vytvoření samotných bodů rozhraní byl použit prvek MASS21 se šesti stupni volnosti a byla mu přidělena minimální hmotnost a setrvačnost.

V prvním pokusu byly vytvořeny tři body rozhraní pro styk hřídele s ložisky. Jeden bod pro jednu dvojici ložisek, tak jak je vidět na Obr. 10. Bod rozhraní byl propojen s celou plochou, kterou se ložiska s hřídelem dotýkali. Je potřebné si uvědomit, že svázáním bodů rozhraní s uzly na celé ploše příkazem CERIG, dojde k vytvoření dokonalé tuhé plochy. Pokud takovéto stykové plochy tvoří značnou část modelované součásti, může to příliš ovlivnit její

chování. Proto byla provedena modální analýza původního tělesa a tělesa s vyztuženými stykovými plochami. Výsledky jsou zaznamenány v tabulce Tab. 1. Porovnáním výsledků zjistíme nakolik je tímto postupem ovlivněno řešení.



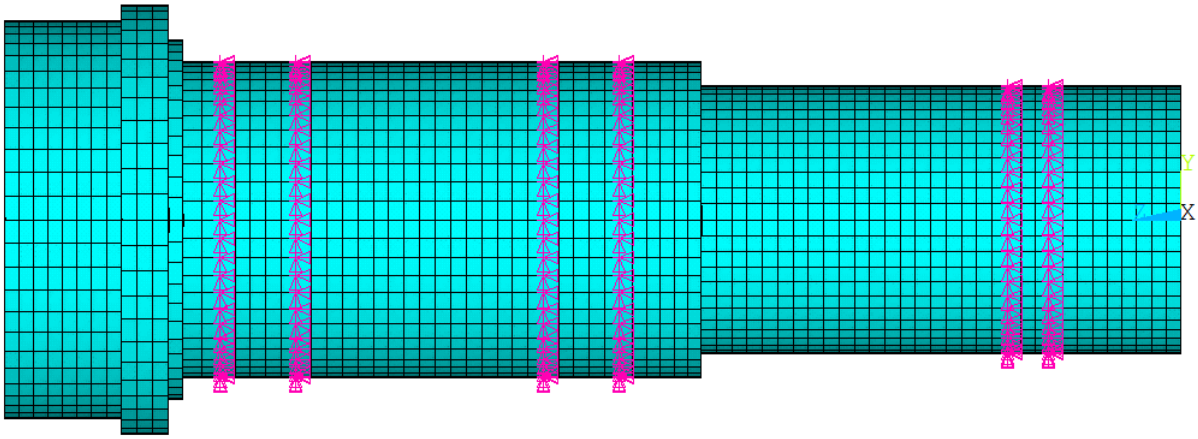
Obr. 10 Hřídel s třemi body rozhraní pro dvojice ložisek

Číslo módu	Vlastní frekvence bez bodů rozhraní [Hz]	Vlastní frekvence s body rozhraní [Hz]	Rozdíl vlastních frekvencí [Hz]	Procentuální rozdíl vlastních frekvencí [%]
7	2661,80	3031,70	369,90	12,20
8	2661,80	3031,70	369,90	12,20
9	4069,30	4739,10	669,80	14,13
10	5906,20	6983,90	1077,70	15,43
11	5906,20	6983,90	1077,70	15,43

Tab. 1 Porovnání vlastních frekvencí s body rozhraní a bez

Z výsledků je jasné, že tímhle přístupem dochází k příliš velkému vyztužení hřídele a jeho použití by mohlo značně ovlivnit simulace. Proto bylo vyzkoušeno řešení, kdy jsou stykové plochy zredukované na obvodovou čáru. Bylo vytvořeno šest bodů rozhraní, jeden pro každé ložisko. Výsledky tohoto postupu jsou v tabulce Tab. 2.

I když přenos sil z bodů rozhraní na obvodovou čáru namísto plochy nezodpovídá realitě, je zřejmé, že takovéto řešení ovlivní chování součásti o mnoho méně, jak vyplívá z porovnání vlastních frekvencí.



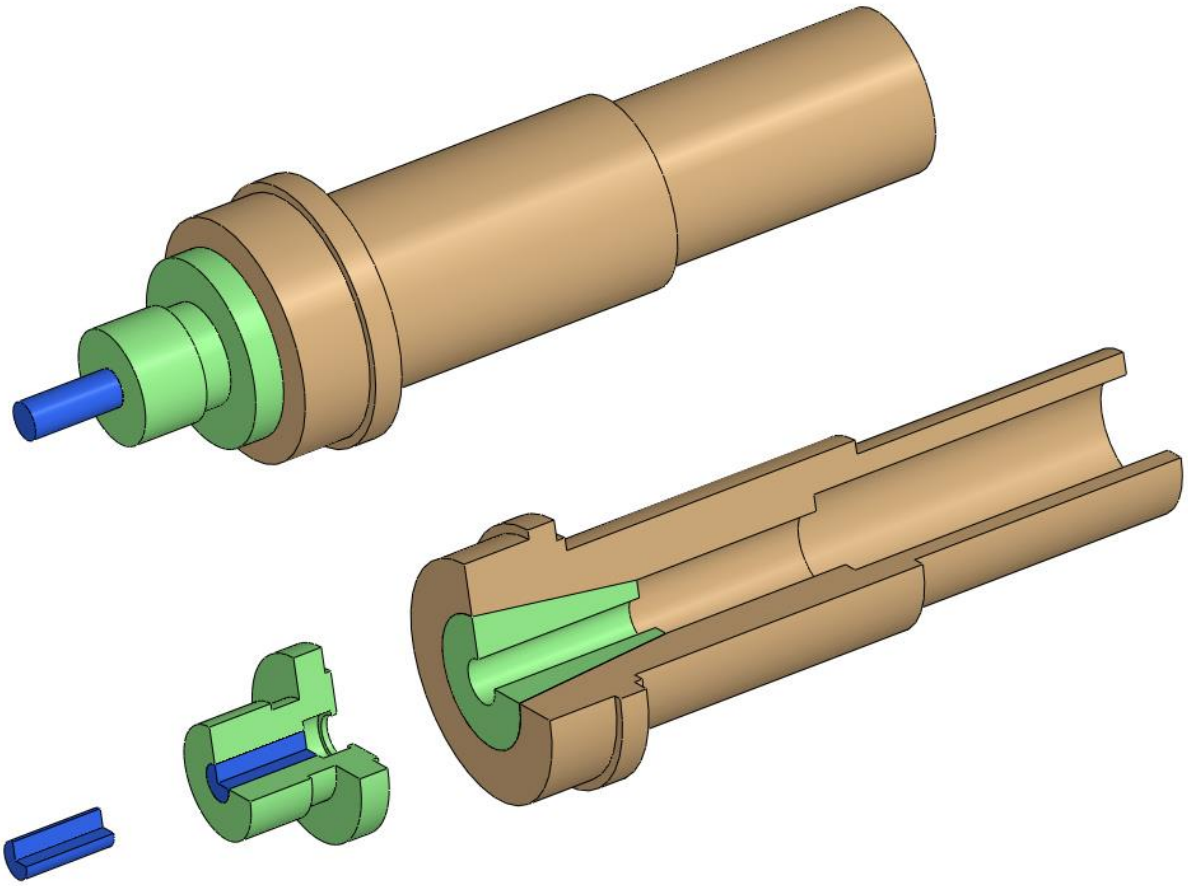
Obr. 11 Hřídel s šesti body rozhraní pro ložiska

Číslo módu	Vlastní frekvence bez bodů rozhraní [Hz]	Vlastní frekvence s body rozhraní [Hz]	Rozdíl vlastních frekvencí [Hz]	Procentuální rozdíl vlastních frekvencí [%]
7	2661,80	2700,60	38,80	1,44
8	2661,80	2700,60	38,80	1,44
9	4069,30	4069,30	0,00	0,00
10	5906,20	5951,10	44,90	0,75
11	5906,20	5951,10	44,90	0,75

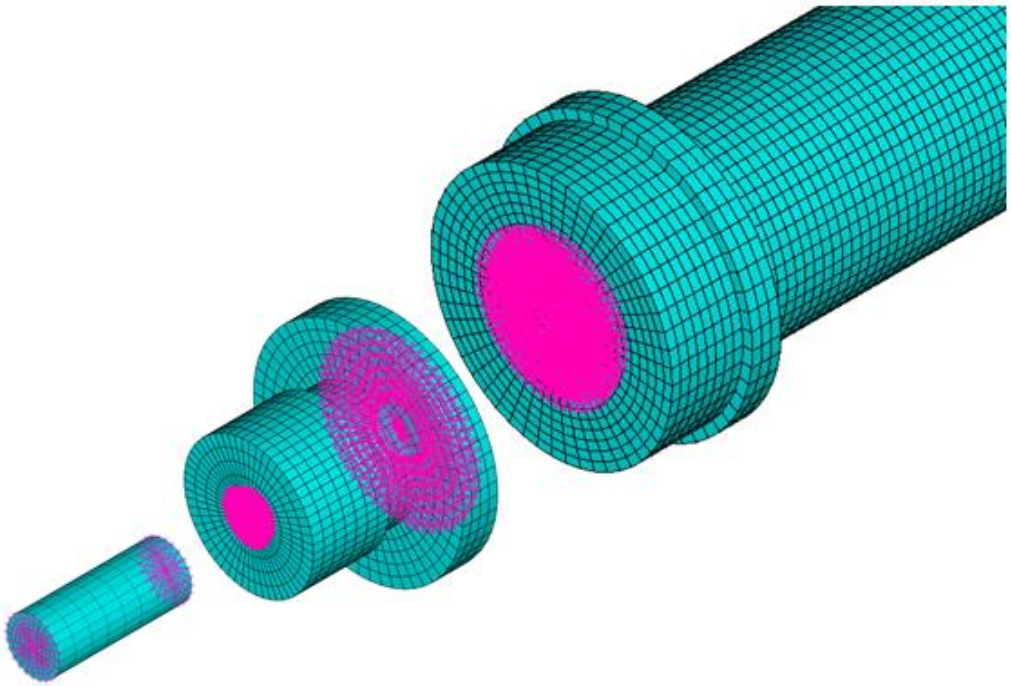
Tab. 2 Porovnání vlastních frekvencí s body rozhraní a bez

Podobný problém nastává také při propojení *hřídel – upínač nástroje* a *upínač nástroje – nástroj*, kde ale styčné plochy jsou větší a nemůžeme je podobným způsobem zanedbat. Také je potřeba uvažovat stykovou tuhost mezi těmito součástmi. Proto bude použit podobný přístup propojování součástí jako v [9].

Tohle řešení, zobrazeno na Obr. 12, spočívá v tom, že držák nástroje a nástroj je rozdělen na dvě části. Zadní část držáku, která je zasunuta v hřídeli, s ní bude napevno spojena. Ve výsledku to umožní tyto dvě součásti vytvářet jako jeden MKP model. Připojení přední části držáku bude provedeno až v programu ADAMS pomocí pružin simulující stykovou tuhost. Proto musí být na obou částech vytvořen bod rozhraní propojený na čelní plochu. Obdobný způsob je použit na propojení nástroje a držáku nástroje.



Obr. 12 Ukázka dělení součástí



Obr. 13 Ukázka čelních bodů rozhraní

3.2.3. Redukce do programu ADAMS

Při vytváření pružných těles metodou MKP, se pokoušíme přiblížit reálnému tělesu. U něj můžeme uvažovat nekonečné množství DOF (Degrees of Freedom). Tím, že těleso dělíme na velký počet menších prvků, dostáváme dostatečně velký no konečný počet DOF. Takovéto modely jsou vhodné na výpočet malých deformací. Použití v MBS simulacích, kdy se počítá s velkými přemístěními, by bylo výpočtově velmi náročné.

Aby bylo možné s pružnými tělesy efektivně pracovat i v prostředí MBS simulací, je nutné počet DOF zredukovat. ANSYS k tomu používá Craig-Bamtonovou redukci [10]. Ta zabezpečí, že přemístění tělesa v prostoru se počítá k lokálnímu vztažnému souřadnicovému systému tělesa, nikoliv ke každému bodu. Výpočet malých lineárních deformací je pak určen k lokálnímu souřadnicovému systému tělesa.

Craig-Bamtonova redukce vychází z toho, že malé lineární deformace pružného tělesa je možné vyjádřit lineární kombinací modálních tvarů a souřadnic. Modální souřadnice tvoří amplitudy modálních tvarů. Výsledné modální tvary popisující statické a dynamické chování se skládají ze dvou množin tvarů:

- *Constraint modes:*
  Při redukci na modelu vybíráme vytvořené body rozhraní, které slouží na ukotvení nebo aplikaci zatížení v programu ADAMS. Constraint modes jsou počítány tak, že v každém bodu a stupni volnosti je určen jednotkový posun, přičemž ostatní body jsou fixovány. Každému bodu rozhraní je přiřazeno 6 stupňů volnosti, takže výsledný počet modů je počet bodů vynásobený šesti.
- *Fixed-boundary normal modes:*
  V tomhle případě jsou všechny body rozhraní fixovány a modální analýzou se určí „vnitřní“ tvary mezi body. Počet vlastních tvarů si uživatel volí při spouštění redukce. Zadaný počet pak určuje frekvenční rozsah, do kterého může být těleso simulováno.

4. MBS modelování v programu ADAMS

MBS modelování přichází na řadu, když chceme zkoumat činnost celkového systému (ne jenom jednotlivou součást) skládajícího se z vícera těles, jakým je například obráběcí stroj nebo jeho část.

Pomocí MBS modelů je možné simulovat kinematické i dynamické chování vázaného mechanického systému v prostoru. Ten může být tvořen tuhými tělesy, ale taky tělesy poddajnými. Tělesa je možno spojovat různými vazbami (rotační, translační, cylindrická atd.), které povolením jen určitých stupňů volnosti simulují některá reálná spojení dvou těles. Další možností je spojení těles pomocí pružin a tlumičů. V případě použití pružných těles je také možné vyhodnocovat modální vlastnosti systému.

ADAMS podporuje importování těles s reální geometrií vytvořenou v CAD programu. To umožňuje získat lepší představu o chování systému. Protože je do ADAMS importována jenom geometrie součástí, jsou po přiřazení materiálu vypočteny hmotnosti a setrvačnosti těles.

I když ADAMS umožňuje vytváření aktuátorů a jejich následnou regulaci, jedná se hlavně o prostředí simulující mechanickou část systému. Při potřebě složitějších řídicích struktur je možné využít co-simulace s programem např. MATALAB/SIMULINK, který je na návrh řízení vhodnější.

4.1. Vytvoření modelu v programu ADAMS

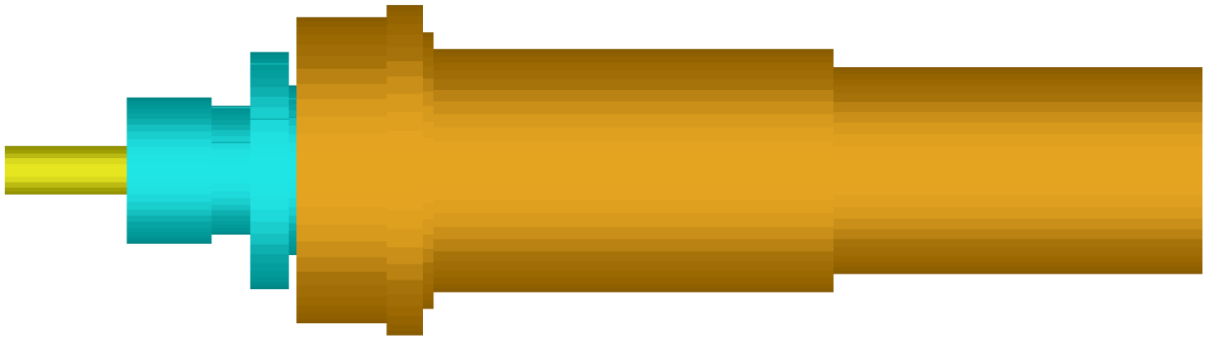
Jak vyplývá z předchozího textu, model sestává z vytvořených pružných těles hřídele, upínače a nástroje. Ty se do programu ADAMS importují pomocí MNF souborů vytvořených v MKP programu ANSYS. MNF soubor obsahuje informace o

- geometrii (polohu uzlů a bodů rozhraní)
- hmotnosti a setrvačnosti bodů
- modální tvary
- celkovou hmotnost
- tuhost tvarů módů

Neobsahuje však tlumení. To se zadává formou poměru s kritickým tlumením. Je možné ho nechat v defaultním módu, při kterém je tlumení aplikováno podle

- 1% tlumení pro módy s frekvencí nižší jak 100 Hz
- 10% tlumení pro módy s frekvencí mezi 100 Hz a 1000 Hz
- 100% tlumení pro módy s frekvencí vyšší jak 1000 Hz

Při importovaní pružných těles je vhodné zkontrolovat jestli se hodnoty vlastních frekvencí shodují s frekvencemi z MKP programu. Hodnota poměru tlumení byla namísto defaultního nastavení zvolena na hodnotu 0,004.



Obr. 14 Sestavený model v programu ADAMS

Číslo módu	Vlastní frekvence v programu ANSYS [Hz]	Vlastní frekvence v programu ADAMS [Hz]	Rozdíl vlastních frekvencí [Hz]	Procentuální rozdíl vlastních frekvencí [%]
7	2700,60	2720,68	20,08	0,74
8	2700,60	2720,68	20,08	0,74
9	4069,30	4152,18	82,88	2,00
10	5951,10	6110,43	159,33	2,61
11	5951,10	6136,43	185,33	3,02

Tab. 3 Porovnání vlastních frekvencí hřídele v programu ANSYS a ADAMS

Číslo módu	Vlastní frekvence v programu ANSYS [Hz]	Vlastní frekvence v programu ADAMS [Hz]	Rozdíl vlastních frekvencí [Hz]	Procentuální rozdíl vlastních frekvencí [%]
7	13465,00	13389,00	76,00	0,56
8	14079,00	14077,00	2,00	0,01
9	14079,00	14077,00	2,00	0,01

Tab. 4 Porovnání vlastních frekvencí upínače nástroje v programu ANSYS a ADAMS

Číslo módu	Vlastní frekvence v programu ANSYS [Hz]	Vlastní frekvence v programu ADAMS [Hz]	Rozdíl vlastních frekvencí [Hz]	Procentuální rozdíl vlastních frekvencí [%]
7	28170,00	26833,00	1337,00	4,75
8	28170,00	26833,00	1337,00	4,75
9	32039,00	31375,00	664,00	2,07

Tab. 5 Porovnání vlastních frekvencí nástroje v programu ANSYS a ADAMS

Z výsledků je vidět, že nejpřesněji se shodovaly vlastní frekvence upínače a hřídele. Naopak nástroj, který dosahoval nejvyšší vlastní frekvence je na tom s přesností nejhůř. Je nutno podotknout, že uvedené vlastní frekvence patří upraveným částem, jak zobrazuje Obr. 13.

4.1.1. Modelování ložisek

Dalšími součástmi, které musejí být zahrnuty v modelu, jsou ložiska. Ty díky své složitosti nebyly modelovány jako pružné tělesa ale budou nahrazeny pružným spojením s konstantní tuhostí pomocí prvku *bushing*. Ta dovoluje nastavit jak translační, tak rotační tuhost a tlumení ve všech směrech.

Tuhost ložisek bývá většinou určována experimentálně, co v tomhle případě nebylo možné. Řešení poskytuje nejnovější verze programu ADAMS (pro rok 2013), která obsahuje modul s knihovnou různých typů ložisek od různých výrobců. No jedná se o model s nelineární tuhostí, který pro získání LTI modelu není vhodný. Namísto toho bylo provedeno virtuální měření a ze známé zatěžující síly a statické výchylky byla vypočtena tuhost.

$$k_{r1} = \frac{F}{l_{r1}} = \frac{10000}{1.142e^{-4}} = 8.7e^{7}\ N/m$$

$$k_{a1} = \frac{F}{l_{a1}} = \frac{10000}{4.18e^{-5}} = 2.4e^{8}\ N/m$$

$$k_{r2} = \frac{F}{l_{r2}} = \frac{10000}{5{,}166e^{-5}} = 1.9e^{8}\ N/m$$

$$k_{a2} = \frac{F}{l_{a2}} = \frac{10000}{7.084e^{-5}} = 1.4e^{8}\ N/m$$

4.1.2. Výpočet stykových tuhostí

Protože stykové plochy dvou součástí nebudou nikdy tvořit dokonale hladkou plochu, nemůže být jejich spojení uvažované jako dokonale tuhé. Styková tuhost je dána povrchovými nerovnostmi, které můžeme rozdělit na:

- mikronerovnosti – vznikají při obrábění, kdy nástroj zanechává stopy v materiálu
- makronerovnosti – jedná se o zvlnění povrchu, které neumožňuje spojení v plném rozsahu

Protože uvažované stykové plochy jsou broušeny, můžeme uvažovat stykovou tuhost vznikající na základě mikronerovností. Podle [11] je styková tuhost určená na

$$k_s = 1\ MPa.\mu m^{-1}.$$

Při zatížení v místě nástroje vzniká na stykových plochách výstředné zatížení, a proto musíme uvažovat dva typy tuhostí:

Tuhost v posunutí

$$k_r = 2 \cdot l \cdot d_e \cdot k_s \tag{1}$$

$$d_e = \pi \cdot \frac{d}{4} \tag{2}$$

Tuhost v natočení

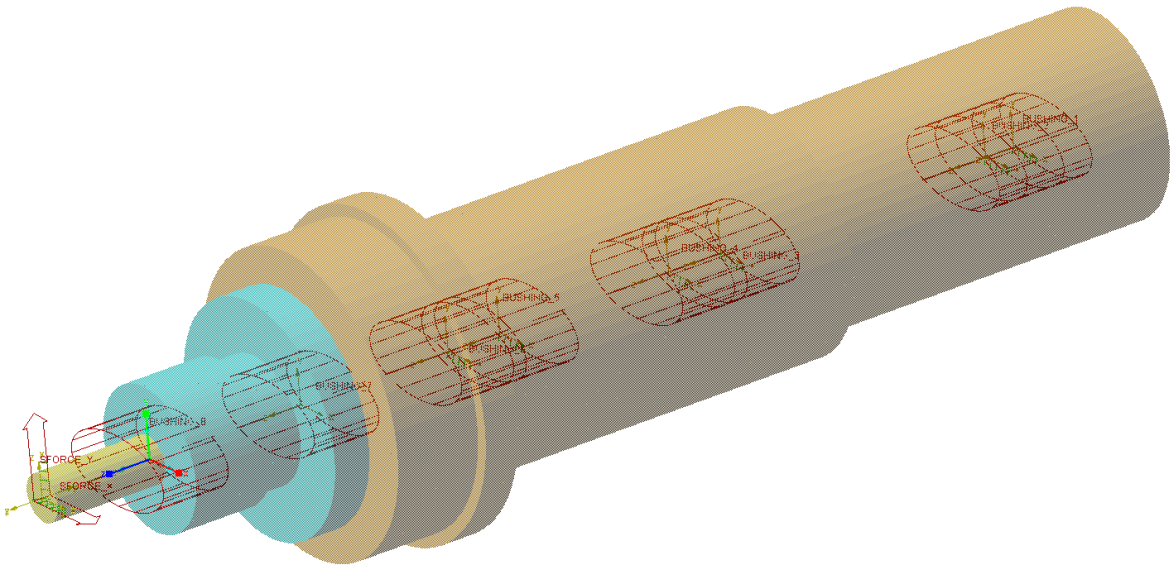
$$k_\varphi = \frac{1}{6} \cdot d_e \cdot l^3 \cdot k_s \tag{3}$$

kde d je průměr stykové plochy, d_e je ekvivalentní průměr, l je délka stykové plochy.

Uvedené vzorce platí pro válcovou plochu a proto pro výpočet stykové tuhosti kuželového spojení hřídele a upínače bude počítáno se středním průměrem. U stykových tuhostí mezi upínačem a nástrojem je potřeba brát do úvahy dvě stykové plochy a to *nástroj – kleština* a *kleština – upínač*. Výsledná tuhost bude počítána stejným způsobem jako dvě sériově řazené pružiny. Dále je třeba podotknout, že rovnice (3) uvažuje bod otáčení v těžišti spoje. Vzhledem k uvažovanému posunutému umístění pružin pro stykové tuhosti je nutné tuhosti v natočení přepočíst pro nové umístění. Propojení těles je stejně jako v případě ložisek řešeno prvkem *bushing*.

Tuhosti spojení hřídel – upínač		Tuhosti spojení upínač – nástroj	
k_{r1} *[N/m]*	$8.154e^9$	k_{r2} *[N/m]*	$9.996e^8$
$k_{\varphi 1}$ *[Nm/rad]*	$4.563e^6$	$k_{\varphi 2}$ *[Nm/rad]*	$1.388e^5$

Tab. 6 Vypočítané stykové tuhosti



Obr. 15 Model v programu ADAMS se zobrazeními náhradami ložisek a propojením součástí

4.2. Výběr způsobu aktivního tlumení

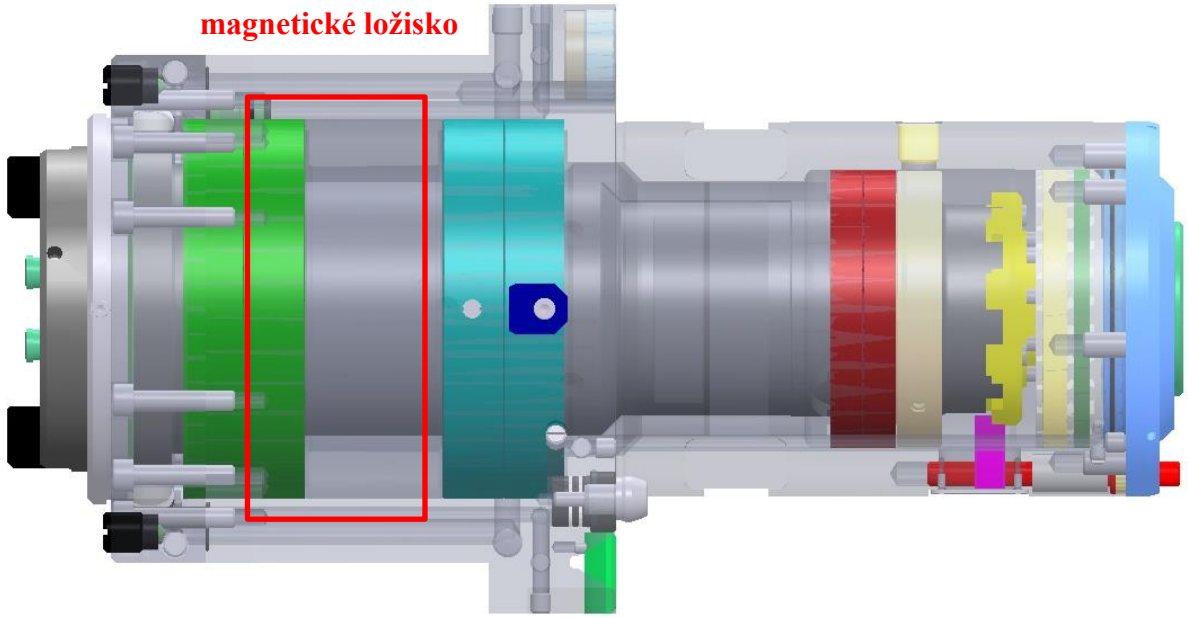
Aby bylo možné aktivně tlumit vibrace, je nutné do systému přidat vhodný aktuátor, který dokáže dostatečně rychle a přesně měnit svůj zásah do systému. Uvažovány byly dva typy aktuátorů:

- elektromagnetické ložisko
- piezoaktuátor

I když piezoaktuátor splňuje podmínky jako je velikost aplikované síly, přesnost a rychlost reakce, tak za jeho nevýhodu můžeme považovat nutnost aplikace síly na hřídel pomocí konvenčního ložiska. Tato nevýhoda odpadá při použití elektromagnetického ložiska, jež dokáže aplikovat sílu bezkontaktně a bude použité v této práci. Jeho nevýhodou je nelineární a nestabilní chování no v současnosti existují způsoby jak se s podobnými problémy vypořádat a budou představeny později.

4.2.1. Umístění magnetického ložiska

Když je vhodný aktuátor vybrán, další úlohou je jeho vhodné umístění. V tomhle případě je dané omezení konstrukcí obráběcí hlavy, která dovoluje umístění v přední části. Uvažováno je řešení, kdy první dvojice axiálních ložisek spolu s vymezovacím kroužkem bude nahrazena magnetickým ložiskem. Důležité je ovšem zkontrolovat jestli navrhované umístění se neshoduje některými uzlovými body modálních tvarů. Kdyby došlo k umístění aktuátoru do uzlového bodu nebo k jeho blízkosti, nemělo by na tlumení vibrací v oblasti vlastních frekvencí téměř žádný vliv. Proto je snaha umísťovat jej do míst, kde vícero vlastních tvarů dosahuje co největších výchylek.



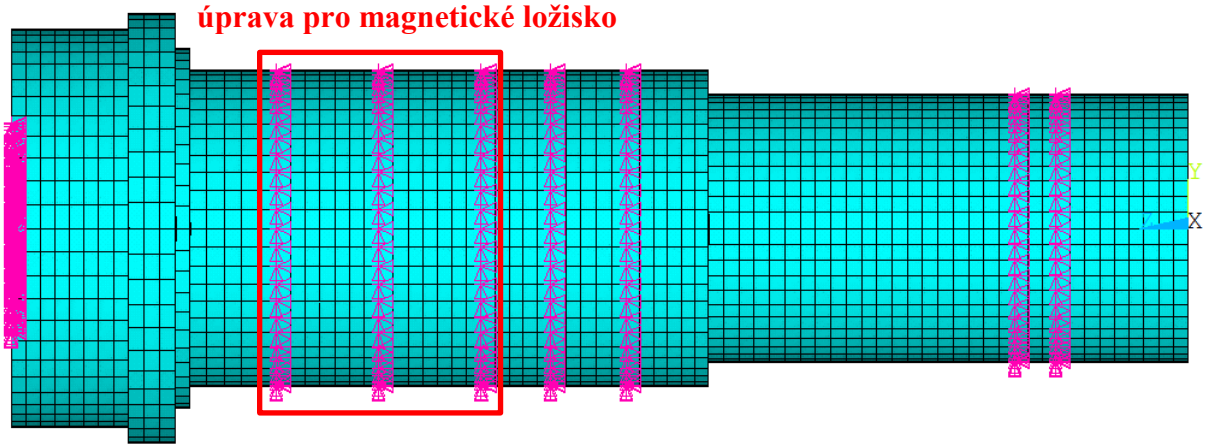
Obr. 16 Umístění magnetického ložiska

4.2.2. Úprava MKP modelu hřídele

Pro přidání magnetického ložiska je nutné také upravit body rozhraní na MKP modelu hřídele. Setkáváme se s podobným problémem jako při modelování propojení hřídele s ložisky. Magnetické ložisko působí na poměrně velkou plochu a proto ani tady nemůžeme svázat celou plochu k jednomu bodu. A protože se jedná o větší plochu, jako je plocha ložiska, bude působení magnetické síly rozděleno do trojice bodů umístěné na krajích a středě uvažovaného magnetického ložiska. Výsledné rozložení bodů rozhraní ukazuje Obr. 17.

Číslo módu	Vlastní frekvence v programu ANSYS [Hz]	Vlastní frekvence v programu ADAMS [Hz]	Rozdíl vlastních frekvencí [Hz]	Procentuální rozdíl vlastních frekvencí [%]
7	2712,3	2726,64	14,34	0,53
8	2712,30	2744,50	32,20	1,17
9	4068,30	4150,11	81,81	1,97
10	5959,60	6095,91	136,31	2,24
11	5959,60	6202,57	242,97	3,92

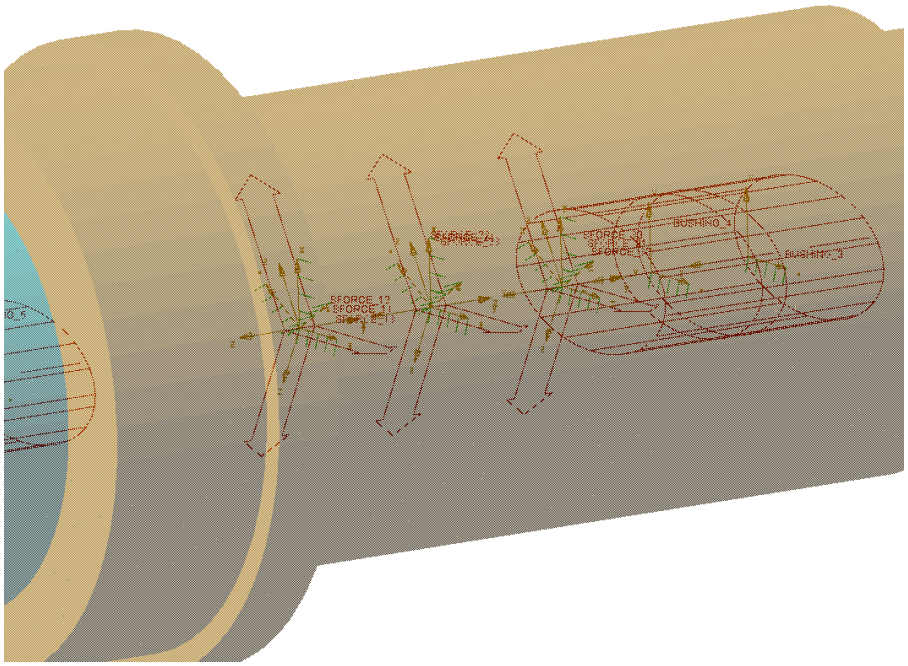
Tab. 7 Porovnání vlastních frekvencí hřídele upraveného pro magnetické ložisko v programu ANSYS a ADAMS



Obr. 17 Úprava hřídele pro magnetické ložisko

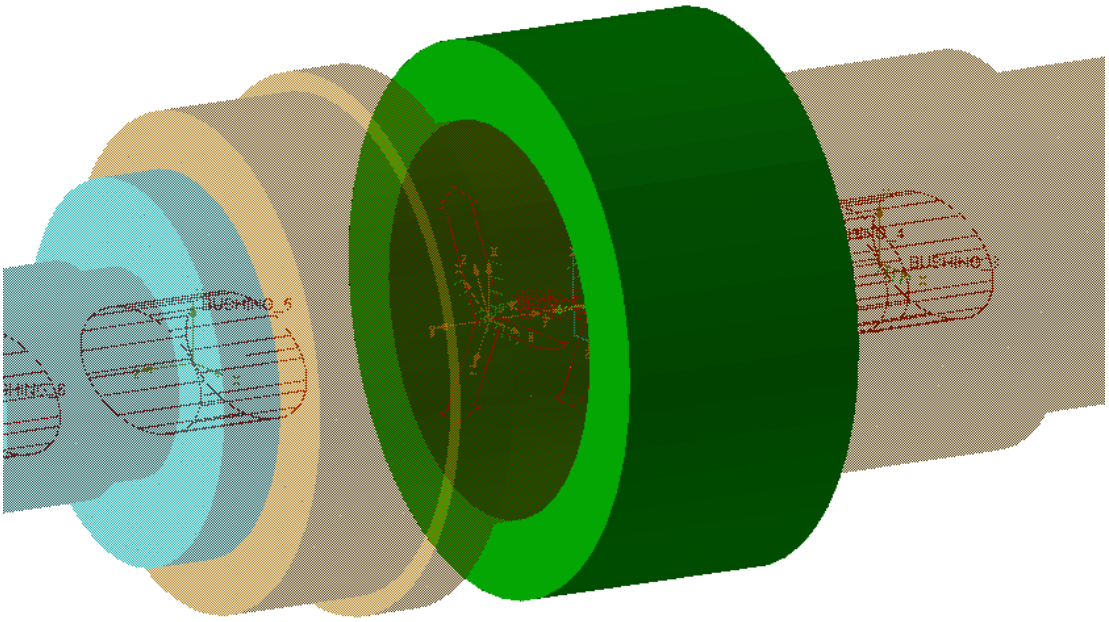
4.2.3. Realizace v programu ADAMS

V programu ADAMS je působení magnetické ložiska realizováno jednoduchým působením síly. Ta je v požadovaných směrech rozdělena do tří zvolených bodů rozhraní. Pro každý směr síly je vytvořena *state variable* a konkrétní hodnota bude počítána přes co-simulace v MATLAB/SIMULINK. Velikost vzduchové mezery bude určována k střednímu bodu rozhraní, kdežto měřená vzduchová mezera bude určována k přednímu bodu rozhraní z důvodu uvažovaného umístění snímače před ložiskem.



Obr. 18 Realizace magnetického ložiska v ADAMS

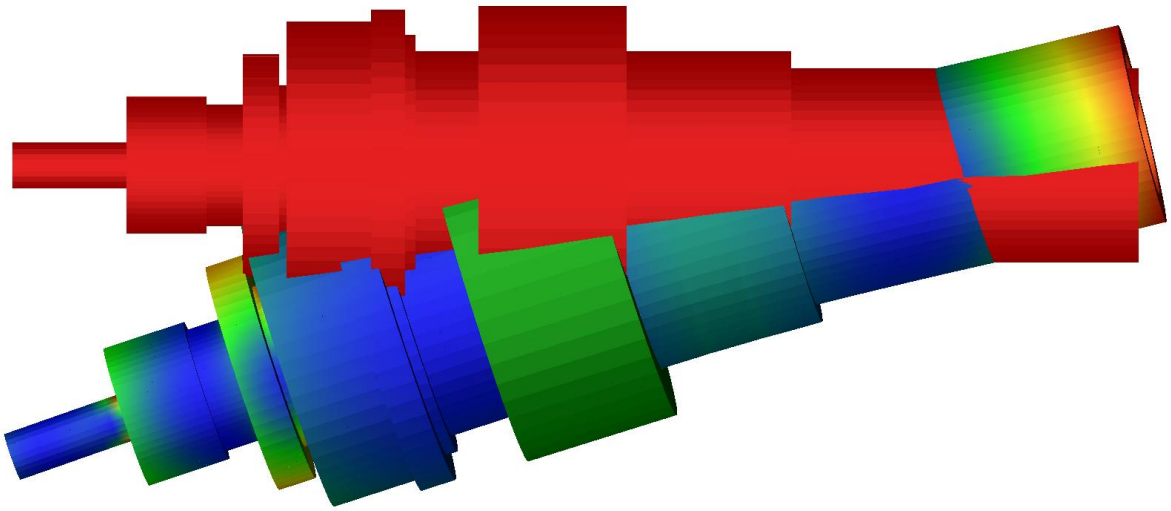
Při magnetickém ložisku se na hřídel umisťuje prstenec složený ze železných plechů pro snížení vlivu vířivých proudů. U takovéhoto laminovaného rotoru se předpokládá tuhost o hodně nižší než je tuhost hřídele. Je zavedeno zjednodušení, kdy je laminovaný rotor modelován jako tuhé těleso připojené pevnou vazbou ke střednímu bodu rozhraní. Takovýto přístup uvažuje při simulaci jenom s hmotností a setrvačností rotoru.



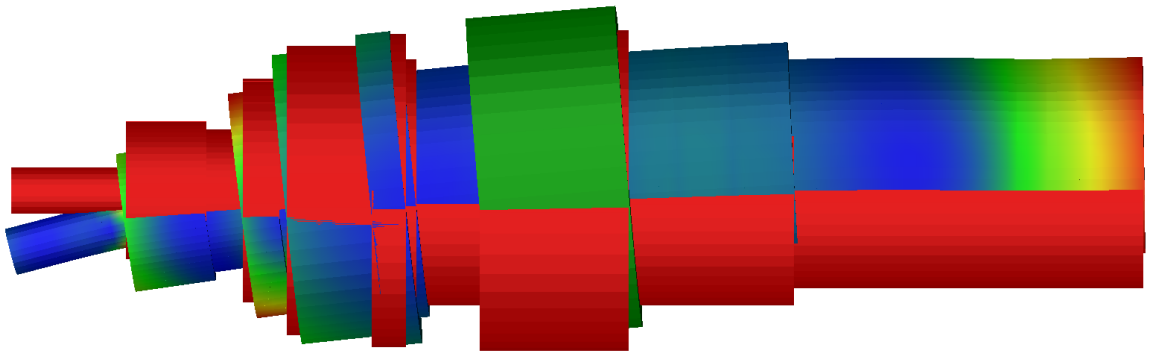
Obr. 19 Přidání laminovaného rotoru pro magnetické ložisko

4.2.4. Kontrola umístění

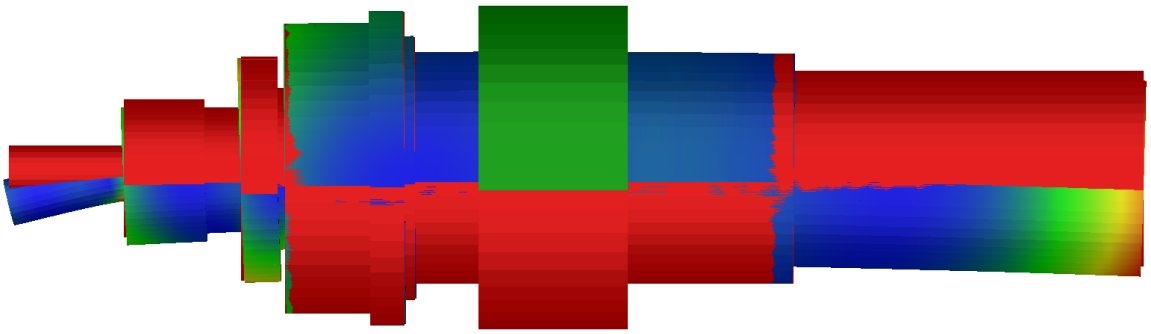
Následné zobrazení ukazuje vlastní tvary modelované soustavy v ADAMS, kde jednolitá červená barva zobrazuje nedeformovaný tvar. Zobrazeny jsou vlastní tvary, kde docházelo k výchylkám kolmým na osu rotace. Z obrázků několika prvních vlastních frekvencí (kdy amplituda výchylky bývá největší) je vidět, že magnetické ložisko se nachází v pozici mimo uzlového bodu.



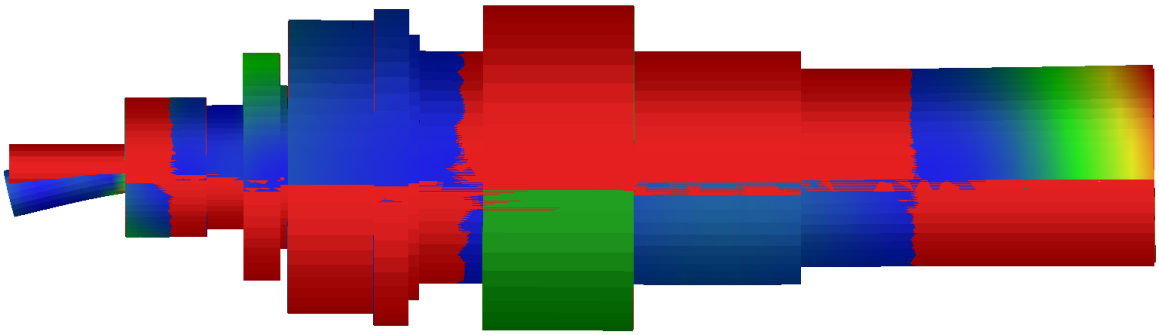
Obr. 20 Druhý vlastní tvar při frekvenci 258 Hz



Obr. 21 Pátý vlastní tvar při frekvenci 1415 Hz



Obr. 22 Sedmý vlastní tvar při frekvenci 2583 Hz



Obr. 23 Devátý vlastní tvar při frekvenci 3290 Hz

4.3. Vytvoření LTI modelu

Při návrhu řízení je vždy výhodné získat lineární model soustavy. V prostření ADAMS je na to určen modul *control*. Tento modul umožňuje vytvořit lineární stavový model, který je popsán maticemi A, B, C, D. Při použití linearizovaného modelu je potřeba pamatovat, že model bude odpovídat nelineárnímu jen v blízkém okolí bodu linearizace. V tomhle případě jsou předpokládány jen malé výchylky. Před vytvořením stavového modelu musí být nejdříve nadefinovány stavové proměnné jako vstupy a výstupy.

Vstupy:

- řezné síly působící na špičku nástroje
- síly od magnetického ložiska působící na hřídel

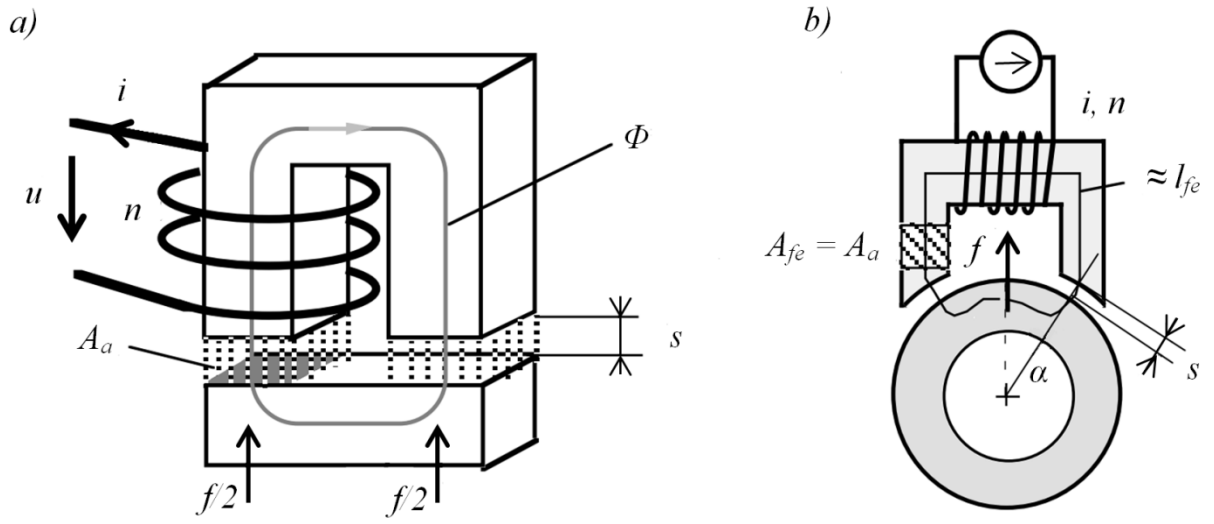
Výstupy:

- výchylka špičky nástroje
- výchylka v místě magnetického ložiska (střed) určující vzduchovou mezeru
- výchylka v místě magnetického ložiska (kraj) určující měřenou vzduchovou mezeru

Modul *control* nabízí také možnost co-simulace například s programem MATALB/SIMULINK. Použití takové co-simulace je vhodné např. při kontrole návrhu řízení, nakolik zanedbané nelinearity ovlivní účinnost regulace.

5. Modelování magnetického ložiska

5.1. Odvození modelu magnetické síly



Obr. 24 a) model elektromagnetu b) model radiálního magnetického ložiska (převzato z [12])

Předtím než začneme modelovat magnetické ložisko a navrhovat vhodné řízení musíme si zvolit, kterou veličinu chceme řídit. I když se v praxi pro napájení většiny elektrických zařízení používá napěťový zdroj, volba napětí jako řízené veličiny vede na složitější řešení. Je to kvůli dynamické závislosti mezi napětím a proudem v cívce. Ta je vyjádřena pomocí vztahu

$$u = R \cdot i + L \cdot \frac{di}{dt}, \tag{4}$$

kde, u je napětí, R je odpor vinutí, L je indukčnost cívky. Pokud si ale zvolíme proudový zdroj, řešení se zjednoduší. Platí, že proud přecházející cívkou vytvoří magnetický tok, který vytvoří přitažlivou sílu. Vycházet můžeme z Hopkinsonova zákona

$$\emptyset \cdot R_m = n \cdot i\,, \tag{5}$$

kde, i je proud přecházející cívkou, n je počet vinutí, $\emptyset$ magnetický tok a R_m je magnetický odpor. Ten vypočteme ze vztahu

$$R_m = \frac{l}{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot A_a}, \tag{6}$$

kde l je střední délka magnetické siločáry, která je rovna součtu magnetické siločáry v železe l_{fe} a ve vzduchové mezeře s, A_a je plocha vzduchové mezery (uvažujeme že $A_a = A_{fe}$), $\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}\, Hm^{-1}$ je permeabilita vakua a μ_r je relativní permeabilita. V tomhle případě budeme uvažovat zjednodušení:

- zanedbáním magnetického odporu železa
- uvažováním, že relativní permeabilita vzduchu je $\mu_r = 1$

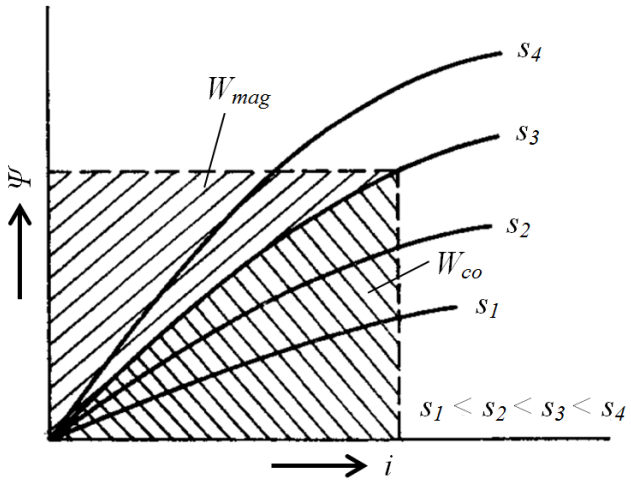
Podle toho upravíme vztah (6) do podoby

$$R_m(s) = \frac{2 \cdot s}{\mu_0 \cdot A_a}, \tag{7}$$

Další potřebujeme spočíst indukčnost cívky *L*. Tady vyjdeme ze vztahu mezi magnetickým tokem a proudem

$$L \cdot i = \emptyset \cdot n\,, \tag{8}$$

$$L(s) = \frac{n^2}{R_m(s)}, \tag{9}$$



Obr. 25 Magnetická energie a koenergie s proměnnou vzduchovou mezerou (převzato z [13])

Pro výpočet magnetické síly budeme vycházet z koenergie W_{co}, která je označena jako šrafovaná plocha pod magnetizační křivkou s_3 na Obr. 25 a vypočítá se

$$W_{co} = \int_0^i \psi\,(i,s)di\,, \tag{10}$$

kde $\psi = L(s) \cdot i$ je spřažený magnetický tok. Pak výsledná magnetická síla F_m je [13]

$$F_m = \frac{\partial W_{co}(i,s)}{\partial s}, \tag{11}$$

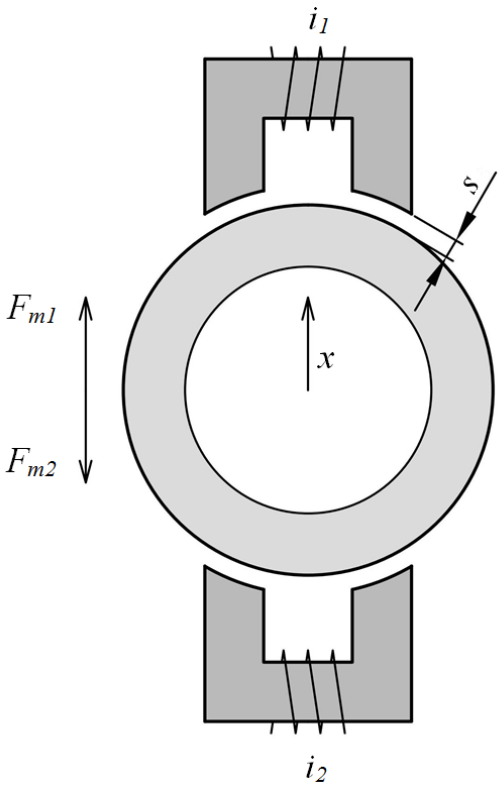
$$F_m = \frac{1}{4} \cdot \mu_0 \cdot A_a \cdot n^2 \cdot \frac{i^2}{s^2} = k_m \cdot \frac{i^2}{s^2}\,. \tag{12}$$

Odvozená magnetická síla popisuje model elektromagnetu na obrázku Obr. 24 a), no v případě magnetického ložiska je průřez A_a sklopen pod určitým uhlem α daným konstrukčním řešením ložiska. Proto je síly třeba ještě vynásobit konstantou $\cos(\alpha)$.

$$F_m = k_m \cdot \frac{i^2}{s^2} \cdot \cos(\alpha)\,. \tag{13}$$

$$F_m = K_m \cdot \frac{i^2}{s^2}\,. \tag{14}$$

Při použití elektromagnetu je potřeba si uvědomit, že dokáže působit přitažlivou silou. Proto pro stabilizování tělesa (v jednom směru) je zapotřebí použít další elektromagnet působící opačným směrem.



Obr. 26 Konfigurace magnetického ložiska působící v jednom směru

Dále je třeba si uvědomit, že model síly v takovémto tvaru by při nulové vzduchové, mezeře vykazoval nekonečnou sílu. To však není možné. V reálném magnetickém ložisku taky nemůže dojít k dokonalému kontaktu rotoru a statoru. Na základě toho můžeme model upravit přičtením určité malé konstanty c k hodnotě vzduchové mezery. Konstantu musíme zvolit dostatečně malou, aby neovlivňovala model při větších hodnotách vzduchové mezery, ale také musí velikost síly při „kontaktu“ přibližně odpovídat realitě. Pro dva protilehlé elektromagnety je pak výsledná síla popsána rovnicí

$$F_{mv} = F_{m1} + F_{m2} = \frac{K_m \cdot i_1^2}{(s - x + c)^2} - \frac{K_m \cdot i_2^2}{(s + x + c)^2}\,, \tag{15}$$

kde i_1, i_2 jsou proudy v horném a dolním elektromagnetu, x je velikost výchylky.

5.2. Linearizace modelu magnetické síly

Při pohledu na rovnici (14) vidíme, že magnetická síla je přímo úměrně závislá na druhé mocnině proudu a nepřímo na druhé mocnině velikosti vzduchové mezery. Navrhovat řízení pro takhle nelineární systém je velice obtížné, proto je potřeba jej linearizovat. Rozebrané budou dva způsoby a to

- pomocí rozvoje do Taylorovy řady
- pomocí nelineární kompenzace

5.2.1. Rozvoj do Taylorovy řady

Při použití Taylorova rozvoje je potřeba zvolit body linearizace jak pro proud vedený do obou protilehlých elektromagnetů v podobě konstantního proudu I_0, tak pro velikost vzduchové mezery. Ta je určena podle nulové polohy rotoru. Obyčejně se nastavuje konstantní proud na polovinu maximálního proudu, co vytvoří čtvrtinové předpětí maximální síly. Řídící proud se pak v kladném směru působení síly přičítá a měřená výchylka odčítá. Pro záporný směr síly se znaménka prohodí [14].

$$F_{mv} = K_m \cdot \left[\frac{(I_0 + i)^2}{(s - x + c)^2} - \frac{(I_0 - i)^2}{(s + x + c)^2} \right] \tag{16}$$

Použitím Taylorova rozvoje pak dostáváme rovnici

$$F_{ml} = K_m \cdot \left[4 \cdot \frac{I_0^2}{(s + c)^3} \cdot x + 4 \cdot \frac{I_0}{(s + c)^2} \cdot i \right], \tag{17}$$

$$F_{ml} = K_x \cdot x + K_i \cdot i\,. \tag{18}$$

Výhody a nevýhody Taylorova rozvoje

Mezi výhody tohoto způsobu linearizace patří schopnost poměrně rychlé změny působící síly. V případě nulové výchylky je maximální změna síly omezena podle

$$\left| \frac{dF_{ml}}{dt} \right| = \frac{\mu_0 \cdot n^2 \cdot A_a \cdot I_0}{s^2} \cdot \left| \frac{di}{dt} \right|_{max}. \tag{19}$$

Velikost změny proudu závisí na maximálním možném dodávaném napětí proudového zdroje a na indukčnosti cívky podle

$$\left| \frac{di}{dt} \right| \leq \frac{u_{max}}{L}. \tag{20}$$

Z rovnic (19), (20) a (9) dostáváme maximální změnu síly určenou podle

$$\left| \frac{dF_{ml}}{dt} \right| \leq 2 \cdot I_0 \cdot \frac{u_{max}}{s}. \tag{21}$$

Z rovnice (21) vyplývá, že maximální možná změna síly závisí na zvoleném konstantním proudu I_0. S kvalitním proudovým zdrojem se vhodným nastavením konstantního proudu dá dosáhnout velký rozsah působící síly [15].

Naopak mezi nevýhody patří malá přesnost v případě větší výchylky rotoru, kdy se dostává dále od bodu linearizace. Model si zachovává přesnost jen v jeho blízkém okolí. Další nevýhoda je neustálá spotřeba energie díky konstantnímu proudu a odporu cívky. To způsobuje větší provozní náklady, ale také větší zahřívání a potřebu lepšího chlazení.

5.2.2. Nelineární kompenzátor

Nelineární kompenzátor pracuje na principu zpětnovazební linearizace, kdy je do systému zavedena vnitřní zpětnovazební smyčka vytvářející nové řídící vstupy, za účelem linearizovat závislost mezi novými řídícími vstupy a výstupy systému.

Při návrhu nelineární kompenzace vycházíme z rovnice magnetické síly (14). Jako novou řídící veličinu volíme předpokládanou sílu, kterou má elektromagnet působit a počítána bude velikost proudu, který požadovanou sílu vyvolá

$$i = \sqrt{\frac{F_p}{K_m}}(s - x + c)^2 \,. \tag{22}$$

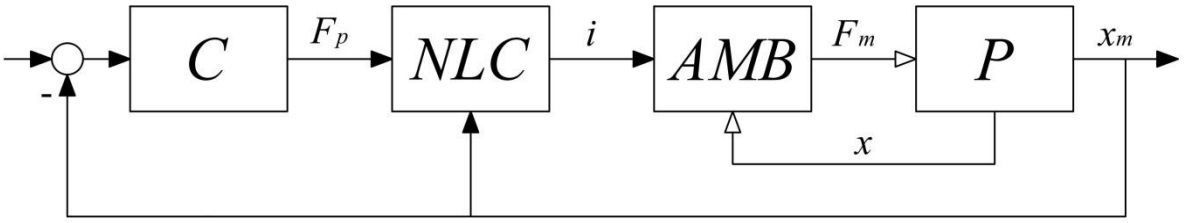
Pokud uvažujeme systém podle Obr. 26, je třeba zabezpečit, aby byl vždy napájen jenom jeden elektromagnet. Kritérium pro spínání jednotlivých elektromagnetů je určováno podle znaménka F_p [14]:

- jestli je $F_p > 0$, bude napájen jenom horní elektromagnet a napájení dolního bude vypnuté

$$\begin{aligned} i_1 &= \sqrt{\frac{F_p}{K_m}}(s - x + c)^2 \\ i_2 &= 0 \end{aligned} \tag{23}$$

- jestli je $F_p < 0$, bude napájen jenom spodní elektromagnet a napájení horního bude vypnuté

$$\begin{aligned} i_1 &= 0 \\ i_2 &= \sqrt{\frac{F_p}{K_m}}(s + x + c)^2 \end{aligned} \tag{24}$$



Obr. 27 Blokový diagram zapojení nelineární kompenzace (NLC), magnetického ložiska (AMB), řízení (C) a mechanického modelu (P)

Výhody a nevýhody nelineární kompenzace

Tak jako při Taylorovém rozvoji i tady určíme závislost maximální možné změny působící síly. Vycházet můžeme z rovnice síly (14) přepsané do podoby

$$F_m = \frac{\emptyset^2}{A_a \cdot \mu_0}, \tag{25}$$

kde $\emptyset$ je magnetický tok počítaný podle

$$\emptyset = \frac{A_a \cdot \mu_0 \cdot n \cdot i}{2 \cdot s}. \tag{26}$$

Vztah pro změny působící síly je

$$\left|\frac{dF_m}{dt}\right| \leq \frac{2}{A_a \cdot \mu_0} |\emptyset||\dot{\emptyset}|, \tag{27}$$

$$|\dot{\emptyset}| \leq \frac{u_{max}}{n}. \tag{28}$$

Z rovnic (26), (27) a (28) dostáváme výsledný vztah

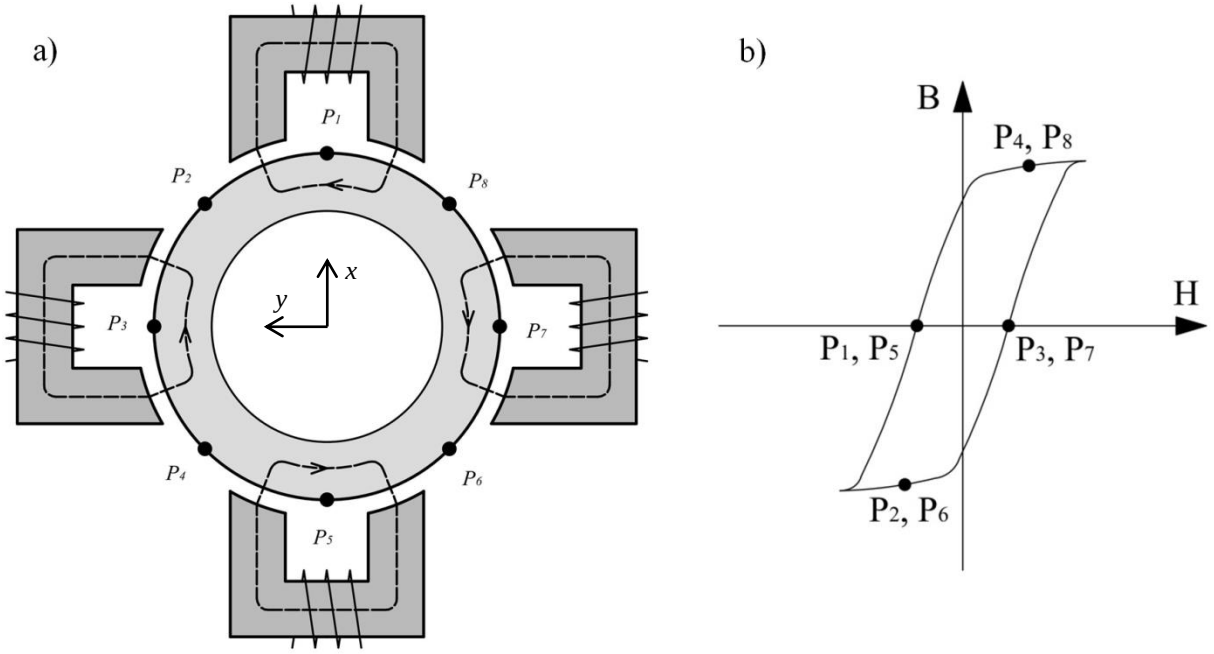
$$\left|\frac{dF_m}{dt}\right| \leq \frac{2 \cdot u_{max}}{n \cdot \sqrt{\mu_0 \cdot A_a}} \cdot \sqrt{|F_m|}. \tag{29}$$

Z rovnice (29) vidíme, že maximální změna působící síly je závislá od aktuální působící síly. To je na rozdíl od linearizace konstantním proudem nevýhoda v případě, že aplikována síla je malá [15]. Dalším problém je, že uvedená rovnice magnetické síly uvažuje ideální elektromagnet. V reálném použití může být potřeba přesnějšího popisu síly, co může být komplikované. Problém může být také v přesnosti měření výchylky, která je vedená v zpětné vazbě.

Naopak výhoda nelineární kompenzace je širší rozsah použití než při Taylorovém rozvoji, protože díky zpětné vazbě od měřené polohy dochází k linearizaci v každém okamžiku. Další výhodou je, že do elektromagnetů není veden žádný konstantní proud, což je výhodné jak z ekonomického hlediska tak i z tepelného, protože můžeme očekávat menší zahřívání.

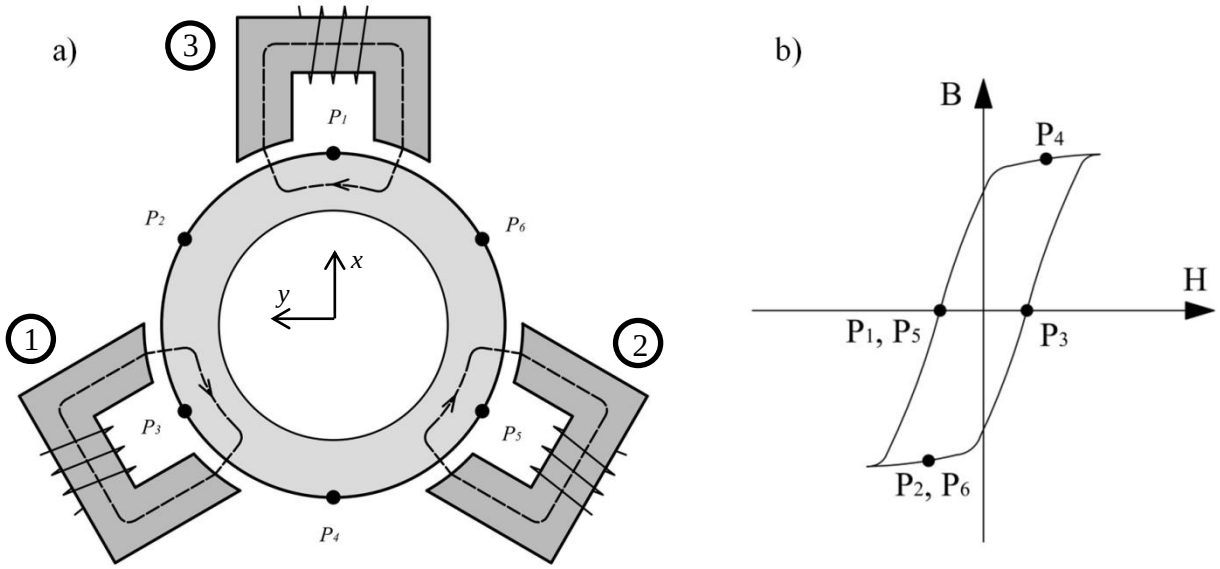
5.3. Volba počtu pólů

Při návrhu magnetického ložiska je potřeba nejdříve zvolit počet pólů. Nejčastější volbou bývá osmipólové ložisko (čtyři pólové dvojice). Dvojice umístěné proti sobě a pootočené o 90° jak je znázorněno na Obr. 28 a). Je možné také zvolit jinou variantu v podobě šestipólového ložiska (tři pólové dvojice). Tady jsou pólové dvojice pootočené vůči sobě o 120°, znázorněno na Obr. 29 a).



Obr. 28 a) schéma osmipólového magnetického ložiska b) příklad magnetické hystereze

Při porovnání zjistíme, že obě varianty mají své výhody i nevýhody. Osmipólové ložisko, při zachování stejných parametrů, dokáže aplikovat na rotor větší sílu ve všech směrech než šestipólové. Další výhodou je, že v osmipólovém ložisku nedochází téměř vůbec k tzv. coupling-u, kdy síla v horizontálním směru ovlivňuje výchylku ve směru vertikálním. Naopak jeho nevýhodou je vyšší počet zesilovačů, pro každou cívku jeden. Ty bývají cenově náročné a tvoří podstatnou část ceny celého systému magnetického ložiska. U šestipólového ložiska se také díky nižšímu počtu pólových dvojic vytváří více místa pro proudění vzduchu, co zlepšuje chlazení. Výhoda nižšího počtu pólových dvojic se také ukáže při pohledu na Obr. 28 b) a Obr. 29 b), kde vidíme příklady magnetických hysterezí. Z obrázků je možné si všimnout, že menší počet pólů způsobí nižší frekvenci přemagnetovaní. Z Obr. 28 vidíme, že když bod při jedné otáčce prochází pozicemi P1 až P8 na hysterezní křivce vykoná dva cykly. Kdežto u šestipólového na Obr. 29 b) vidíme, že bod vykoná o půl cyklu méně. To vede na nižší ztráty v železe v rotoru a také na jeho menší zahřívání [16].



Obr. 29 a) schéma šestipólového magnetického ložiska b) příklad magnetické hystereze

5.4. Parametry navrženého magnetického ložiska

A_a	Plocha vzduchové mezery	*0,002*	*[m^2]*
n	Počet závitů	*300*	*[-]*
s	Velikost vzduchové mezery	*0,0005*	*[m]*
c	Konstanta minimální vzduchové mezery	*0,00001*	*[m]*
i_{max}	Maximální velikost proudu	*20*	*[A]*
α	Úhel sklopení pólu	*25*	*[°]*

6. Návrh řízení

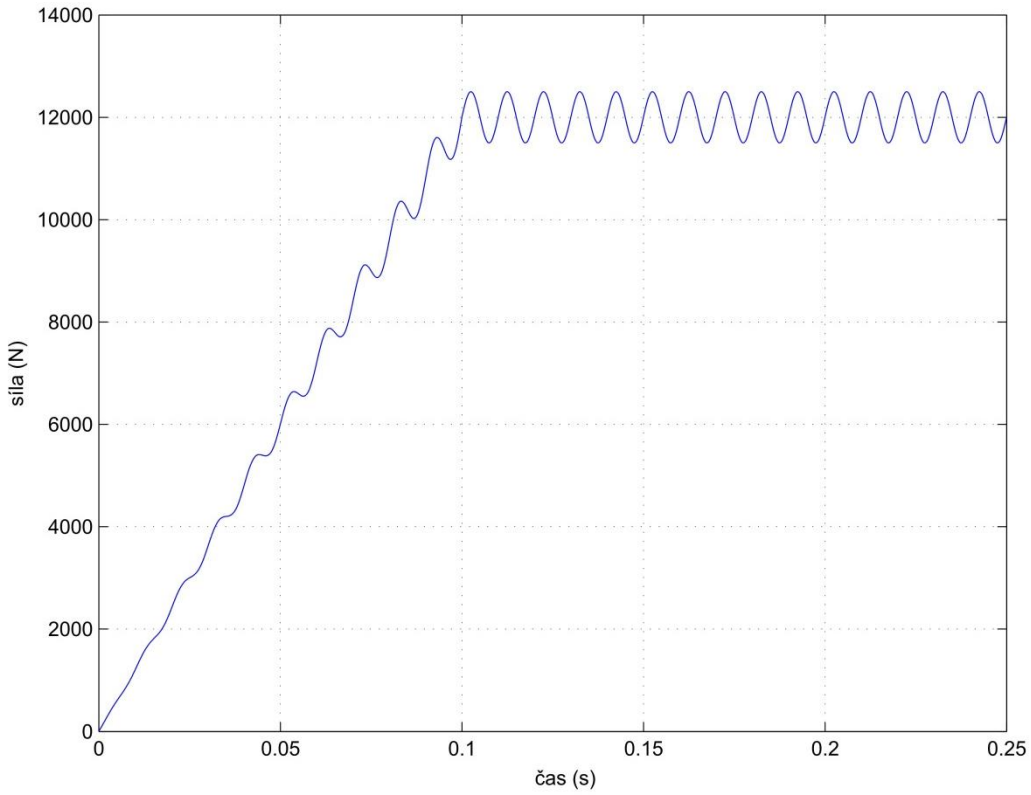
6.1. Redukce LTI modelu

Jak bylo napsáno v kapitole *4.3*, program ADAMS umožňuje generování LTI modelu pro MATLAB/SIMULINK. Zvolením pěti vstupů a osmi výstupů dostáváme model s maticemi A (204 x 204), B (204 x 5), C (8 x 204), D (8 x 5). V takovémto modelu jsou zahrnuty všechny módy. U módů s vysokými frekvencemi se předpokládá mnohem menší přesnost než u módů nižších a také jejich přínos do systému je mnohem nižší. Proto byla provedena redukce.

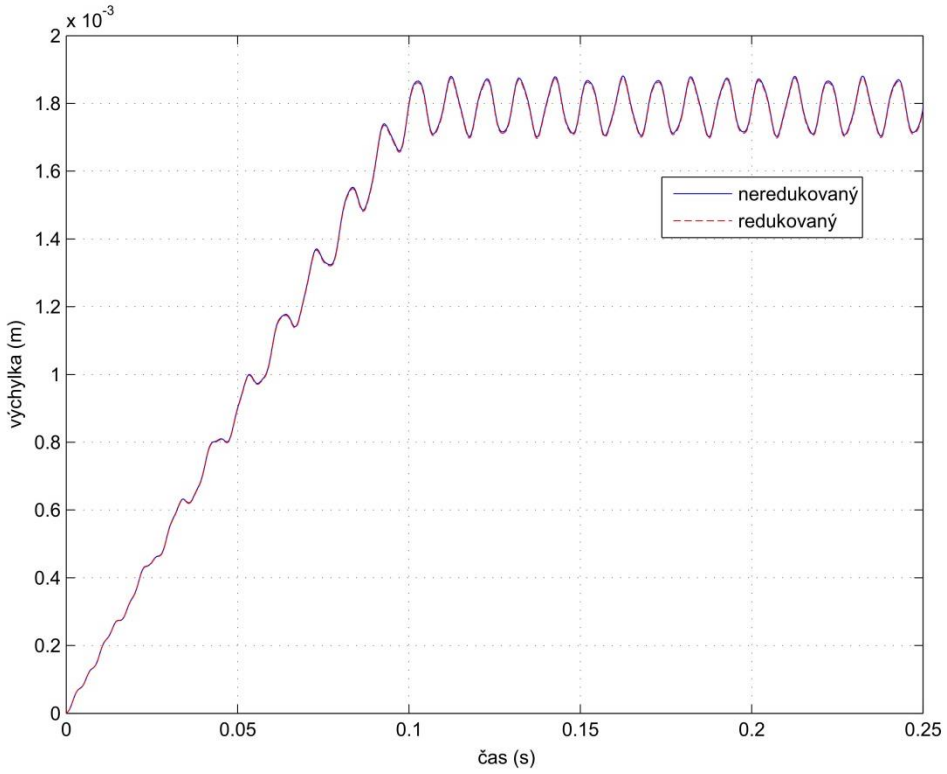
Redukce vychází z kanonického tvaru LTI modelu [17]. Při úpravě modelu do tohoto tvaru se LTI model rozdělí do dílčích buněk obsahujících jednotlivá vlastní čísla. Pro příklad by model s vlastními čísly $(\lambda_1, \sigma \pm j\omega, \lambda_2)$ měl matici A v tvaru

$$\begin{bmatrix} \lambda_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \sigma & \omega & 0 \\ 0 & -\omega & \sigma & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \lambda_2 \end{bmatrix}$$

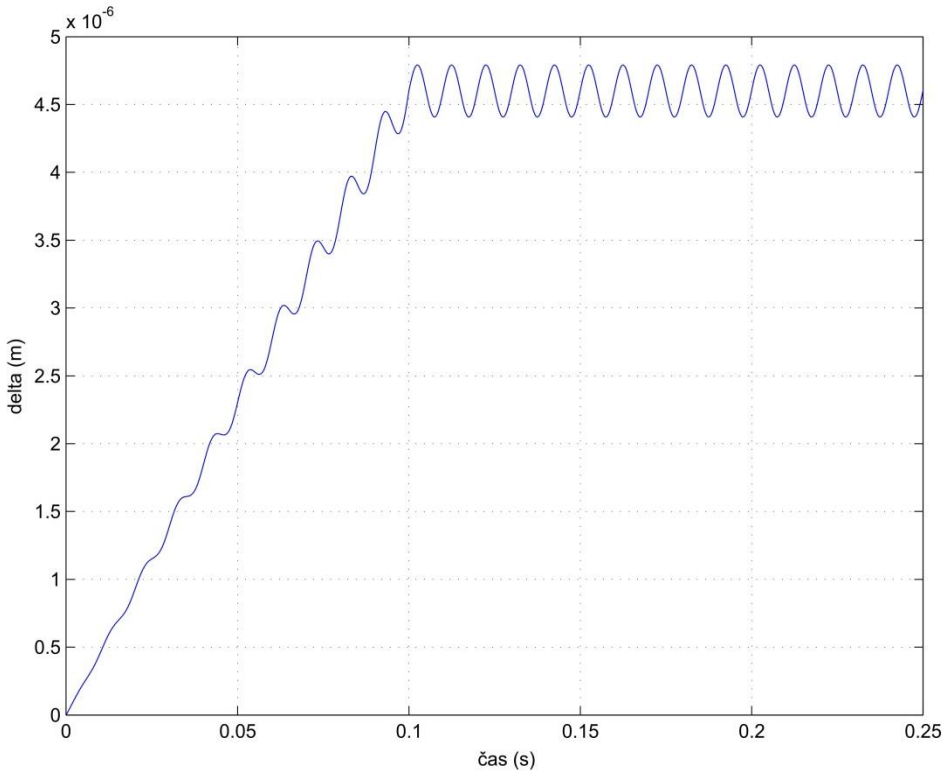
Po úpravě matice do takovéhoto tvaru je možné vybrat ty módy, které mají největší přínos do systému. Redukce byla provedena systémem pokus – omyl. Vybírány byly postupně jednotlivé buňky reprezentující jednotlivé módy od nejnižšího po nejvyšší, dokud chyba simulace nebyla dostatečně malá. Testovací zatěžovací signál doporučený firmou TOSHULIN,a.s. je vidět na Obr. 30. Jedná se o statické zatížení o hodnotě *12 kN* s přidaným sinusovým zatížením o amplitudě *500 N* přivedené na špičku nástroje v ose *x*.



Obr. 30 Zatěžovací síla



Obr. 31 Porovnání redukovaného a neredukovaného modelu



Obr. 32 Rozdíl neredukovaného a redukovaného modelu

Rozdíl dvou modelů, který ukazuje Obr. 32, můžeme považovat za dostatečně malý, takže můžeme redukovaný model použít na návrh řízení. Model byl redukován o víc jak polovinu na matice A (80 x 80), B (80 x 5), C (8 x 80), D (8 x 5).

6.2. Decoupling

Tak jak bylo naznačeno v kapitole *5.3*, u šestipólového magnetického ložiska dochází k tzv. coupling-u. To znamená, že působení jednoho dvojpólu se projeví na výchylce ve směru jiného dvojpólu. To při navrhování řízení způsobuje problém.

Na odstranění tohoto problému použijeme statický decoupling [14]. Ten spočívá v tom, že systém se třemi vstupy převedeme na sytém se dvěma vstupy. Dále využijeme pravidla (30) a transformační matici *T* podle rovnice (31). Transformační matice *T*, jak vidíme v případě požadované kladné síly ve směru y, rozděluje sílu mezi dva dvojpóly (1 a 3) v různém poměru. V případě požadované záporné síly ve směru y, se stejným způsobem rozděluje síla mezi dvojpól 2 a 3. Pokud by nedocházelo k úpravě poměru požadovaných sil pro jednotlivé dvojpóly, nastala by situace podle Obr. 33. Při požadovaném působení síly ve směru x jsou pouze spínané jednotlivé dvojpóly. Pro kladný směr je to dvojpól 3 a pro záporný 1 a 2. Rozložení pólů ložiska v souřadnicovém systému zodpovídá Obr. 29.

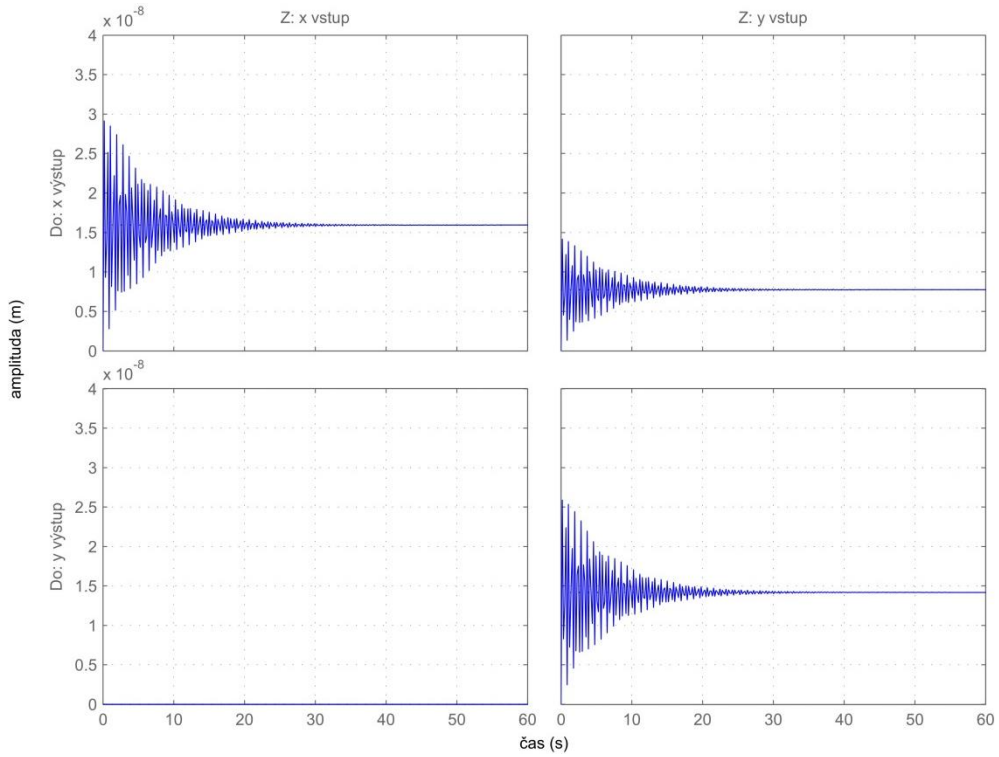
$$F^+ = \begin{cases} F, & F \geq 0 \\ 0, & jinak \end{cases},$$
$$F^- = \begin{cases} -F, & F \leq 0 \\ 0, & jinak \end{cases}, \tag{30}$$

$$\begin{bmatrix} F_{p1} \\ F_{p2} \\ F_{p3} \end{bmatrix} = T \cdot \begin{bmatrix} F_x^+ \\ F_x^- \\ F_y^+ \\ F_y^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & \frac{2}{\sqrt{3}} & 0 \\ 0 & 1 & 0 & \frac{2}{\sqrt{3}} \\ 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} F_x^+ \\ F_x^- \\ F_y^+ \\ F_y^- \end{bmatrix}. \tag{31}$$

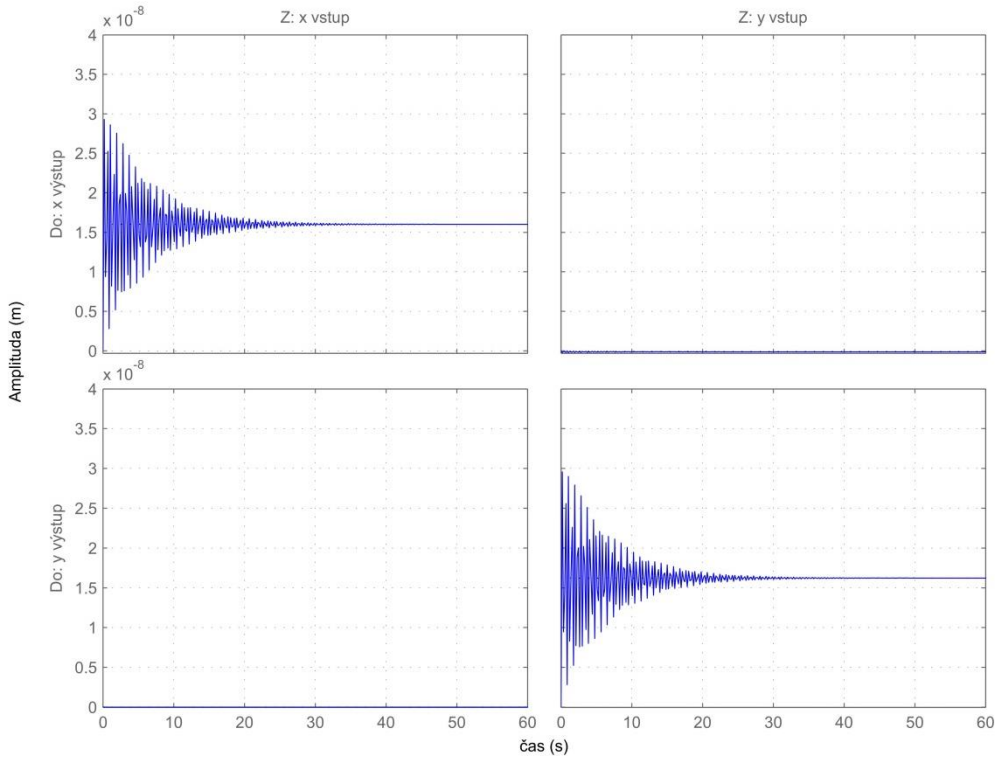
A výstup, který tvoří velikost vzduchových mezer ve směru každého dvojpólu ložiska, musíme taky převést na dva výstupy v směru x a y podle

$$\begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} s_{m1} \\ s_{m2} \\ s_{m3} \end{bmatrix}. \tag{32}$$

Jak je vidět z Obr. 34 zobrazující odezvu na skok, zásah v ose *x* se projeví na výstupu jenom v ose *x*. To samé platí pro osu *y*. V takto upraveném systému můžeme naladit dva samostatné regulátory pro každou osu zvlášť.



Obr. 33 Odezva na skok systému bez decoupling-u



Obr. 34 Odezva na skok systému s decoupling-em

6.3. Nastavení regulátoru

Protože model, který chceme řídit je lineární a je možno ho zapsat pomocí stavových matic byl při výběru regulátoru zpočátku uvažován taky stavový regulátor s pozorovatelem. Od této snahy bylo nakonec upuštěno, kvůli velkému počtu stavů, špatné řiditelnosti a pozorovatelnosti systému.

Jako regulátor byl nakonec zvolen klasický PID regulátor. Ten je díky své jednoduchosti stále nejpoužívanějším regulátorem v praxi a i proto je vhodné zjistit, zda jde takovýto systém dostatečně dobře řídit PID regulátorem.

Na nastavení PID regulátoru existuje mnoho metod. Asi nejznámější je Ziegler-Nichols. Jedná se o experimentální metodu, kdy se pokoušíme pomocí P složky dostat systém na hranici stability a podle tabulky pak určíme jednotlivé koeficienty regulátoru. Ovšem takováto experimentální metoda může být zdlouhavá.

Program MATLAB/SIMULINK poskytuje nástroj *pidtool* , který ladění regulátoru značně zjednoduší. *Pidtool* funguje jenom pro SISO systémy. Avšak jak bylo psáno v předcházející kapitole, na model byl aplikován decoupling, který zabezpečí, že můžeme MIMO systém považovat za dva nezávislé SISO systémy. *Pidtool* umožňuje jednoduché zvolení požadovaného typu regulátoru a jeho ladění nastavováním přechodové frekvence (frekvence kdy frekvenční charakteristika přechází hranicí 0dB) a požadované fázové bezpečnosti. *Pidtool* pak naladí jednotlivé složky regulátoru tak aby co nejlépe splňovaly požadované vlastnosti. Namísto klasického PID regulátoru, který jak vyplývá z přenosové funkce, kde je v čitateli vyšší řád než ve jmenovateli a prakticky není realizovatelný, byl použit PIDF regulátor. Ten má k derivační složce přidán filtr prvního řádu.

PID: $$K_p + \frac{K_i}{s} + K_d \cdot s$$

PIDF: $$K_p + \frac{K_i}{s} + \frac{K_d \cdot s}{T_f \cdot s + 1}$$

Při ladění regulátoru je snahou dosáhnout nejen stabilní odezvu, ale také co největší amplitudovou (*gain margin – Gm*) a fázovou bezpečnost (*phase margin – Pm*). Pokud nezabezpečíme dostatečnou bezpečnost, tak při použití regulátoru na reálném systému se můžou projevit nepřesnosti modelu nestabilitou systému, i když simulace ukazovaly stabilní chování. Jako minimální mez je možné považovat [18]

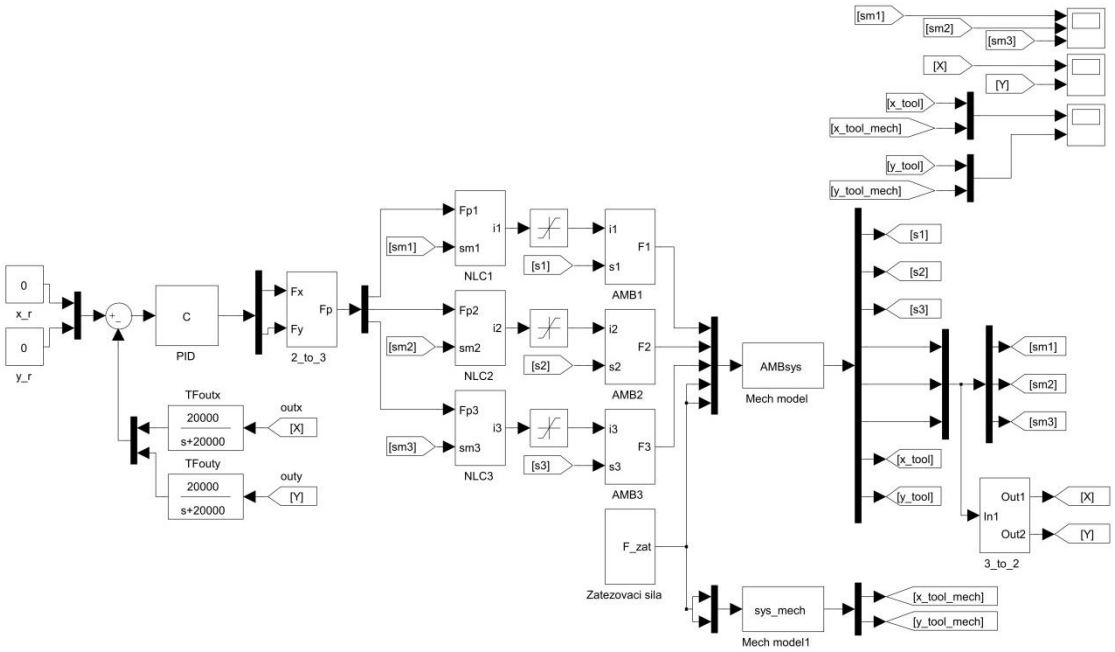
- amplitudová bezpečnost – 2.5
- fázová bezpečnost – 30°

V ideálním případě se snažíme dosáhnou fázovou bezpečnost 60°. Tato hodnota je také defaultně nastavena při zapnutí *pidtool*. Další parametry, které nás zajímají, jsou

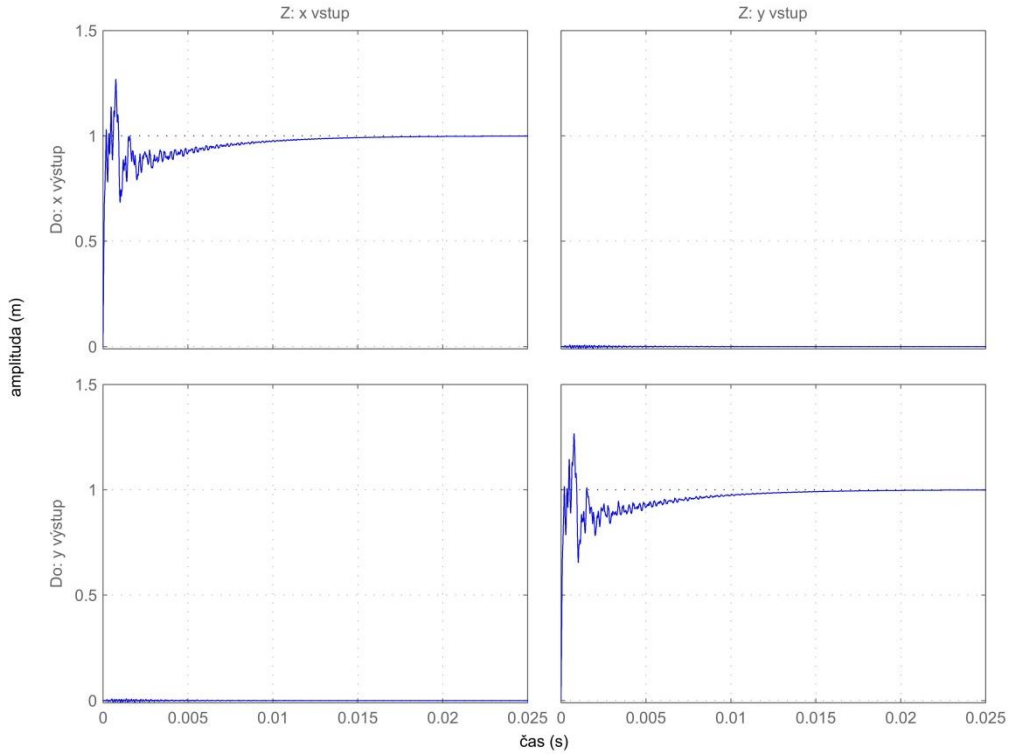
- doba náběhu

- doba ustálení
- překmit

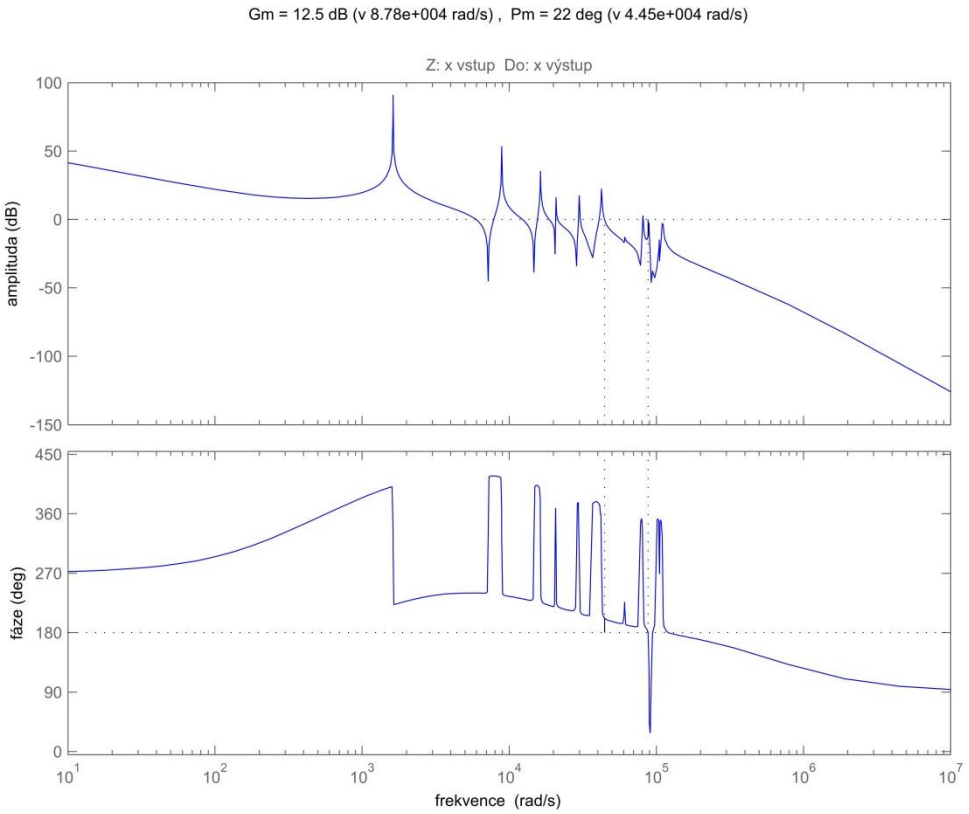
Tyto parametry je možné nechat v *pidtool* automaticky zobrazovat nebo odečíst z odezvy na jednotkový skok v časové oblasti. Regulátor bude laděn na redukovaný systém.



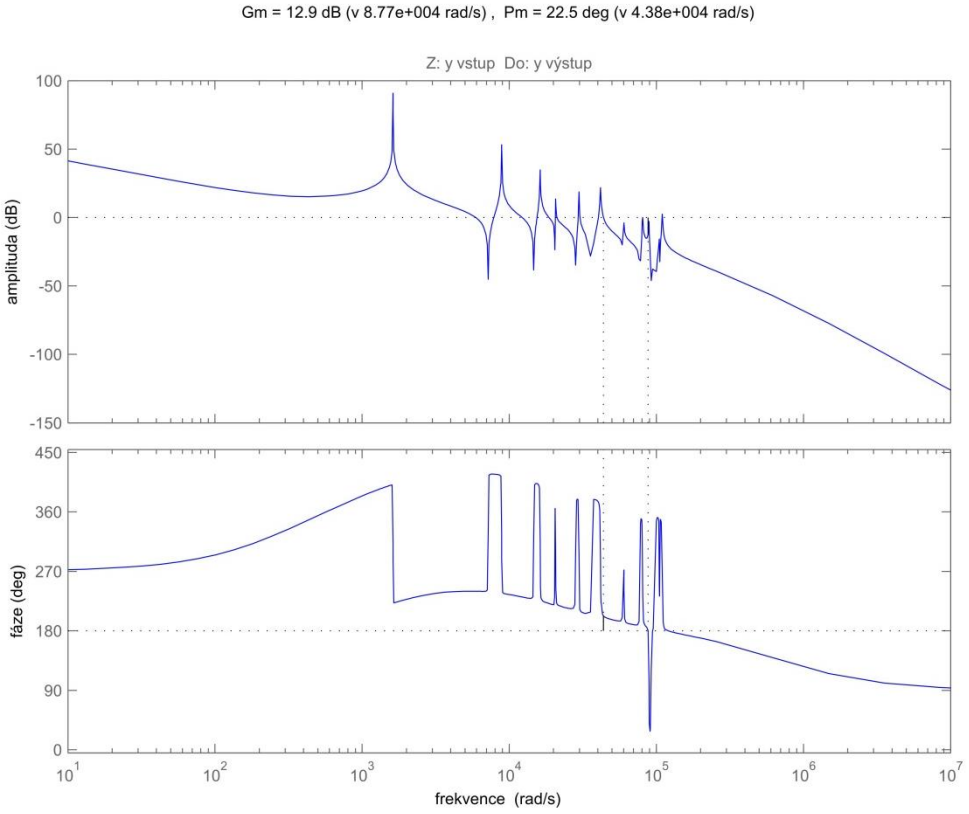
Obr. 35 Sestavený model programu MATALB/SIMULINK



Obr. 36 Odezva na skok řízeného systému



Obr. 37 Amplitudová a fázová bezpečnost pro otevřenou smyčku v ose x



Obr. 38 Amplitudová a fázová bezpečnost pro otevřenou smyčku v ose y

Při ladění regulátoru byla snaha naladit ho na co největší bezpečnost, no z obrázků Obr. 37 a Obr. 38 je vidět, že fázová bezpečnost nesplňuje požadované minimum. Ideální bezpečnost 60° byla dosažena jen při velice pomalém průběhu a ustálení proběhlo řádově v sekundách. Ani snížení fázové bezpečnosti na dolní mez 30° neumožnilo naladit dostatečně rychlý regulátor. Protože úlohou této práce je pouze simulačně určit vhodnost aktivního tlumení na zadanou obráběcí hlavu, byl použit regulátor, který je nastaven bez zřetele na fázovou bezpečnost.

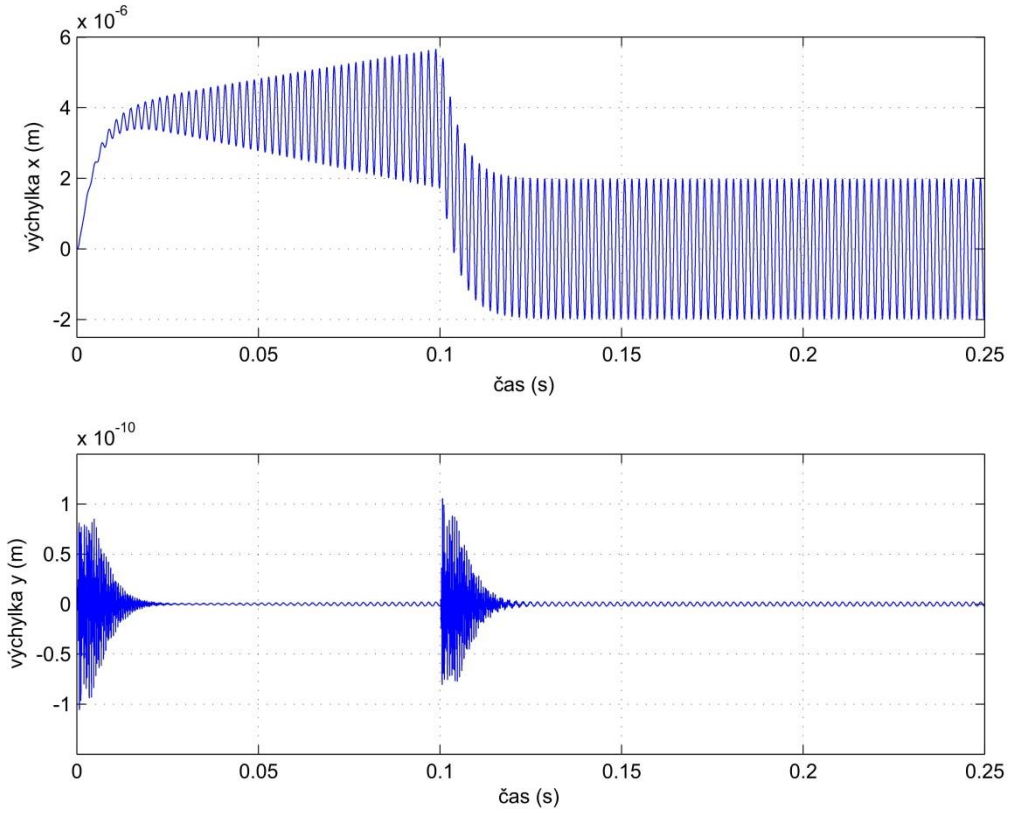
Parametry regulátoru pro osu x:

doba náběhu [s]	-	*0,000143*
doba ustálení [s]	-	*0,0114*
překmit [%]	-	*26,8*

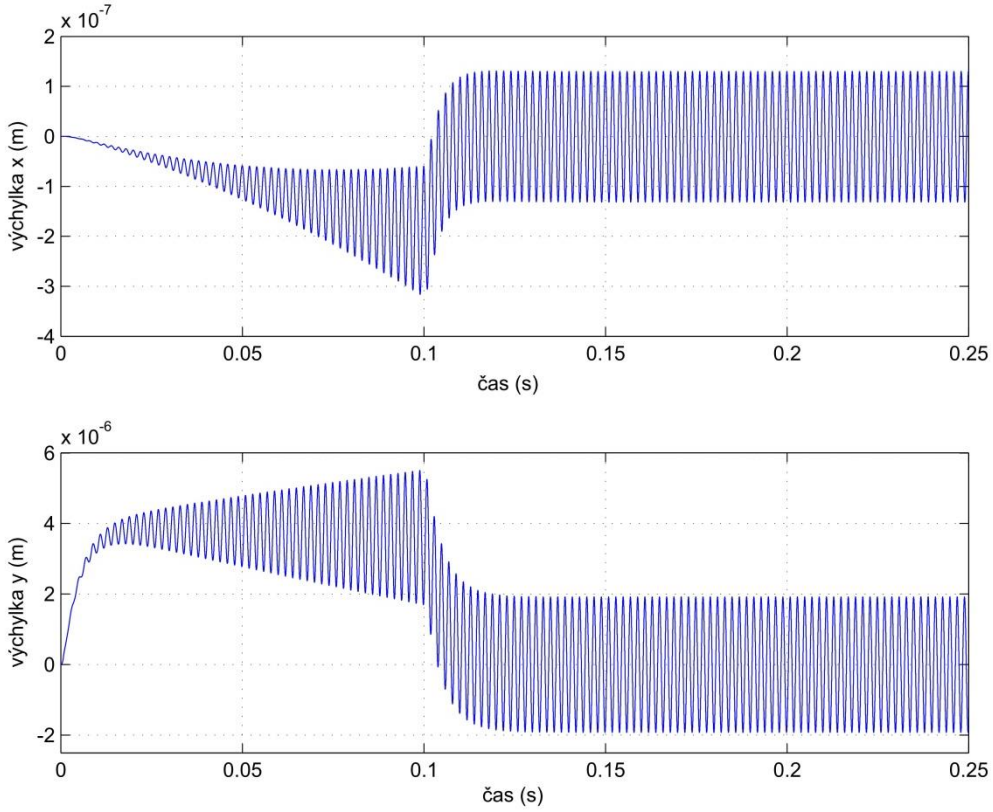
Parametry regulátoru pro osu x:

doba náběhu [s]	-	*0,000144*
doba ustálení [s]	-	*0,0114*
překmit [%]	-	*26,5*

Při testování regulátoru na nezredukovaném modelu docházelo k nestabilitě kvůli vyšším frekvencím, které nebyly zahrnuté v redukovaném modelu, proto byl použit jednoduchý filtr typu dolní propust pro odfiltrování vysokých frekvencí na výstupu. Namodelován byl přenosovou funkcí (Obr. 35). Model byl testován kladnou zatěžovací silou, jak je zobrazeno na Obr. 30 v ose *x* a *y*.



Obr. 39 Průběh vibrací v měřeném místě magnetického ložiska při zatížení v ose x (os y nezatížená) s frekvencí 500 Hz

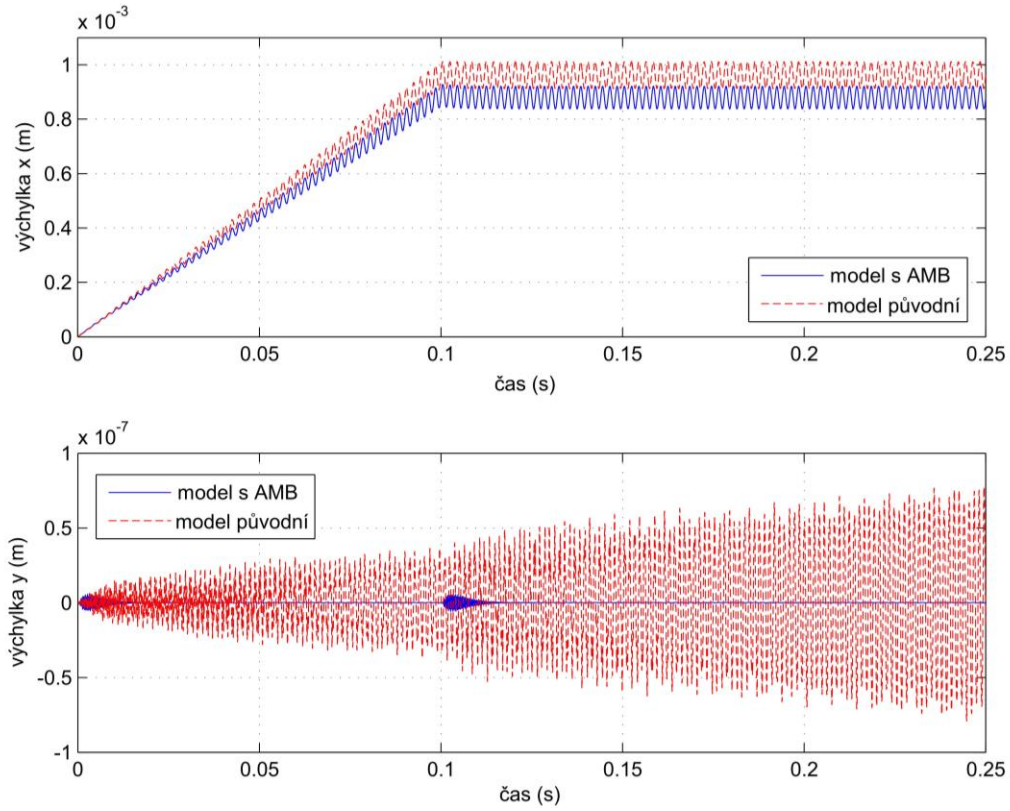


Obr. 40 Průběh vibrací v měřeném místě magnetického ložiska při zatížení v ose y (os x nezatížená) s frekvencí 500 Hz

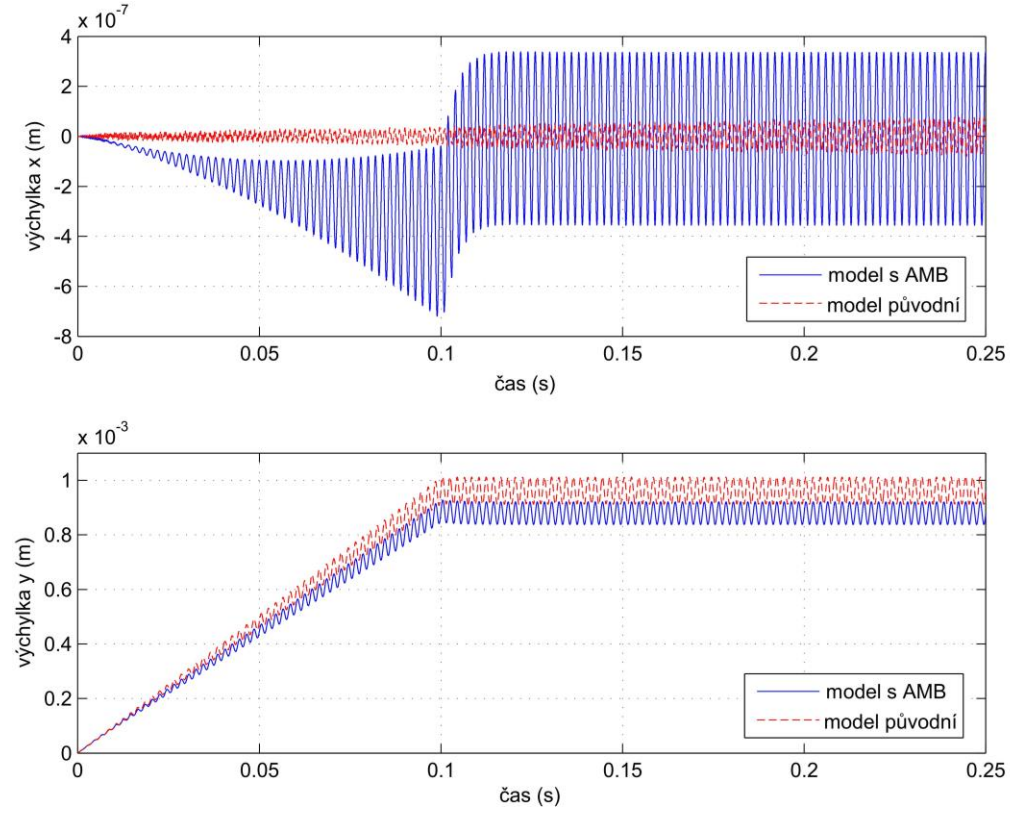
Jak je vidět z předcházejících grafů, regulátor dokáže udržet vibrace v místě magnetického ložiska v rozmezí několika mikrometrů a je také vidět účinek decoupling-u. Při zatížení v ose *x* se do osy *y* přenáší vibrace jen velice nízkého řádu. V opačném případě jsou vibrace o něco vyšší no stále o řád nižší než vibrace v ose zatěžování. Tenhle rozdíl ve fungování decoupling-u je způsobený rozložením pólů v souřadnicovém systému.

6.4. Porovnání tlumeného a netlumeného modelu

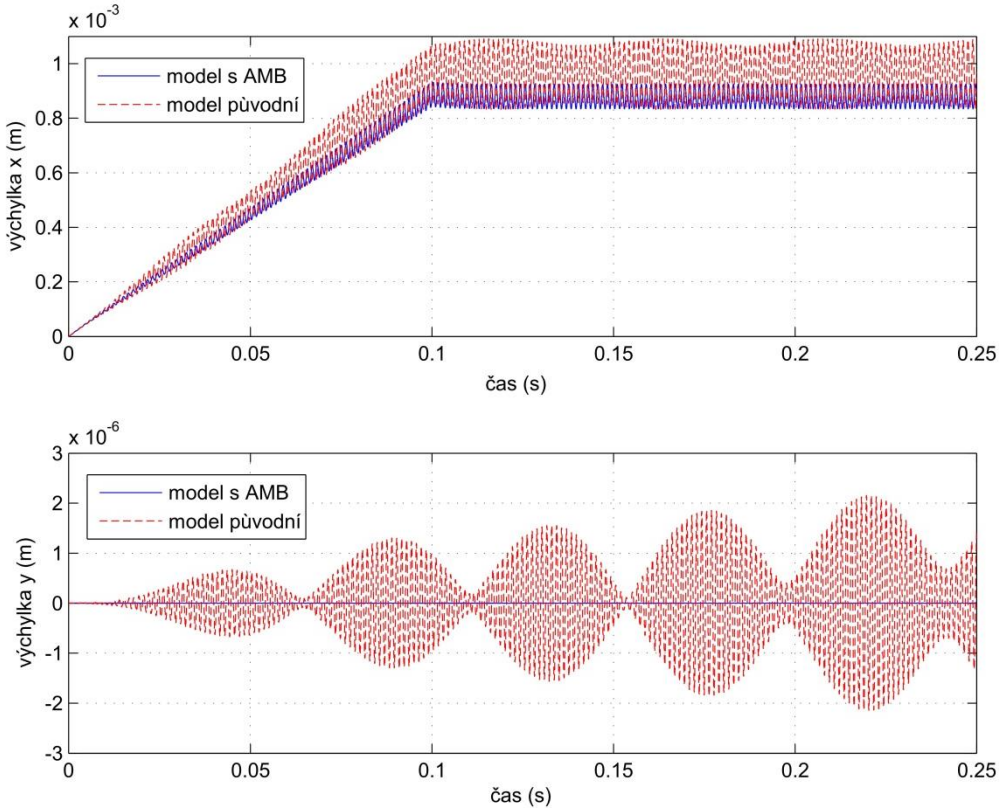
Z předchozí kapitoly vidíme, že magnetické ložisko dokáže udržovat vibrace na velice nízkých hodnotách. Jsou to však vibrace v místě magnetického ložiska. Pro obrábění jsou ovšem důležité vibrace nástroje. Proto bude porovnán původní model s šesti axiálními ložisky a model s aktivním magnetickým ložiskem, abychom zjistili, nakolik se navržené tlumení vibrací na hřídeli projeví na nástroji. Zatěžování bude opět prováděno zatěžovací silou zobrazenou na Obr. 30 s frekvencí *500 Hz*, *750 Hz* a *850 Hz* v osách *x* a *y*. Porovnání bude provedeno jak v časové, tak ve frekvenční oblasti.



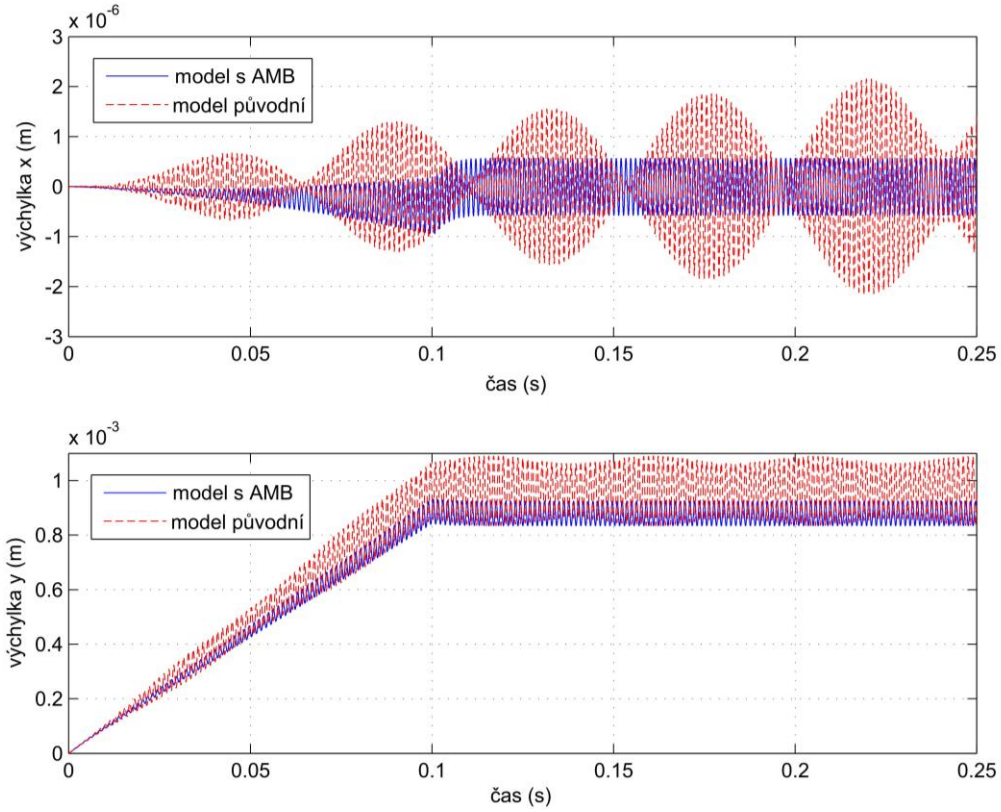
Obr. 41 Porovnání tlumeného a původního modelu při zatížení v ose x (os y nezatížená) zatěžovací silou s frekvencí 500 Hz



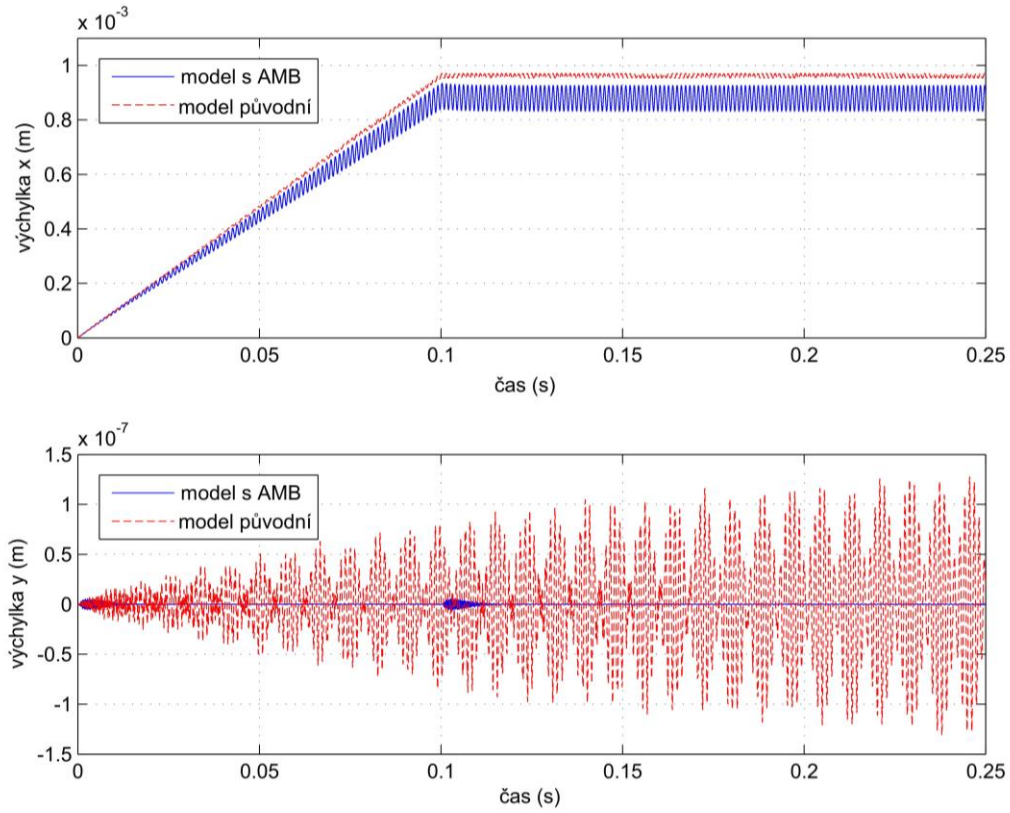
Obr. 42 Porovnání tlumeného a původního modelu při zatížení v ose y (os x nezatížená) zatěžovací silou s frekvencí 500 Hz



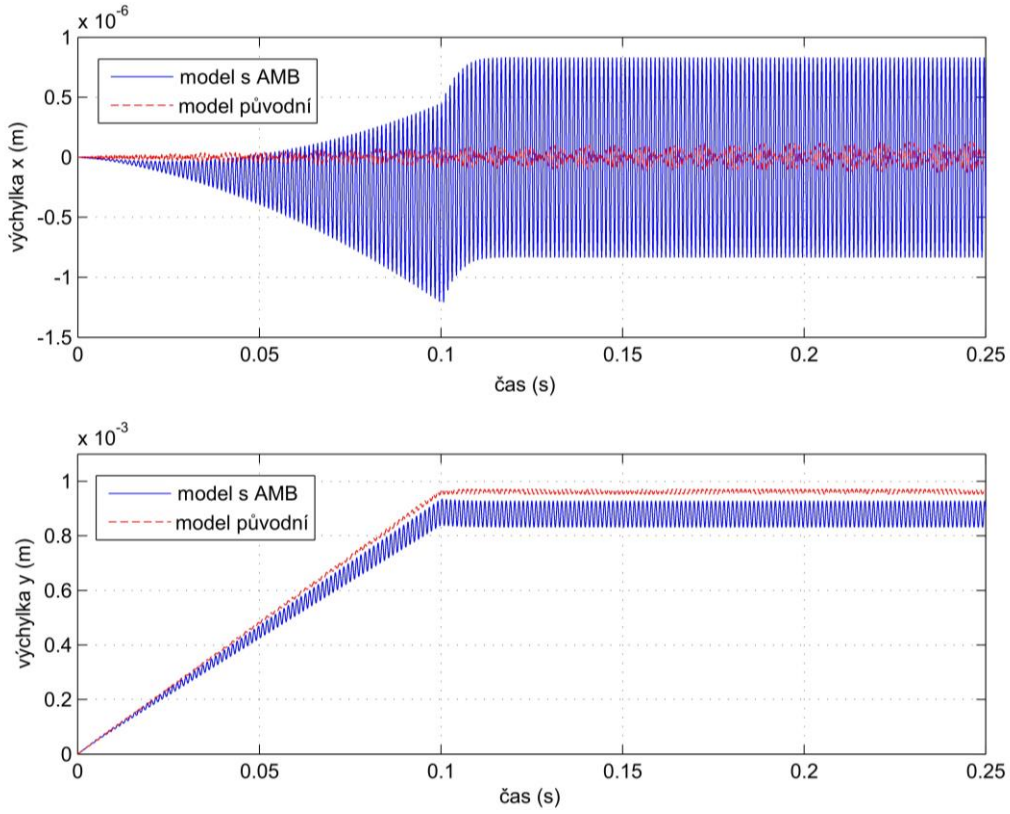
Obr. 43 Porovnání tlumeného a původního modelu při zatížení v ose x (os y nezatížená) zatěžovací silou s frekvencí 750 Hz



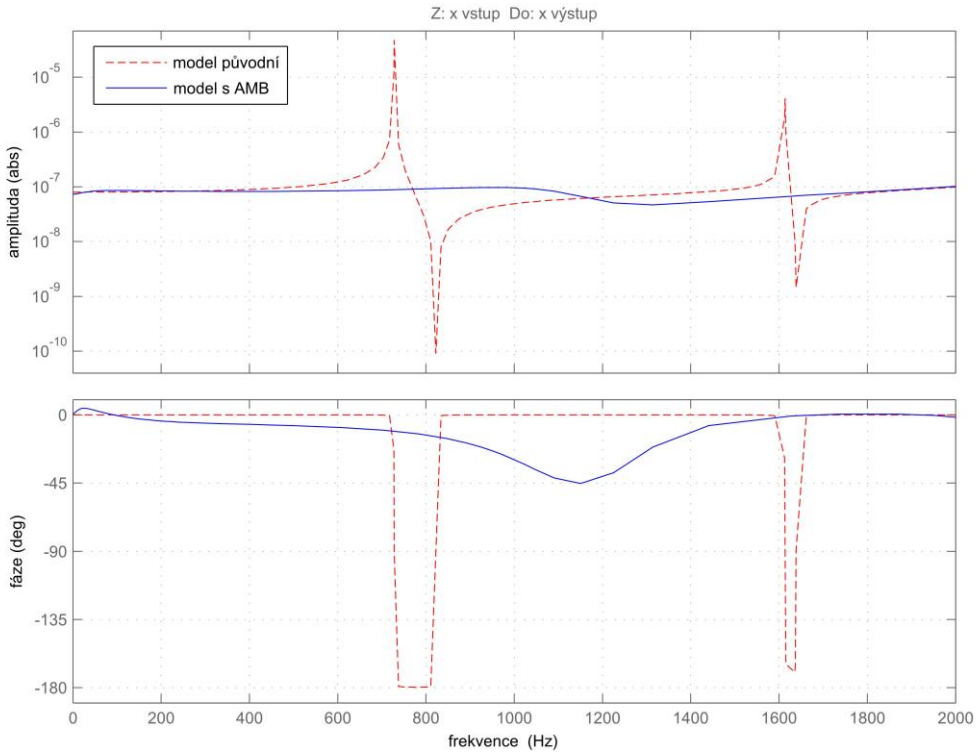
Obr. 44 Porovnání tlumeného a původního modelu při zatížení v ose y (os x nezatížená) zatěžovací silou s frekvencí 750 Hz



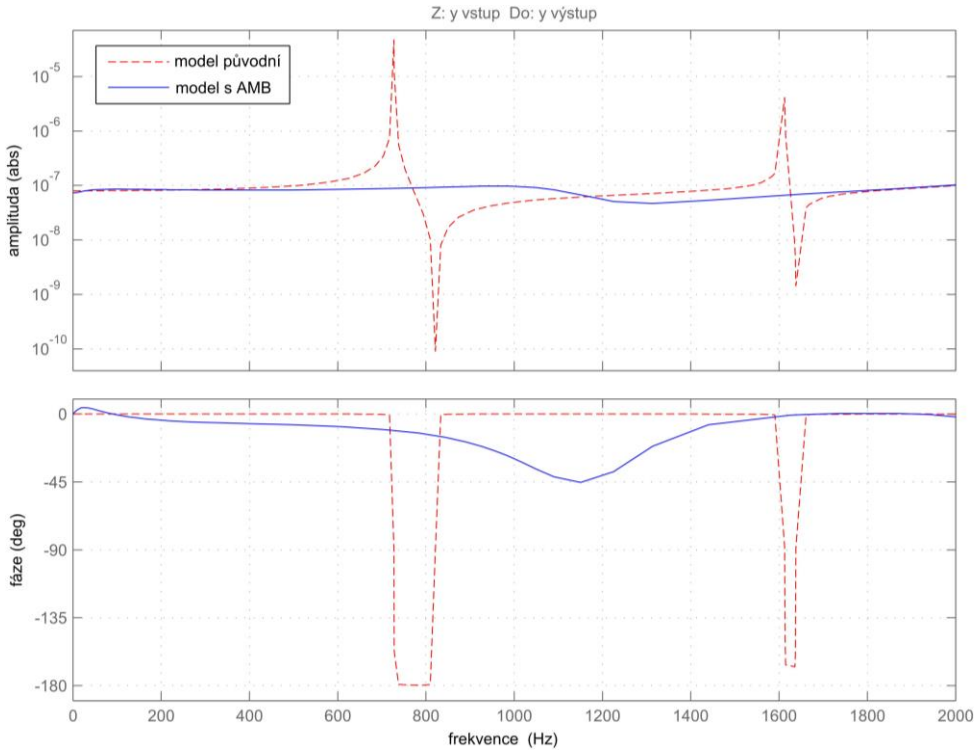
Obr. 45 Porovnání tlumeného a původního modelu při zatížení v ose x (os y nezatížená) zatěžovací silou s frekvencí 850 Hz



Obr. 46 Porovnání tlumeného a původního modelu při zatížení v ose y (os x nezatížená) zatěžovací silou s frekvencí 850 Hz



Obr. 47 Porovnání tlumeného a netlumeného modelu ve frekvenční oblasti v ose x



Obr. 48 Porovnání tlumeného a netlumeného modelu ve frekvenční oblasti v ose y

Z předcházejících grafů vidíme, že tlumení vibrací na hřídeli s budící frekvencí přibližně do 500 Hz nemá téměř žádný účinek na vibrace špičky nástroje. Rozdíl vzniká, když se budící frekvence přiblíží vlastní frekvenci. S budící frekvencí na hodnotě 750 Hz je amplituda kmitů špičky nástroje netlumeného modelu víc jak dvojnásobná oproti modelu tlumenému. Opačný případ, ale nastává za frekvencí 773 Hz. Tady při testované frekvenci 850 Hz jsou vibrace na původním mechanickém modelu mnohem nižší než na modelu s magnetickým ložiskem. Všimnout si taky můžeme, že s použitím magnetického ložiska dochází ve všech případech k mírnému snížení statické výchylky nástroje. Magnetické ložisko tedy přináší výhodu v odstranění rozkmitu nástroje při vlastní frekvenci a udržuje téměř stejnou amplitudu vibrací v širokém rozsahu budících frekvencí.

7. Závěr

Hlavním cílem této práce bylo zhodnocení účinku přidání prvků aktivního tlumení vibrací na obráběcí hlavu a získání podkladů pro strategické rozhodnutí pro firmu TOSHULIN,a.s.

V prvním kroku práce byly vytvářeny jednotlivé součásti pro mechanický model. Vycházelo se ze zadaného CAD modelu obráběcí hlavy. K němu byl zvolen vhodný upínač nástroje a nástroj. Modely součástí byly vytvářeny pro multi-body simulační program ADAMS jako poddajné tělesa. Na jejich tvorbu byl využit externí MKP program ANSYS. Při modelování pružných těles šlo hlavně o namodelování jejich modálních vlastností. Díky tomu bylo možné provést zjednodušení geometrie za účelem jednoduššího vytvoření rovnoměrné sítě. Další úlohou bylo vytvoření vhodných bodů rozhraní pro aplikaci bodové síly na plochu a použití Craig-Bamptonovy redukce do programu ADAMS.

V druhém kroku je vytvářen multi-body model v programu ADAMS obráběcí hlavy s využitím poddajných těles jak pro mechanickou soustavu s axiálními ložisky, tak pro elektromechanickou soustavu s přidaným magnetickým ložiskem. Magnetické ložisko nahrazuje dvojici axiálních ložisek na hřídeli, proto došlo také na úpravu bodů rozhraní. Poddajné tělesa tvoří hřídel, upínač nástroje a nástroj. Ložiska kvůli jejich složitosti byly nahrazeny pružným členem s konstantní tuhostí. Pro návrh regulace bylo potřebné získat lineární mechanický model. Ten byl vytvořen pomocí nástroje *controls* v programu ADAMS.

V třetí části je popsáno vytvoření modelu magnetické síly. Kvůli její značné nelinearitě jsou navrhnuté a zhodnocené dvě metody linearizace, rozvoj do Taylorové řady a nelineární kompenzace. Popsány jsou také výhody a nevýhody volby počtu pólů. Konkrétně osmipólové a šestipólové řešení.

V poslední části je navrhováno řízení systému s magnetickým ložiskem. Pro návrh řízení byl lineární model redukován odstraněním maximálního možného počtu vyšších módů, tak aby chyba mezi redukovaným a neredukovaným modelem byla minimální. Kvůli použití magnetického ložiska s třemi pólovými dvojicemi docházelo k ovlivňování výchylky jedním dvojpólem ve vícero osách. Řešení bylo představeno v podobě decoupling-u. Na řízení byl zvolen PID regulátor a jeho nastavení proběhlo pomocí nástroje *pidtool* v programu MATALB. Nakonec bylo zvolené řízení otestováno a porovnáno s mechanickým řešením.

Z výsledného porovnání tlumeného a netlumeného řešení je zřejmé, že nedochází k žádnému výraznému zmenšení velikosti amplitudy vibrací. I když magnetické ložisko plní funkci v místě hřídele, kde se velikost vibrací pohybuje řádově v mikrometrech, k zlepšení došlo jen v okolí vlastní frekvence původního mechanického modelu. Z vytvořeného modelu vyplývá, že čistě mechanické řešení obráběcí hlavy navržené firmou TOSHULIN,a.s. s použitým nástrojovým upínačem a nástrojem je dostatečně tuhé. Přidání prvku aktivního tlumení s navrženým řízením, které na rozdíl od mechanického řešení spotřebovává energii, nepřináší dostatečné zlepšení, aby bylo výhodné jej realizovat. Je možné, že při navržení jiného typu řízení, by vibrace byly více utlumeny. Je ovšem třeba poukázat na to, že velikost výchylky na špičce nástroje, je způsobena z největší částí průhybem nástroje. Proto utlumení vibrací na hřídeli nemá požadovaný efekt. V případě volby tužšího nástroje je možné, že by se

aktivní tlumení aplikované na hřídeli projevilo na špičce nástroje ve větší míře. Další otázkou zůstává přesnost samotného modelu, který by bylo vhodné ověřit měřením. I když byly pružné tělesa s body rozhraní modelovány tak, aby byly co nejméně ovlivněny vlastní frekvence, tak k určitým odchylkám přeci jen došlo. Další nepřesnosti můžou být způsobeny modelováním ložisek pružným členem s konstantní tuhostí, protože reálná tuhost ložisek je nelineární.

8. Literatura

[1] ALTINTAS, Y., C. BRECHER, M. WECK a S. WITT. Virtual Machine Tool. *CIRP Annals - Manufacturing Technology*. 2005, vol. 54, issue 2. DOI: 10.1016/S0007-8506(07)60022-5.

[2] WIERCIGROCH, M. a E. BUDAK. Sources of nonlinearities, chatter generation and suppression in metal cutting. *Philosophical Transactions of the Royal Society A: Mathematical, Physical and Engineering Sciences*. 2001, vol. 359, issue 1781. DOI: 10.1098/rsta.2000.0750.

[3] DOHNER, Jeffrey L., James P. LAUFFER, Terry D. HINNERICHS, Natarajan SHANKAR, Mark REGELBRUGGE, Chi-Man KWAN, Roger XU, Bill WINTERBAUER a Keith BRIDGER. Mitigation of chatter instabilities in milling by active structural control. *Journal of Sound and Vibration*. 2004, vol. 269, 1-2. DOI: 10.1016/S0022-460X(03)00069-5.

[4] RIES, M., PANKOKE, S., GEBERT, K., Increase of Material Removal Rate with an Active HSC Milling Spindle. *Adaptronic Congress* 2006, 3rd–4th May, Göttingen

[5] KERN, S., EHMANN, C., SCHIFFLER, A., ROTH, M., Active damping of chatter vibrations with an active magnetic bearing in a motor spindle using μ-synthesis and an adaptive filter, *The 8th international conference on motion and vibration control.* 2006, Korea

[6] KERN, S., SCHIFFLER, A., NORDMANN, R., ABELE, E., Modelling and Active Damping of a Motor Spindle with Speed-Dependent Dynamics, *Vibration in Rotating Machinery, International conference*, vol. 1 (2008), pp. 465–475

[7] iTechnika [cit. 2013-05-14]. Dostupné z: http://www.itechnika.pl/pl/sk-40/429-oprawka-din2080-sk30-eo16.html

[8] Sourcing Solutions [cit. 2013-05-14]. Dostupné z: http://www.reznenastroje.sk/obchod/cid/125/category/frezy-valcove-celne-dlhe-dokoncovacie.xhtml

[9] ERTÜRK, A., H.N. ÖZGÜVEN a E. BUDAK. Analytical modeling of spindle–tool dynamics on machine tools using Timoshenko beam model and receptance coupling for the prediction of tool point FRF. *International Journal of Machine Tools and Manufacture*. 2006, vol. 46, issue 15. DOI: 10.1016/j.ijmachtools.2006.01.032.

[10] PALČÁK, F., Aké sú teoretické východiská pre modálnu reprezentáciu pružného telesa v prostredí modulu MSC.ADAMS/Flex. In: *Sjf.stuba.sk* [online]. [cit. 2013-05-14]. Dostupné z:

http://www.sjf.stuba.sk/docs//pracoviska/ATC/PDF/Mechanika_VMS/Prednasky/9_Modalna_reprezentacia_pruzneho_telesa_MSC.ADAMS_Flex.pdf

[11] BRENÍK,P., PÍČ, J., Obráběcí stroje - Konstrukce a výpočty, SNTL Praha 1986.

[12] SCHWEITZER, G., Active magnetic bearings - chances and limitations, *Proceedings of the 6th International IFToMM Conference on Rotor Dynamics*, 2002, pp.1-14, Sydney, Australia

[13] MĚŘIČKA, J., ZOUBEK, Z., Obecná teorie elektrického stroje, 1. vyd. Praha: SNTL, 1973.

[14] JABBEN, L., Mechatronic Design of a Magnetically Suspended Rotating Platform, [Dokument pdf] Delft : Technische Universiteit Delft, 2007. Dostupný z: repository.tudelft.nl/assets/uuid:d2f37bb8.../3me_jabben_20071210.pdf. ISBN 978-90-9022523-4.

[15] YANG, Charles, Carl KNOSPE a Panagiotis TSIOTRAS. Optimal control of a magnetic bearing without bias flux using finite voltage. *Optimal Control Applications and Methods*. 1998, vol. 19, issue 4. DOI: 10.1002/(SICI)1099-1514(199807/08)19:4<227::AID-OC.

[16] CHEN, Shyh-Leh a Chan-Tang HSU. Optimal design of a three-pole active magnetic bearing.*IEEE Transactions on Magnetics*. 2002, vol. 38, issue 5. DOI: 10.1109/TMAG.2002.802709.

[17] Mathworks [cit. 2013-05-14]. Dostupné z: http://www.mathworks.com/help/control/ref/canon.html#bsq6mph

[18] BŘEZINA, T., SINGULE, V., KRATOCHVÍL, C., KREJSA, J., HOUŠKA, P., Mechatronické soustavy, Dostupné z: http://autnt.fme.vutbr.cz/brezina/Mechatronicke_soustavy.pdf

Seznam zkratek a symbolů

Symboly

A_a - *plocha vzduchové mezery [m^2]*

c - *konstanta minimální vzduchové mezery [m]*

d - *průměr stykové plochy [m]*

d_e - *ekvivalentní průměr [m]*

F - *síla [N]*

F_m - *magnetická síla [N]*

F_p - *požadovaná síla [N]*

i - *proud [A]*

I_0 - *konstantní proud [A]*

k_a - *axiální tuhost [N/m]*

k_r - *radiální tuhost [N/m]*

k_s - *styková tuhost [MPa/μm]*

k_φ - *tuhost v natočení [Nm/rad]*

l_a - *axiální výchylka [m]*

l_r - *radiální výchylka [m]*

l_p - *délka stykové plochy [m]*

l - *střední délka magnetické siločáry [m]*

L - *indukčnost [H]*

n - *počet závitů [-]*

R - *odpor [Ω]*

R_m - *magnetický odpor [H^{-1}]*

s - *velikost vzduchové mezery [m]*

T - *transformační matice*

u - *napětí [V]*

W_{co} - *koenergie [-]*

x - *měřená výchylka rotoru [m]*

α - *úhel sklopení pólu [°]*

μ_0 - *permeabilita vakua [Hm^{-1}]*

μ_r - *relativní permeabilita [-]*

Φ - *magnetický tok [Wb]*

Ψ - *spřažený magnetický tok [Wb]*

Zkratky

AMB - *aktivní magnetické ložisko*

C - *regulátor*

CACE - *computer-aided-control-engineering*

DOF - *degrees of freedom*

FEM - *finite element method*

SISO - *single input single outpu*

LTI - *linear time-invariant*

MBS - *multi body systém*

MIMO - *multi input multi output*

MKP - *metoda konečných prvků*

NLC - *nelineární kompenzace*

P - *mechanický model*

Seznam obrázků

Obr. 1 Porovnání tradičního a virtuálního návrhu (převzato z [1]) 11
Obr. 2 Obráběcí hlava 13
Obr. 3 Modelované součásti obráběcí hlavy 14
Obr. 4 Nástrojový upínač (převzato z [7]) 14
Obr. 5 Nástroj (převzato z [8]) 14
Obr. 6 Zjednodušení geometrie hřídele 15
Obr. 7 Zjednodušení geometrie upínače 15
Obr. 8 Geometrie prvku SOLID185 16
Obr. 9 Ukázka sítě hřídele 17
Obr. 10 Hřídel s třemi body rozhraní pro dvojice ložisek 18
Obr. 11 Hřídel s šesti body rozhraní pro ložiska 19
Obr. 12 Ukázka dělení součástí 20
Obr. 13 Ukázka čelních bodů rozhraní 20
Obr. 14 Sestavený model v programu ADAMS 23
Obr. 15 Model v programu ADAMS se zobrazeními náhradami ložisek a propojením součástí 25
Obr. 16 Umístění magnetického ložiska 26
Obr. 17 Úprava hřídele pro magnetické ložisko 27
Obr. 18 Realizace magnetického ložiska v ADAMS 28
Obr. 19 Přidání laminovaného rotoru pro magnetické ložisko 28
Obr. 20 Druhý vlastní tvar při frekvenci 258 Hz 29
Obr. 21 Pátý vlastní tvar při frekvenci 1415 Hz 29
Obr. 22 Sedmý vlastní tvar při frekvenci 2583 Hz 30
Obr. 23 Devátý vlastní tvar při frekvenci 3290 Hz 30
Obr. 24 a) model elektromagnetu b) model radiálního magnetického ložiska (převzato z [12]) 32
Obr. 25 Magnetická energie a koenergie s proměnnou vzduchovou mezerou (převzato z [13]) 33
Obr. 26 Konfigurace magnetického ložiska působící v jednom směru 34
Obr. 27 Blokový diagram zapojení nelineární kompenzace (NLC), magnetického ložiska (AMB), řízení (C) a mechanického modelu (P) 37
Obr. 28 a) schéma osmipólového magnetického ložiska b) příklad magnetické hystereze 38
Obr. 29 a) schéma šestipólového magnetického ložiska b) příklad magnetické hystereze 39
Obr. 30 Zatěžovací síla 40
Obr. 31 Porovnání redukovaného a neredukovaného modelu 41
Obr. 32 Rozdíl neredukovaného a redukovaného modelu 41
Obr. 33 Odezva na skok systému bez decoupling-u 43
Obr. 34 Odezva na skok systému s decoupling-em 43
Obr. 35 Sestavený model programu MATALB/SIMULINK 45
Obr. 36 Odezva na skok řízeného systému 45
Obr. 37 Amplitudová a fázová bezpečnost pro otevřenou smyčku v ose x 46

Obr. 38 Amplitudová a fázová bezpečnost pro otevřenou smyčku v ose y 46
Obr. 39 Průběh vibrací v měřeném místě magnetického ložiska při zatížení v ose x (os y nezatížená) s frekvencí 500 Hz 47
Obr. 40 Průběh vibrací v měřeném místě magnetického ložiska při zatížení v ose y (os x nezatížená) s frekvencí 500 Hz 48
Obr. 41 Porovnání tlumeného a původního modelu při zatížení v ose x (os y nezatížená) zatěžovací silou s frekvencí 500 Hz 49
Obr. 42 Porovnání tlumeného a původního modelu při zatížení v ose y (os x nezatížená) zatěžovací silou s frekvencí 500 Hz 49
Obr. 43 Porovnání tlumeného a původního modelu při zatížení v ose x (os y nezatížená) zatěžovací silou s frekvencí 750 Hz 50
Obr. 44 Porovnání tlumeného a původního modelu při zatížení v ose y (os x nezatížená) zatěžovací silou s frekvencí 750 Hz 50
Obr. 45 Porovnání tlumeného a původního modelu při zatížení v ose x (os y nezatížená) zatěžovací silou s frekvencí 850 Hz 51
Obr. 46 Porovnání tlumeného a původního modelu při zatížení v ose y (os x nezatížená) zatěžovací silou s frekvencí 850 Hz 51
Obr. 47 Porovnání tlumeného a netlumeného modelu ve frekvenční oblasti v ose x 52
Obr. 48 Porovnání tlumeného a netlumeného modelu ve frekvenční oblasti v ose y 52

Seznam tabulek

Tab. 1 Porovnání vlastních frekvencí s body rozhraní a bez..... 18
Tab. 2 Porovnání vlastních frekvencí s body rozhraní a bez..... 19
Tab. 3 Porovnání vlastních frekvencí hřídele v programu ANSYS a ADAMS..... 23
Tab. 4 Porovnání vlastních frekvencí upínače nástroje v programu ANSYS a ADAMS..... 23
Tab. 5 Porovnání vlastních frekvencí nástroje v programu ANSYS a ADAMS..... 23
Tab. 6 Vypočítané stykové tuhosti..... 25
Tab. 7 Porovnání vlastních frekvencí hřídele upraveného pro magnetické ložisko v programu ANSYS a ADAMS..... 27

Seznam příloh

- digitální verze práce (ŠKÚCI_aktivní_tlumení_vibrací_obráběcí_hlavy_stroje_veřejná.pdf), (DVD)
- digitální verze práce (ŠKÚCI_aktivní_tlumení_vibrací_obráběcí_hlavy_stroje_utajená.pdf)
- zadávací hodnoty (zadavaci_hodnoty.m)
- systémy pro simulaci, regulátor (hodnoty.mat)
- simulační model (aktivni_tlumeni_vibraci_obrabeci_hlavy_stroje.mdl)