

**ZÁPADOČESKÁ
UNIVERZITA V PLZNI**

**FAKULTA
ELEKTROTECHNICKÁ**

DISERTAČNÍ PRÁCE

PLZEŇ, 2018

Ing. Jan Šobra

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI

Fakulta elektrotechnická

DISERTAČNÍ PRÁCE

k získání akademického titulu doktor

v oboru

Elektrotechnika

Ing. Jan Šobra

**Dynamické chování konstrukčních částí elektrických
strojů**

Školitel: doc. Ing. Bohumil Skala, Ph.D.

Datum státní doktorské zkoušky: 14. června 2016

Datum odevzdání práce: srpen 2018

V Plzni, 2018

Anotace

Disertační práce se zabývá problematikou vibrací statoru asynchronních strojů buzených magnetickými silami vznikajícími uvnitř stroje. V práci je uveden současný stav zkoumané problematiky včetně teoretického popisu rozložení magnetické indukce ve vzduchové mezeře stroje a jím danou velikostí magnetických sil působících na zuby statoru a rotoru. Dále jsou v práci analyzovány vybrané poruchy způsobující jednostranný magnetický tah, který ovlivňuje rozložení i spektrum vznikajících sil.

V další části práce je definována metodika pro modelování vibrací statoru buzených magnetickými silami. Metodika je ověřena konečněprvkovou analýzou konkrétního stroje, kde jsou frekvenční spektra vypočtených magnetických sil působících na jednotlivé zuby statoru použita jako zdroje buzení vibrací stroje. Vibrace jsou analyzovány na samotném statorovém paketu, paketu uloženém v kostře a paketu v kostře upevněné na vertikálně uložený nosný rám a je vyhodnocen vliv jednotlivých konstrukčních částí na výsledné spektrum vibrací. Výsledky analýzy jsou porovnány s měřením na reálném stroji.

Klíčová slova

Asynchronní stroj, magnetické síly, vibrace statoru, konečněprvková analýza, diagnostika poruch

Abstract

Dynamic behavior of electric machines' structural parts

The thesis deals with stator vibrations excited by the magnetic forces originating in the induction machines. It is referenced the current state of the examined issues including theoretical description of the flux density distribution along the air gap and resulting magnetic forces acting on the stator and rotor teeth. Further, the selected faults originating unbalanced magnetic pull which influences force distribution and spectrum are analyzed.

A method for modelling stator vibrations excited by the magnetic forces is defined in the next part of the thesis. The method is verified by the finite element analysis of the specific machine. Frequency spectra of computed magnetic forces acting on the particular stator teeth are set as an excitation of the stator stack vibrations. Vibrations are analyzed on the models of stator stack, stator stack located in the stator frame and the stator assembly mounted to the vertical support. Influence of the particular structural parts on the resulting frequency spectra is evaluated. The results are compared to the measurement of the real machine.

Keywords

Induction machine, magnetic forces, stator vibrations, finite element analysis, fault diagnostics

Abstrakt

Dynamisches Verhalten von Strukturbauteilen elektrischer Maschinen

Die Arbeit beschäftigt sich mit Ständerschwingungen, die durch die magnetischen Kräfte der Induktionsmaschinen angeregt werden. Es wird auf den aktuellen Stand der untersuchten Fragestellungen verwiesen, einschließlich einer theoretischen Beschreibung der Luftspaltinduktionverteilung und der resultierenden magnetischen Kräfte, die auf die Ständer- und Läuferzähne einwirken. Ferner werden die ausgewählten Fehler analysiert, die einen nicht-symmetrischen magnetischen Zug verursachen, der die Kraftverteilung und das Spektrum beeinflusst.

In nächsten Teil der Arbeit ist die Methodik für das Modellieren der Ständerstapelvibrationen, die durch die magnetischen Kräfte angeregt sind definiert. Die Methodik ist mit der Finite-Elemente-Analyse der spezifischen Maschine verifiziert. Frequenzspektren berechneter Magnetkräfte, die auf die jeweiligen Ständerzähne einwirken, werden als eine Anregung der Ständerstapelvibrationen eingestellt. Schwingungen werden an den Modellen des Ständerstapels, des Ständerstapels, der im Ständerrahmen angeordnet ist, und der Ständerbaugruppe, die an dem vertikalen Träger montiert ist, analysiert. Der Einfluss der einzelnen Bauteile auf die resultierenden Frequenzspektren wird bewertet. Die Ergebnisse werden mit der Messung der realen Maschine verglichen.

Schlüsselwörter

Induktionsmaschine, Magnetkräfte, Ständerschwingung, Finite-Elemente-Analyse, Fehlerdiagnose

Prohlášení

Prohlašuji, že jsem tuto disertační práci vypracoval samostatně, při zachování postupů ve vědecké práci obvyklých a s použitím odborné literatury a pramenů uvedených v seznamu, který je součástí této disertační práce. Vlastní publikované výsledky, ze kterých práce vychází, jsou taktéž uvedeny ve zvláštním seznamu na konci práce.

Dále prohlašuji, že veškerý software, použitý při řešení této disertační práce, je legální.

.....
podpis

V Plzni dne 30.8.2018

Jan Šobra

Poděkování

Tímto děkuji svému školiteli, doc. Ing. Bohumilu Skalovi, Ph.D., za cenné rady a vedení v průběhu doktorského studia a také školitelům specialistům, doc. Ing. Vladimíru Kindlovi, Ph.D. a Ing. Miroslavu Byrtusovi, Ph.D., za konzultace v oblasti modelování elektromagnetických sil, respektive mechanických analýz. Dále děkuji profesoru Anouaru Belahcenovi za konzultace během zahraniční stáže na Aalto University ve Finsku.

Tato práce vznikla s podporou projektu SGS-2018-009 „Výzkum a vývoj perspektivních technologií v elektrických pohonech a strojích III.“

Obsah

SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK.....	11
ÚVOD.....	15
SOUČASNÝ STAV ZKOUMANÉ PROBLEMATIKY.....	17
CÍLE PRÁCE.....	18
1 SÍLY PŮSOBÍCÍ VE VZDUCHOVÉ MEZEŘE ASYNCHRONNÍHO STROJE	19
1.1 Rozložení magnetické indukce po obvodu vzduchové mezery.....	19
1.1.1 Časový a prostorový průběh magnetické indukce.....	19
1.1.2 Zjednodušení odpovídající harmonické analýze stroje.....	21
1.1.3 Obsah harmonických magnetického pole ve vzduchové mezeře.....	22
1.2 Výpočet Lorentzovy síly působící na tyče klece nakrátko.....	24
1.3 Výpočet sil pomocí Maxwellova tenzoru pnutí.....	24
1.3.1 Výpočet síly přes objemový integrál.....	25
1.3.2 Výpočet síly přes plošný integrál.....	25
1.4 Analýza silového působení na modelu skutečného stroje.....	26
1.4.1 Síla působící na tyče klece nakrátko.....	28
1.4.2 Síla působící na zuby statoru a rotoru.....	28
2 PŘEHLED ZDROJŮ CHVĚNÍ A PORUCH V ELEKTRICKÝCH STROJÍCH TOČIVÝCH.....	32
2.1 Bližší popis vybraných poruch asynchronního stroje.....	33
2.1.1 Statická a dynamická excentricita.....	33
2.1.2 Přerušená tyč klece nakrátko.....	34
2.2 Analýza vlivu excentricity na velikost UMP a moment stroje.....	35
2.2.1 Vliv excentricity na průběh točivého momentu.....	36
2.2.2 Vliv excentricity na velikost UMP.....	37
2.2.3 Harmonická analýza průběhů sil.....	39

2.3	Vliv kombinace SE a přerušené tyče rotoru na velikost UMP	41
3	FREKVENČNÍ ANALÝZA VIBRACÍ A PROUDU ASYNCHRONNÍHO STROJE	42
3.1	Hodnocení mohutnosti vibrací	42
3.2	Teoretický popis složek frekvenčního spektra vibrací	43
3.2.1	Dvojnásobek napájecí frekvence	43
3.2.2	Otáčková frekvence	44
3.2.3	Frekvence průchodu tyčí rotoru	45
3.2.4	Vyšší frekvence způsobené excentricitou	45
3.3	Teoretický popis složek frekvenčního spektra proudu statoru	46
3.3.1	Postranní pásma na otáčkové frekvenci	46
3.3.2	Vyšší frekvence způsobené excentricitou	46
4	MĚŘENÍ VYBRANÝCH PORUCHOVÝCH STAVŮ ASYNCHRONNÍHO STROJE	47
4.1	Popis měření	48
4.2	Výsledky frekvenční analýzy vibrací	50
4.3	Výsledky frekvenční analýzy proudu	55
5	METODIKA MODELOVÁNÍ VIBRACÍ BUZENÝCH MAGNETICKÝMI SILAMI	57
6	APLIKACE METODIKY NA VYBRANÉ ÚLOHY	60
6.1	Magnetická tranzientní analýza	61
6.1.1	Popis a nastavení analýzy	61
6.1.2	Výsledky a vyhodnocení analýzy	68
6.2	Varianty geometrie pro mechanické analýzy	73
6.3	Statická strukturální analýza	76
6.4	Modální analýza	77
6.4.1	Model samotného paketu statoru	78
6.4.2	Model statorového paketu uloženého v kostře	80
6.4.3	Model statorového paketu v kostře upevněné k nosnému rámu	83

6.5	Harmonická analýza vibrací.....	87
6.5.1	Analýza s využitím redukováného modelu.....	90
6.5.2	Analýza s využitím plného modelu	90
6.5.3	Model samotného paketu statoru	91
6.5.4	Model statorového paketu uloženého v kostře.....	94
6.5.5	Model statorového paketu v kostře upevněné k nosnému rámu	96
SHRnutí VÝSLEDKŮ A ZÁVĚR		99
SMĚRY DALŠÍHO ZKOUMÁNÍ		101
POUŽITÁ LITERATURA		102
PUBLIKACE AUTORA TÝKAJÍCÍ SE TÉMATU DISERTAČNÍ PRÁCE		106
OSTATNÍ PUBLIKACE AUTORA.....		109

Seznam symbolů a zkratek

Symboly

Symbol/zkratka	Jednotka	Význam
A	Wb/m	Magnetický vektorový potenciál
a	m/s ²	Zrychlení
B	T	Magnetická indukce
\mathbf{B}	[-]	Matice tlumení
b	m	Šířka otevření drážky ve vzduchové mezeře
c	[-]	Libovolné celé číslo
$\cos \varphi$	[-]	Účinník
D	C/m ²	Elektrická indukce
e	[-]	Nula a buď pouze sudá nebo pouze lichá celá čísla
E	V/m	Intenzita elektrického pole
E	Pa	Modul pružnosti – Youngův modul
F	N	Síla
f	Hz	Frekvence
\mathbf{f}	N	Vektor budících sil
f_{ecc}	Hz	Frekvence způsobené excentricitou
F_m	A	Magnetické napětí (magnetomotorická síla)
f_{nL}	Hz	n-násobek napájecí frekvence
f_{nX}	Hz	n-násobek otáčkové frekvence
f_p	Hz	Frekvence průchodu pólů
f_{Qr}	Hz	Frekvence průchodu tyčí rotoru
f_s	Hz	Skluzová frekvence stroje
f_{vz}	Hz	Vzorkovací frekvence

G	Pa	Modul pružnosti ve smyku
H	A/m	Intenzita magnetického pole
I	A	Elektrický proud
J	A/m ²	Proudová hustota
\mathbf{K}	N/m	Matice tuhosti
k_c	[-]	Carterův činitel
k_e	[-]	Celé číslo vyjadřující druh a závažnost excentricity
l_{Fe}	m	Délka plechového svazku/tyčí rotoru
m	[-]	Počet fází vinutí
M	Nm	Moment
\mathbf{M}	kg	Matice hmotnosti
n	min ⁻¹	Počet otáček za minutu
\mathbf{n}	[-]	Normálový vektor plochy
n_{vz}	[-]	Počet vzorků
p	[-]	Počet pólových dvojic
\mathbf{q}	m	Vektor zobecněných souřadnic
q	[-]	Počet drážek na pól a fázi
Q_1, Q_2	[-]	Počet drážek statoru, rotoru
Q_{2n}	[-]	Pořadové číslo konkrétní tyče rotoru
s	[-]	Poměrná hodnota skluzu
\mathbf{T}	[-]	Maxwellův tenzor pnutí
T	s	Časový interval
t	s	Čas
t_p	m	Pólová rozteč
t_s, t_r	m	Drážková rozteč statoru, rotoru
U	V	Elektrické napětí

V		Modální matice
v	m/s	Rychlost
x		Vektor modálních souřadnic
x	m	Výchylka
α	rad	Elektrický úhel mezi tyčemi klece nakrátko
δ	m	Velikost vzduchové mezery
Δf	Hz	Frekvenční krok FFT
Δf	N/m ³	Objemová hustota síly
Δp	N/m ²	Plošná hustota síly
Δt	s	Časový krok
A	[-]	Spektrální matice s vlastními čísly
A	H	Permeance – magnetická vodivost
μ	H/m	Permeabilita
ν	[-]	Řád harmonické
ν	[-]	Poissonova konstanta
ξ	rad	Úhlová poloha po obvodu statoru
ρ	C/m ³	Objemová hustota elektrického náboje
φ	rad	Úhel fázového posuvu
Ω	Hz	Vlastní frekvence
ω	rad/s	Úhlová frekvence

Zkratky

Zkratka	Význam
AVG	Střední hodnota
DE	Dynamická excentricita
DFT	Diskrétní Fourierova transformace – Discrete Fourier Transform
FEA	Konečněprvková analýza – Finite Element Analysis
FFT	Rychlá Fourierova transformace – Fast Fourier Transform
MCSA	Analýza proudových spekter – Motor Current Signature Analysis
MMF	Magnetické napětí – Magnetomotive Force
MST	Maxwellův tenzor pnutí – Maxwell Stress Tensor
RMS	Efektivní hodnota – Root Mean Square
SE	Statická excentricita
UMP	Jednostranný magnetický tah - Unbalanced Magnetic Pull

Úvod

Disertační práce je zpracována na rámcové téma Dynamické chování konstrukčních částí elektrických strojů. Toto téma může zahrnovat celou škálu dílčích problémů řešených na různých druzích točivých strojů, ale také například dynamické účinky elektrického proudu ve vinutí transformátoru nebo vliv magnetostrikce. Ze zmiňované oblasti točivých strojů to pak mohou být jednostranné magnetické tahy, krouživé kmitání hřídele, ložiska – jejich degradace nebo vliv olejového filmu, více hmot na hřídeli, torzní kmity, vliv magnetického tahu na kritické otáčky, pružné podpory a uložení hřídele a podobně. Autor se v práci zaměřuje především na magnetické síly působící ve vzduchové mezeře stroje a jimi buzené vibrace statoru přenášené na kostru stroje a to jak v bezvadném technickém stavu, tak při různých poruchových stavech rotoru. Zároveň se rozhodl řešit výše uvedenou problematiku na asynchronním stroji, který je nejrozšířenějším elektrickým strojem v průmyslu. Kompletní seznam publikací autora je přiložen na konci práce.

Jak vyplývá z níže uvedeného stavu zkoumané problematiky, je v současnosti dobře zvládnutá diagnostika poruch především za pomoci prostředků vibrodiagnostiky a analýzy proudu. Dalším používaným nástrojem je pak analýza magnetického pole v blízkém okolí stroje a v poslední době je zkoumána také možnost diagnostiky poruch na základě zvukového projevu stroje (viz např. [A.20 – A.22]).

Naopak v oblasti modelování vibrací buzených magnetickými silami, je stále prostor především pro zpřesnění vazby mezi analytickými modely budících magnetických sil a buzených kmitů statoru. Konečněprvkové modely sdružených úloh magnetismus – mechanika by pak bylo možné využít během návrhu stroje například k předběžnému ověření, zda nebudou frekvence magnetických sil budit některé vlastní tvary a frekvence kostry stroje nebo konstrukce, ve které bude stroj uložen (pokud se jedná o stroj navrhovaný přímo pro určitou aplikaci).

Disertační práci lze rozdělit do tří větších celků. První popisuje elektromagnetické síly působící ve vzduchové mezeře asynchronního stroje. Je zde obecně uveden analytický způsob výpočtu těchto sil a také numerické řešení na konkrétní geometrii provedené ve volně šířitelném software využívajícím metodu konečných prvků, kde je provedeno porovnání velikosti sil působících na zuby stroje vypočtených z Maxwellova tenzoru pnutí a Lorentzových sil působících na tyče klece nakrátko. Do této části lze také zařadit analýzu velikosti jednostranného magnetického tahu, vzniklého v důsledku nerovnováhy

magnetických sil při vybraných poruchových stavech a jeho vlivu na moment stroje a spektrum sil ve vzduchové mezeře.

Druhá část práce se zabývá analýzou vibrací stroje a proudu statoru ve frekvenční oblasti. Je zde provedeno rozdělení a stručný popis možných poruch elektrických točivých strojů. Dále jsou zde popsány klíčové složky frekvenčního spektra vibrací a proudu, a na základě experimentálních dat je provedeno porovnání spektra vibrací stroje v bezvadném technickém stavu a stroje s dynamickou excentricitou. Tu lze z hlediska zdroje buzení kmitů považovat za vnitřní elektromagnetickou poruchu. Oba stavy stroje, tedy bezvadný stav a dynamická excentricita, jsou analyzovány v ustáleném jmenovitém chodu a v chodu naprázdno.

Ve třetí části je pak popsána metodika modelování vibrací statoru buzených magnetickými silami, která je ověřena ve vybraném konečněprvkovém software. Současně je provedena analýza vlivu složitosti geometrie na výsledné spektrum vibrací. Vibrace jsou nejprve analyzovány na samotném statorovém paketu, což je nejjednodušší model, na kterém je ověřena metodika modelování. Poté je modelován paket statoru uložený v kostře a paket v kostře upevněné na vertikálně uložený nosný rám, který byl použit také během měření. Výsledky analýzy jsou pak porovnány s měřeními na reálném stroji.

Současný stav zkoumané problematiky

S cílem omezit jednak často nákladné opravy strojů a zejména vyhnout se ekonomickým ztrátám způsobeným výpadkem ve výrobě jsou poruchové stavy elektrických strojů, potažmo pohonů jako celku, zkoumány především z pohledu jejich včasné diagnostiky. Níže jsou uvedeny vybrané publikace.

V [1] je prezentován sdružený model magnetismus – mechanika asynchronního stroje provozovaného s různými poruchami rotoru včetně dynamické excentricity. Některé modely jsou ověřeny měřením, ovšem právě experimentální ověření modelu dynamické excentricity zde chybí. Vibrace na dvojnásobku napájecí frekvence a jejich využití ve vibrodiagnostice je popsáno v [2]. Je zde zmíněno několik různých případů z praxe, kdy se vady uvnitř strojů nebo vnější vlivy projeví nárůstem vibrací právě na této frekvenci. Metoda pro sledování stavu (condition monitoring) asynchronního stroje za pomoci jediného snímače radiálních vibrací je popsána v [3]. Metoda je založena na zpracování signálu pomocí spekter vyšších řádů a dokáže rozlišit několik různých poruch. Také je zde prezentován návrh diagnostického softwaru. Analytický popis velikosti jednostranného magnetického tahu způsobeného excentricitou a měření frekvenčního spektra vibrací excentrického stroje jsou prezentovány v [4]. Z popisu rozložení magnetické indukce ve vzduchové mezeře je patrné, že autoři neuvažují vliv drážkování statoru a rotoru, ačkoli se zdá, že jeho zavedení do daného popisu by neměl být zásadní problém. Chybí zde také aplikace analytického popisu na nějaký konkrétní stroj. V [5] je popsáno modelování rozložení sil ve vzduchové mezeře asynchronního stroje s různými elektrickými poruchami (přerušená tyč rotoru a mezizávitový zkrat). Jsou zkoumána spektra vibrací v prostoru pro různé vlastní tvary. Výsledky jsou verifikovány měřením.

V [6] autoři prezentují analytický model stroje se smíšenou excentricitou. Je zkoumán vliv míry excentricity na frekvenční spektrum proudu statoru, ale chybí zde ověření měřením. Obdobně jako v [7] a [8], kde jsou provedeny simulace asynchronního stroje s přerušenou tyčí rotoru a mezizávitovým zkratem, respektive vnější mechanickou poruchou ovlivňující moment stroje. V obou případech jsou poruchy vyhodnocovány analýzou proudových spekter (MCSA). V [9] je zkoumána možnost nahradit při diagnostice poruchy ložisek analýzou vibrací analýzou proudových spekter. Metoda je založena na znalosti napájecí frekvence a možnosti predikovat frekvence vibrací při poruše ložisek.

Jak vibrodiagnostika [1–5], tak MCSA [6–9] jsou dobře prověřené metody pro diagnostiku elektrických strojů. Ovšem někdy je výhodné obě metody zkombinovat. Například dynamickou excentricitu není možné jednoznačně určit jako příčinu poruchy pouze na základě analýzy vibrací v ustáleném stavu. Proto je dobré doplnit jí o MCSA, která může vyloučit některé možné poruchy projevující se na stejných frekvencích.

Co se týká analytického popisu, případně modelování, omezují se autoři především na rozložení sil působících na stator stroje [10, 11]. Pokud je v některé práci zmíněn analytický model ve spojitosti s vibracemi, končí autoři právě u výpočtu sil a samotné vibrace jsou dále počítány numericky metodou konečných prvků [12], případně je jejich změřené frekvenční spektrum porovnáno s vypočteným spektrem sil [13]. To je dáno zejména skutečností, že nelze analyticky vypočítat [14] tlumení pro pohybovou rovnici tlumených harmonických kmitů. Tuto skutečnost se určitým způsobem snaží obejít autoři v [14] a [15], kde tlumení [14], respektive určitou přenosovou konstantu sil na stator [15], určují experimentálně a výsledky poté použijí v analytickém modelu. Čistě analytický model je prezentovaný pouze v [16], ovšem analytický popis opět končí u výpočtu sil a způsob vazby mezi elektromagnetickým (síly) a mechanickým (vibrace) výpočtem není v práci popsán. Jsou zde pouze uvedeny konečné výsledky frekvenčního spektra vibrací, které se sice s měřením shodují frekvenčně, ale amplitudou se značně liší. To autor disertační práce připisuje právě nesprávně určenému tlumení.

Cíle práce

S ohledem na výše uvedenou motivaci v úvodu disertační práce byly stanoveny následující cíle:

- Analyzovat síly ve vzduchové mezeře asynchronního stroje a vliv vybraných poruch na jejich velikost a spektrum a také na moment stroje.
- Definovat metodiku pro modelování sdružených úloh magnetické pole (síly) – vibrace s pomocí software využívajícího metodu konečných prvků.
- Provedení analýzy vlivu kostry a uložení stroje na spektrum buzených vibrací.
- Experimentální ověření modelů.

1 Síly působící ve vzduchové mezeře asynchronního stroje

Rozložení sil ve vzduchové mezeře má na činnost asynchronního stroje významný vliv [17, 18]. Tento vliv může být pozitivní, ale také negativní. Pozitivním vlivem je zejména vytvoření momentu na hřídeli, zatímco mezi negativní vlivy lze počítat například vznik chvění statorového svazku a kostry [19] nebo jednostranný magnetický tah v případě ohnutého nebo excentricky uloženého rotoru [20].

Síly působící ve vzduchové mezeře elektrických strojů jsou dány velikostí a rozložením magnetické indukce po obvodu vzduchové mezery. Magnetické pole ve vzduchové mezeře je ovlivněno mnoha faktory. Mezi tyto vlivy patří zejména drážkové harmonické, způsobené drážkováním statoru i rotoru a také harmonické magnetomotorické síly (MMF) obou vinutí [17].

Rozložení magnetické indukce ve vzduchové mezeře lze vypočítat jako součin permeance magnetického obvodu a MMF. Ze známého rozložení magnetické indukce lze následně určit velikost Lorentzových sil působících na jednotlivé tyče klece nakrátko asynchronního stroje anebo na základě Maxwellova tenzoru pnutí vypočítat síly působící na zuby statoru a rotoru. Níže je uveden postup výpočtu obou zmíněných sil a jejich analýza na konkrétním asynchronním stroji.

1.1 Rozložení magnetické indukce po obvodu vzduchové mezery

Permeance magnetického obvodu asynchronního stroje se po obvodu vzduchové mezery pravidelně mění. Důvodem je rozdílná permeabilita v zubové a drážkové části magnetického obvodu statoru i rotoru. S ohledem na tuto skutečnost se mění také magnetická indukce ve vzduchové mezeře stroje. Heller, Hamata [17] a Heller, Jokl [21] ve svých výpočtech zohledňují harmonické MMF, otáčivou rychlost rotoru, čas i drážkování statoru a rotoru. Tento úplný výpočet pro třífázový asynchronní stroj je uveden v kapitole 1.1.1. V kapitole 1.1.2 je pak provedeno zjednodušení, které lépe odpovídá platnosti modelů pro harmonickou analýzu řešených metodou konečných prvků

1.1.1 Časový a prostorový průběh magnetické indukce

Časový a prostorový průběh MMF symetrického třífázového vinutí statoru je dle (1) dán součtem příspěvků od jednotlivých harmonických [21]

$$F_m(\xi, t) = \sum_{\nu=1}^{\infty} F_{m\nu} \sin(\omega_1 t \mp \nu p \xi), \quad (1)$$

kde řád harmonické $\nu = 6c \pm 1$ $c = 0, 1, 2, \dots$ a dále

$$F_{m\nu} = \frac{F_{m1}}{\nu} \frac{k_{\nu\nu}}{k_{\nu 1}}, \quad (2)$$

F_{m1} je amplituda základní harmonické MMF tzv. základního vinutí¹, $k_{\nu\nu}$ je činitel vinutí příslušné harmonické, $\omega_1 = 2\pi f_1$ je úhlová frekvence proudu o frekvenci f_1 protékajícího vinutím, p je počet pólových dvojic a ξ je úhlová poloha po obvodu statoru.

Amplituda základní harmonické základního vinutí je dle [17] dána rovnicí (3)

$$F_{m1} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} N_s I k_{\nu 1}, \quad (3)$$

kde N_s je počet závitů v sérii jedné fáze, I je efektivní hodnota fázového proudu vinutí a $k_{\nu 1}$ je činitel vinutí základní harmonické. Amplituda MMF se u vícepólových vinutí často vztahuje na jeden pól dle rovnice (4) [22], níže uvedený výpočet ovšem počítá se základním vinutím a tím pádem s amplitudou základní harmonické dle (3).

$$F_{m1} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \frac{N_s I}{p} k_{\nu 1}, \quad (4)$$

Za předpokladu rotoru otáčejícího se úhlovou rychlostí ω a drážkování statoru i rotoru je možné vyjádřit permeanci vzduchové mezery následujícím způsobem [21]

$$\Lambda(\xi, t) = c_0 - c'_\nu \cos \nu Q_1 \xi - c''_\nu \cos \nu Q_2 (\xi - \omega t) - \dots, \quad (5)$$

kde

$$c_0 = \frac{1}{\delta k_{c1} k_{c2}}, \quad (6)$$

$$c'_\nu = \frac{1}{\delta k_{c2}} \beta \left(\frac{b_s}{\delta} \right) F_\nu \left(\frac{b_s}{t_s} \right), \quad (7)$$

¹ Na tzv. základní vinutí (pro vinutí s celým počtem drážek na pól a fázi vždy dvoupólové) lze převést libovolné vícepólové vinutí a to za účelem objektivního porovnání vlastností vinutí o různém počtu pólů. Postup pro převod obecného vinutí na základní je popsán v [17].

$$c_v'' = \frac{1}{\delta k_{c1}} \beta\left(\frac{b_r}{\delta}\right) F_v\left(\frac{b_r}{t_r}\right), \quad (8)$$

a Q_1, Q_2 jsou počty drážek statoru a rotoru, k_{c1}, k_{c2} jsou Carterovy činitele statorového a rotorového vinutí, δ je velikost vzduchové mezeře, b_s, b_r jsou šířky drážek statoru a rotoru ve vzduchové mezeře, t_s, t_r jsou drážkové rozteče statoru a rotoru a $\beta\left(\frac{b_s(b_r)}{\delta}\right), F_v\left(\frac{b_s(b_r)}{t_s(t_r)}\right)$ jsou koeficienty dané charakteristikami uvedenými například v [21].

Rozložení magnetické indukce ve vzduchové mezeře dané harmonickými MMF a drážkováním rotoru a statoru lze tedy určit jako:

$$\begin{aligned} B(\xi, t) = F_m(\xi, t) \Lambda(\xi, t) = F_{mv} c_0 \sin(\omega_1 t \mp \nu \xi) \\ - \frac{1}{2} F_{mv} c_v' \left[\sin[\omega_1 t + (Q_1 \mp \nu) \xi] + \sin[\omega_1 t - (Q_1 \pm \nu) \xi] \right] \\ - \frac{1}{2} F_{mv} c_v'' \left[\sin[(\omega_1 - Q_2 \omega) t + (Q_2 \mp \nu) \xi] + \sin[(\omega_1 + Q_2 \omega) t - (Q_2 \pm \nu) \xi] \right] - \dots \end{aligned} \quad (9)$$

1.1.2 Zjednodušení odpovídající harmonické analýze stroje

Výpočet uvedený v kapitole 1.1.1 odpovídá modelům řešeným v časové oblasti (tranzientní analýze), kdy je možné počítat s otáčením rotoru a tím pádem také s různými frekvencemi veličin magnetického a elektrického pole ve statoru a rotoru a stejně tak i s jejich harmonickými. Výpočet uvedený v této kapitole je však mírně zjednodušený, aby lépe odpovídal platnosti modelů řešených ve frekvenční oblasti (harmonické analýze). Právě ve frekvenční oblasti je provedena analýza skutečného asynchronního stroje uvedená v kapitole 1.4.

Modely řešené harmonickou analýzou jsou počítány pro každou zadanou frekvenci zvlášť a nepočítají s otáčením rotoru v čase. Výsledky jsou tedy platné pro ustálený stav a vždy pro jedno konkrétní natočení rotoru (jeden časový okamžik) a napájecí frekvenci. V případě konečněprvkových modelů asynchronních strojů řešených prostřednictvím harmonické analýzy je statorové vinutí napájeno proudy o amplitudě odpovídající řešenému provoznímu stavu (zátěži), ovšem o frekvenci pole rotoru f_2 v daném provozním stavu. To je důležité s ohledem na výpočet proudů indukovaných do tyčí rotoru a jejich vlivu na celkové sycení magnetického obvodu nebo moment stroje.

$$f_2 = sf_1 \quad (10)$$

V rovnici (10) je s poměrná hodnota skluzu stroje v řešeném provozním stavu a f_1 je skutečná (štítková) napájecí frekvence stroje.

Průběh MMF vinutí statoru tedy není v případě harmonické analýzy funkcí polohy a času jak je uvedeno v (1), ale pouze funkcí polohy. Tím pádem přejde pro základní harmonickou rovnice (1) do tvaru

$$F_m(\xi) = F_{m1} \sin(p\xi). \quad (11)$$

Jelikož není uvažováno otáčení rotoru, má na permeanci vzduchové mezery vliv pouze drážkování statoru a rotoru a rovnice (5) je zjednodušena následujícím způsobem

$$\Lambda(\xi) = c_0 - c_1' \cos(Q_1\xi) - c_1'' \cos(Q_2\xi). \quad (12)$$

Hodnotu magnetické indukce ve vzduchové mezeře danou pouze základní harmonickou MMF a drážkováním rotoru a statoru lze tedy určit jako:

$$\begin{aligned} B(\xi) &= F_m(\xi)\Lambda(\xi) = F_{m1}c_0 \sin(p\xi) \\ &- \frac{1}{2}F_{m1}c_1' \left[\sin((p-Q_1)\xi) + \sin((p+Q_1)\xi) \right] \\ &- \frac{1}{2}F_{m1}c_1'' \left[\sin((p-Q_2)\xi) + \sin((p+Q_2)\xi) \right] \end{aligned} \quad (13)$$

1.1.3 Obsah harmonických magnetického pole ve vzduchové mezeře

Síly působící na rotor i stator jsou úzce spjaty s magnetickým polem ve vzduchové mezeře stroje včetně harmonických v jeho frekvenčním spektru. Jak je popsáno například v [23], frekvenční spektrum obsahuje tzv. drážkové harmonické, jejichž řady jsou násobky počtu drážek statoru a rotoru (14) a dále harmonické závislé ještě na počtu pólových dvojic stroje (15)

$$\nu = cQ, \quad (14)$$

$$\nu = c \frac{Q}{p} \pm 1, \quad (15)$$

kde Q je počet drážek statoru, resp. rotoru a $c=1,2,3,\dots$

Pokud má stroj jednovrstvé vinutí, ve spektru naopak zcela chybí harmonické řady daného rovnicí (16) [17, 23].

$$v = 2cp \quad (16)$$

Dále se v magnetickém poli vzduchové mezery vyskytují prostorové harmonické dané rozložením vinutí statoru. Jejich řád je daný (17)

$$v = 2cm \pm 1, \quad (17)$$

kde m je počet fází vinutí statoru.

Znaménko plus znamená, že se příslušná harmonická otáčí ve stejném směru jako postupná vlna pole, zatímco znaménko mínus znamená, že se harmonická otáčí ve směru opačném. Předpokladem pro následující rozbor je napájení stroje sinusovým napětím. Tehdy jsou všechny prostorové harmonické buzené pouze základní časovou harmonickou magnetického pole. Pokud je rychlost otáčení základní harmonické dána (18), lze rychlost $v-té$ harmonické vyjádřit pomocí (19) [23]. To znamená, že $v-tá$ harmonická se otáčí ve vzduchové mezeře $v-krát$ pomaleji než základní harmonická.

$$v_1 = 2t_p f_1 \quad (18)$$

$$v_1 = 2 \frac{t_p}{v} f_1 \quad (19)$$

V (18) a (19) je t_p pólová rozteč statoru a f_1 je napájecí frekvence. Skluz $v-té$ harmonické je pak dán následující rovnicí

$$s_v = \frac{\frac{\omega_1}{v} - \omega}{\frac{\omega_1}{v}} = \frac{\omega_1 - v\omega}{\omega_1} = 1 - \frac{v\omega}{\omega_1}. \quad (20)$$

Jelikož ve jmenovitém pracovním bodě stroje je skluz velmi malý, jsou si úhlová rychlost pole statoru a mechanická úhlová rychlost rotoru velice blízké ($\omega_1 \approx \omega$). V tom případě lze rovnici (20) přepsat do tvaru dle (21).

$$s_v = 1 - v \quad (21)$$

Frekvence magnetického pole v rotoru je dána (22) a základní časová harmonická pole statoru tak společně s prostorovými harmonickými dle (17) generuje v poli rotoru harmonické, jejichž řady jsou násobky šesti, jak je ukázáno v Tab. 1.I.

$$f_2 = s_v f_1 \quad (22)$$

TAB. 1.I: PŘÍKLAD BUZENÝCH HARMONICKÝCH POLE ROTORU

<i>Časová harmonická pole statoru</i>	<i>Řád prostorové harmonické</i>	<i>Buzená harmonická pole rotoru</i>
1	-5	6
1	7	-6
1	-11	12
1	13	-12
...

1.2 Výpočet Lorentzovy síly působící na tyče klece nakrátko

Na základě výpočtu dle rovnic uvedených v kapitole 1.1 mohou být analyticky určeny Lorentzovy síly působící na jednotlivé tyče klece nakrátko. K tomu je zapotřebí znát také proudy protékající danými tyčemi. Obecně lze proud v konkrétní tyči [24] vypočítat jako

$$I = I_m [\cos(Q_{2n}\alpha + \varphi) + i \sin(Q_{2n}\alpha + \varphi)], \quad (23)$$

kde

$$\alpha = \frac{2\pi}{Q_2} p \quad (24)$$

je elektrický úhel mezi sousedními tyčemi rotoru, I_m je amplituda proudu rotoru, Q_{2n} je pořadové číslo dané tyče rotoru a φ je úhel fázového posuvu.

Za předpokladu kolmosti vektoru magnetické indukce k tyči protékané proudem, což lze v případě točivých elektrických strojů s dostatečnou přesností uvažovat, je možné Lorentzovu sílu působící na danou tyč v tangenciálním směru vypočítat jako

$$F = BI l_{Fe}, \quad (25)$$

kde l_{Fe} je délka tyči rotoru, která je shodná s délkou plechového svazku.

1.3 Výpočet sil pomocí Maxwellova tenzoru pnutí

Pro výpočet síly na rozhraní dvou prostředí s různou permeabilitou se používá Maxwellův tenzor pnutí (MST). V případě analýzy silového působení na zuby statoru a rotoru se tedy jedná o rozhraní železo – vzduch. V obecném případě, tedy v prostředí o permeabilitě μ vystavenému působení magnetického pole o indukci $\mathbf{B} = (B_x, B_y, B_z)$, lze vyjádřit MST symetrickou maticí [25, 26]

$$\mathbf{T} = \frac{1}{\mu} \begin{bmatrix} B_x^2 - \frac{1}{2}|\mathbf{B}|^2 & B_x B_y & B_x B_z \\ B_x B_y & B_y^2 - \frac{1}{2}|\mathbf{B}|^2 & B_y B_z \\ B_x B_z & B_y B_z & B_z^2 - \frac{1}{2}|\mathbf{B}|^2 \end{bmatrix}. \quad (26)$$

Pomocí MST lze následně určit celkovou sílu působící na určitou plochu, případně objem.

1.3.1 Výpočet síly přes objemový integrál

Z Maxwellova tenzoru pnutí lze určit objemovou hustotu síly $\Delta \mathbf{f}$

$$\Delta \mathbf{f} = \text{div} \mathbf{T}, \quad (27)$$

a následně celkovou sílu \mathbf{F} , která působí na těleso o objemu V

$$\mathbf{F} = \int_V \Delta \mathbf{f} dV. \quad (28)$$

1.3.2 Výpočet síly přes plošný integrál

Plošnou hustotu síly nebo také magnetický tlak (jednotkou je $N \cdot m^{-2} = Pa$) lze vyjádřit přímo Maxwellovým tenzorem pnutí

$$\Delta \mathbf{p} = \mathbf{T} \cdot \mathbf{n}, \quad (29)$$

kde \mathbf{n} je normálový vektor plochy.

Sílu, působící na celé těleso o povrchu S , lze stanovit jako

$$\mathbf{F} = \int_S \Delta \mathbf{p} dS. \quad (30)$$

Pro 2D analýzu silového působení na rozhraní feromagnetikum – vzduch je tedy v kartézském souřadném systému celková síla počítána následujícím způsobem

$$\mathbf{F} = \frac{1}{\mu_0} \int_S \begin{bmatrix} B_x^2 - \frac{1}{2}|\mathbf{B}|^2 & B_x B_y \\ B_x B_y & B_y^2 - \frac{1}{2}|\mathbf{B}|^2 \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} n_x \\ n_y \end{Bmatrix} dS, \quad (31)$$

kde: \mathbf{F} je celková síla, která působí na těleso o povrchu S

μ_0 je permeabilita vakua (relativní permeabilita vzduchu $\mu_r \cong 1$)

B_x, B_y jsou složky magnetické indukce v kartézském souřadném systému

$|B|$ je absolutní hodnota vektoru magnetické indukce

n_x, n_y jsou složky jednotkového normálového vektoru plochy.

1.4 Analýza silového působení na modelu skutečného stroje

Pro názornou ukázkou rozložení sil působících na zuby statoru a rotoru skutečného stroje, a jejich porovnání s Lorentzovými silami působícími na tyče klece nakrátko, jsou níže prezentovány výsledky analýzy běžného asynchronního stroje pro průmyslové použití. Jedná se o čtyřpólový motor s Boucherotovou klecí nakrátko o výkonu 11 kW. Jelikož v další části práce jsou provedeny analýzy a měření na jiném stroji (stroj B), je stroj analyzovaný v této kapitole označen jako stroj A.

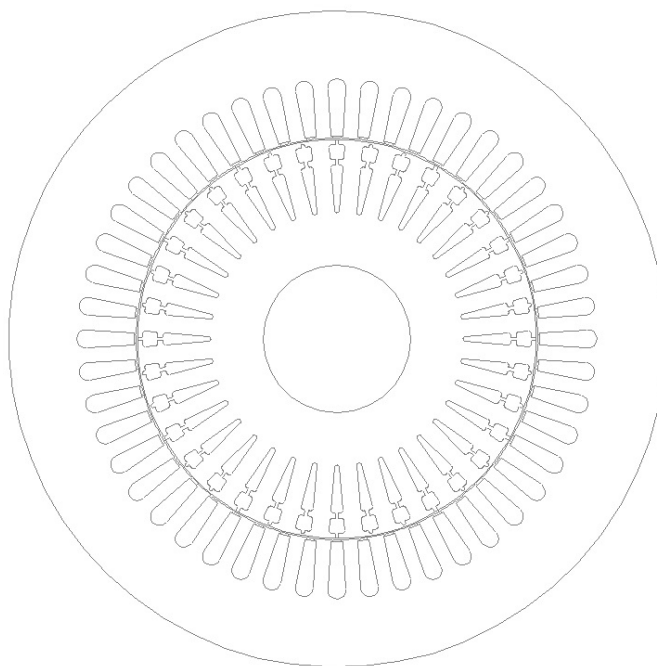
Jmenovité parametry stroje A jsou uvedeny v TAB. 1.II a geometrie stroje je znázorněna na Obr. 1.1. Některé další parametry týkající se vinutí, počtu drážek a rozměrů stroje A jsou k dispozici v Tab. 1.III. Vinutí statoru je třífázové, jednovrstvé, s celým počtem drážek na pól a fázi q . Klec nakrátko je odlita z hliníku a každá třetí drážka rotoru je ve vzduchové mezeře mírně otevřena, ostatní drážky jsou uzavřené. Zešíkmení drážek rotoru je vzhledem k 2D analýze zanedbáno. Pro analýzu vybraného provozního stavu je nutné znát odpovídající velikosti proudů strojem při daných otáčkách (skluzu). Ty lze získat z rozběhové proudové charakteristiky (viz Obr. 1.2). V této práci je provedena analýza pro jmenovitý chod stroje v zapojení Y.

TAB. 1.II: JMENOVITÉ PARAMETRY STROJE A

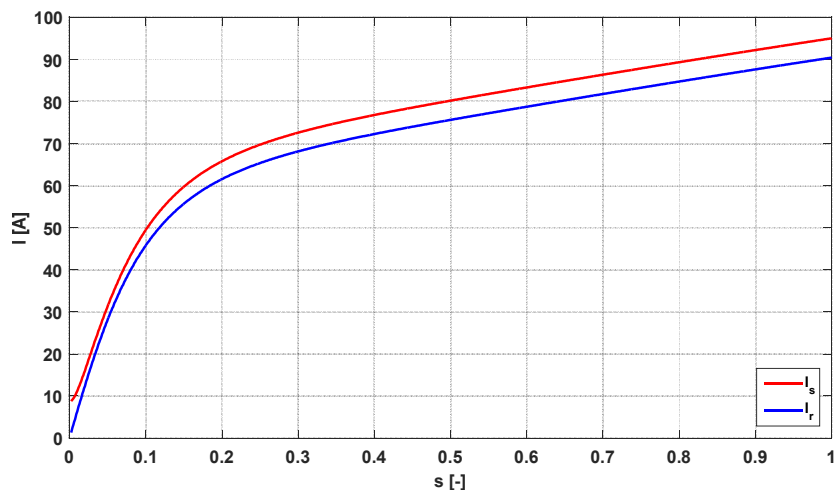
<i>Parametr</i>	<i>Hodnota</i>	<i>Jednotka</i>
Jmenovitý výkon	11	kW
Jmenovité napětí Δ / Y	230 / 400	V
Jmenovitý proud Δ / Y	37,3 / 21,5	A
Frekvence	50	Hz
Jmenovité otáčky	1460	min ⁻¹
Účinnost	0,84	-

TAB. 1.III: DALŠÍ VYBRANÉ PARAMETRY STROJE A

<i>Parametr</i>	<i>Hodnota</i>	<i>Jednotka</i>
Počet drážek/zubů statoru	48	-
Počet drážek/zubů rotoru	36	-
Počet drážek na pól a fázi	4	-
Počet vodičů v drážce statoru	15	-
Vnější průměr statoru	235	mm
Vnitřní průměr statoru	143,6	mm
Vnější průměr rotoru	142,6	mm
Velikost vzduchové mezery	0,5	mm
Efektivní délka železa	136,5	mm
Činitel plnění železa	0,97	-
Zešikmení drážek rotoru (v poměru k drážkové rozteči statoru)	1	-



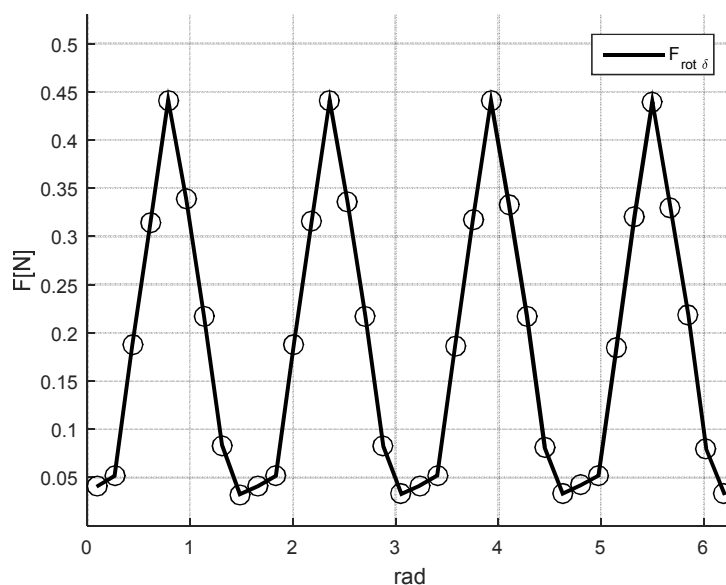
Obr. 1.1: Geometrie modelovaného stroje.



Obr. 1.2: Proudová rozběhová charakteristika modelovaného stroje při spojení vinutí Y – proud statoru červeně, proud rotoru modře.

1.4.1 Síla působící na tyče klece nakrátko

Na Obr. 1.3 je patrná velikost Lorentzových sil působících na jednotlivé tyče klece nakrátko modelovaného stroje. Z porovnání tohoto grafu s grafy uvedenými na Obr. 1.6 a Obr. 1.7 je zřejmé, že síla působící na tyče rotoru je zanedbatelná v porovnání s tangenciální silou působící na zuby.



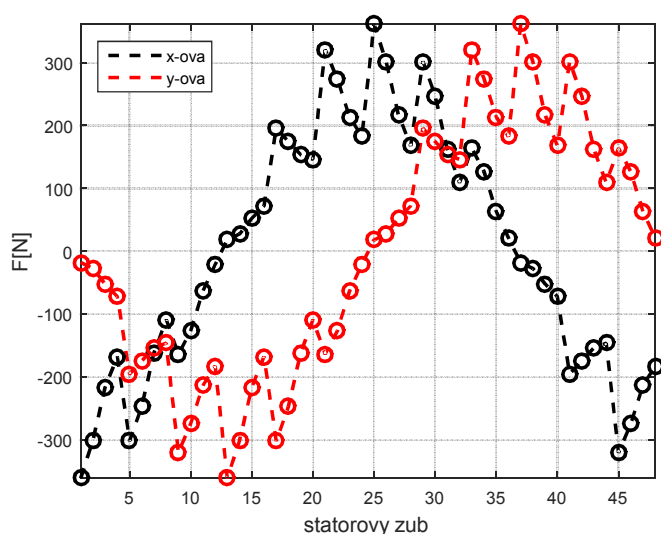
Obr. 1.3: Lorentzova síla působící na jednotlivé tyče klece nakrátko.

1.4.2 Síla působící na zuby statoru a rotoru

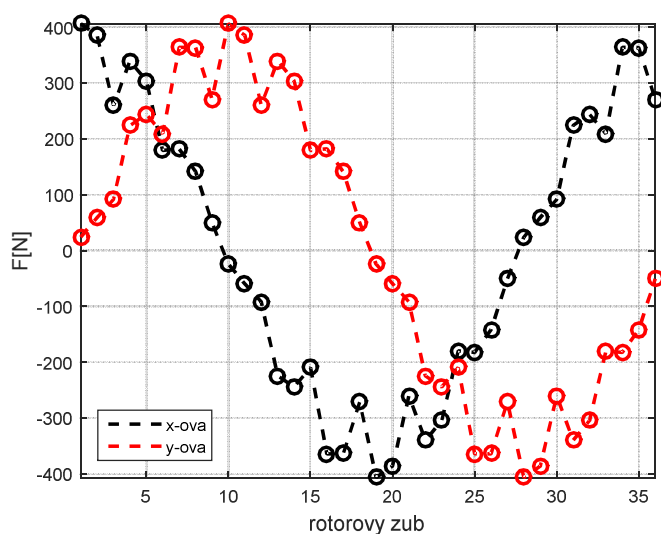
Pokud vezmeme v úvahu přesný tvar drážek statoru a rotoru, je prakticky nemožné odvodit přesné analytické řešení Maxwellových sil působících na jednotlivé zuby. Zejména

pokud je vinutí rotoru tvořeno dvojistou klecí nakrátko. Z tohoto důvodu je výhodné použít pro určení Maxwellových sil konečněprvkovou analýzu (FEA). Ta byla řešena v programu ANSYS jako 2D harmonická analýza. Model je tedy platný pro ustálený jmenovitý stav a pro konkrétní úhel natočení rotoru vůči statoru, který je však možné před každým výpočtem změnit. Síly jsou vyhodnocovány uprostřed vzduchové mezery. Pokud by byly vyhodnocovány přímo na rozhraní železo – vzduch mohla by být do výsledku zanesena značná chyba [27, 28].

Síly působící na jednotlivé zuby statoru (Obr. 1.4) a rotoru (Obr. 1.5) jsou v programu ANSYS rozloženy na složky v osách x a y .



Obr. 1.4: Síly působící na jednotlivé zuby statoru v osách x a y .



Obr. 1.5: Síly působící na jednotlivé zuby rotoru v osách x a y .

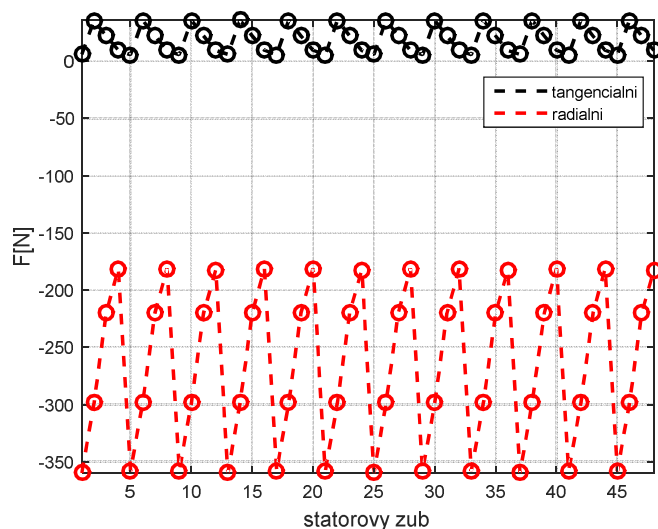
Pro názornost je však vhodnější provést transformaci na radiální a tečnou složku (viz Obr. 1.6 a Obr. 1.7) dle následujících rovnic.

$$F_r = F_x \cos \xi_z + F_y \sin \xi_z \quad (32)$$

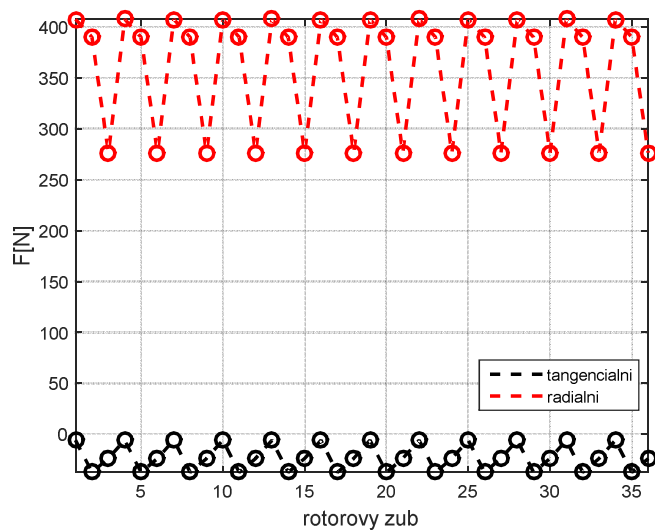
$$F_t = -F_x \sin \xi_z + F_y \cos \xi_z \quad (33)$$

V rovnicích (32) a (33) jsou F_r a F_t síly transformované do radiálního, resp. tangenciálního směru, F_x a F_y jsou složky síly působící na konkrétní zub v ose x , resp. y a ξ_z je úhel osy konkrétního zubu měřený proti směru hodinových ručiček od osy x .

Zatímco tečná složka vytváří zejména točivý moment, radiální složka budí vibrace v plechovém svazku rotoru a pokud není v rovnováze, může vzniknout jednostranný magnetický tah, který způsobuje dodatečné namáhání rotoru a ložisek. Z grafů je zřejmé, že síly působící na stator a rotor jsou opačně orientované. Je zde jasně vidět, že na stator působí stejně veliký moment opačného smyslu než na rotor. Toho se využívá například u dynamometrů, kdy není stator připevněn k základu stroje, ale je mu umožněno natáčení v určitém rozsahu daném velikostí působícího momentu.



Obr. 1.6: Síly působící na jednotlivé zuby statoru v radiálním a tečném směru.

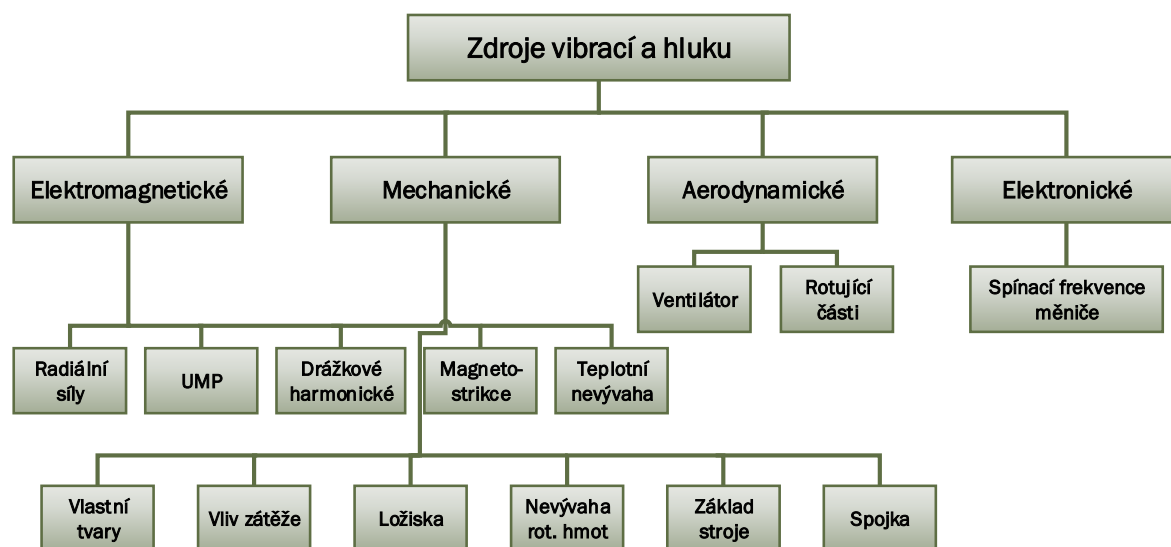


Obr. 1.7: Síly působící na jednotlivé zuby rotoru v radiálním a tečném směru.

2 Přehled zdrojů chvění a poruch v elektrických strojích točivých

V této kapitole je uveden přehled zdrojů chvění a hluku v elektrických točivých strojích. Některé z nich se ve stroji vyskytují přirozeně a buď je lze potlačit nebo alespoň zmírnit jejich vliv různými konstrukčními opatřeními (např. zešíkmení drážek) nebo je třeba jejich výskyt akceptovat. Dalšími zdroji chvění a hluku jsou poté poruchy vznikající během provozu stroje.

Zdroje chvění lze rozdělit podle jejich umístění na vnitřní a vnější. Tedy zda jsou vibrace buzeny přímo uvnitř stroje nebo mají původ v jiných částech soustrojí (pohonu), případně v okolním prostředí. Z hlediska příčiny vzniku chvění a hluku pak lze provést ještě dělení na elektromagnetické, mechanické, aerodynamické a elektronické zdroje (viz Obr. 2.1). Některé poruchy (např. jednostranný magnetický tah) mohou mít elektromagnetickou příčinu, avšak v jejich důsledku mohou vznikat další poruchy mechanické (např. průhyb hřídele právě vlivem UMP) a naopak.



Obr. 2.1: Rozdělení zdrojů vibrací a hluku, příp. poruch zpracováno dle [29, 30]

2.1 Bližší popis vybraných poruch asynchronního stroje

2.1.1 Statická a dynamická excentricita

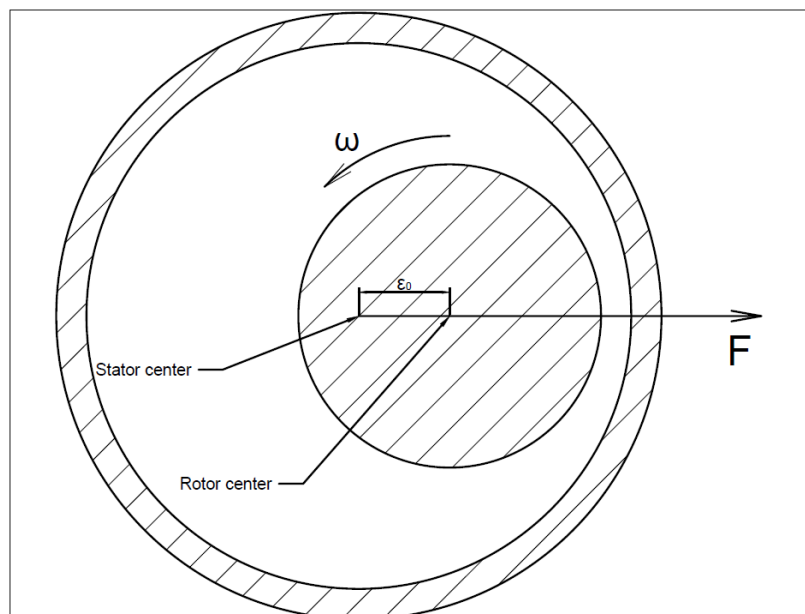
V ideálním případě má vzduchová mezera asynchronního stroje po celém obvodu stejnou velikost. Radiální elektromagnetické síly jsou tedy v rovnováze a rotor není nijak přidavně namáhán. Ovšem pokud je rotor uložen do statoru excentricky, nebudou tyto síly v rovnováze a na rotor bude ve směru nejmenší vzduchové mezery působit výsledná radiální síla - jednostranný magnetický tah (UMP). Kromě průhybu nebo kmitání hřídele a chvění statorového svazku a následně kostry, může excentricita způsobit řadu dalších nežádoucích efektů. Může indukovat harmonické do proudu statoru, způsobit předčasné opotřebení ložisek nebo v krajním případě tření rotoru o stator. Na to je třeba dát pozor zejména u asynchronních strojů, které mají obecně velmi malou vzduchovou mezera

V praxi se rozlišují dva základní druhy excentricity:

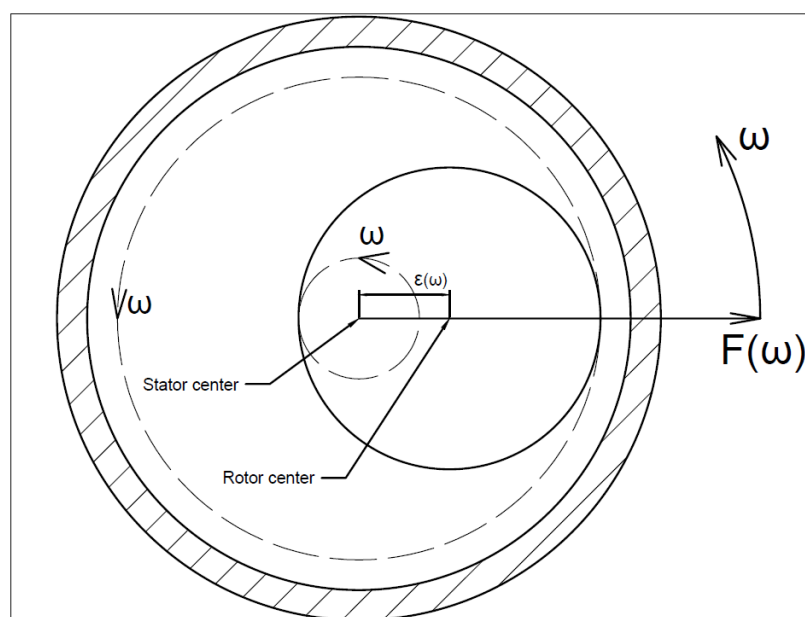
- Statická excentricita (SE), také označována jako excentrická vzduchová mezera
- Dynamická excentricita (DE), také označována jako excentrický rotor

Zatímco v případě SE (*Obr. 2.2*) je pozice minimální vzduchové mezery v čase stálá a velikost a směr UMP lze považovat za neměnné, v případě DE (*Obr. 2.3*) se spolu s pozicí minimální vzduchové mezery mění i směr jednostranného magnetického tahu. SE je obvykle charakterizována dokonale tuhým hřídelem, který je do statoru namontován s určitou výchylnou od osy statoru, ale otáčí se okolo své vlastní osy. Tento stav může zejména u dlouhých hřídelů způsobit průhyb. Ovšem jak již bylo řečeno, tento průhyb má stálou pozici v čase. Oproti tomu DE je většinou způsobena ohnutím hřídele již během výroby nebo teplotní nevyvážeností rotoru během provozu, což může způsobit kmitání hřídele. Osy statoru a rotoru jsou tedy opět posunuté, ovšem tentokrát se rotor otáčí okolo osy statoru. V praxi se často vyskytuje smíšená excentricita, která je kombinací statické a dynamické excentricity.

Na závěr je třeba dodat, že určitá míra excentricity se vyskytuje prakticky ve všech točivých elektrických strojích. Je to dáno určitými nepřesnostmi v průběhu výroby, ať už tolerancemi obráběcích strojů nebo při konečné montáži stroje. Pro elektrické stroje se obecně připouští maximální excentricita o velikosti 10% vzduchové mezery.



Obr. 2.2: Schematické znázornění statické excentricity.

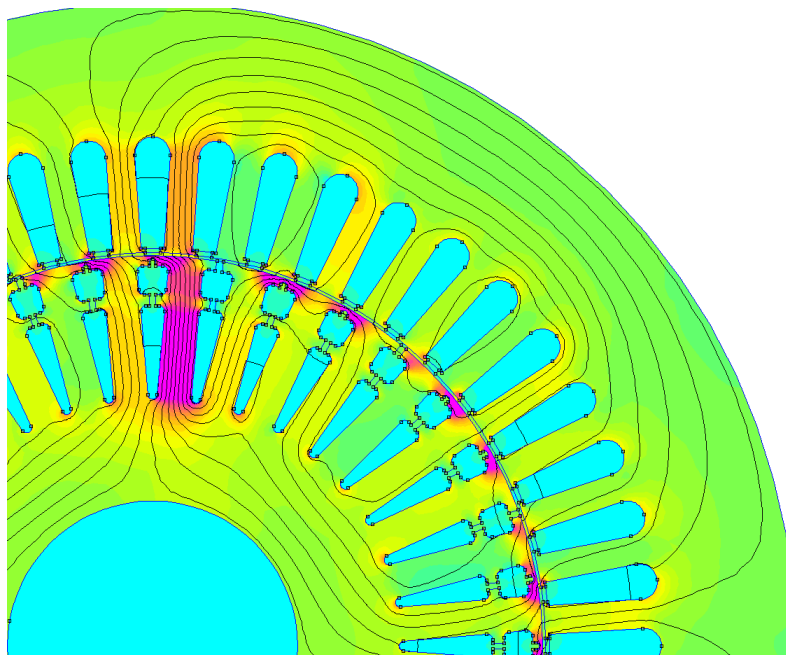


Obr. 2.3: Schematické znázornění dynamické excentricity.

2.1.2 Přerušená tyč klece nakrátko

K přerušení tyče klece nakrátko dochází zejména u strojů se svařovanou nebo pájenou klecí. Teplotní roztažnost materiálu nebo vliv pulzací momentu, případně jejich kombinace, mohou způsobit narušení svaru mezi tyčí a kruhem nakrátko. Vliv teplotní roztažnosti může být významný zejména, pokud stroj pracuje v přerušovaném chodu, kdy dochází opakovaně k ohřátí a vychladnutí stroje a tím pádem také k opakovanému namáhání

spoje mezi tyčí a kruhem. Zánik proudu tyčí v důsledku přerušení vodivé cesty vede zároveň k zániku rozptylového toku v okolí této tyče. To způsobuje přesycení zubu rotoru sousedícího s přerušenou tyčí ve směru otáčení a vzniku poměrně velké radiální síly působící v dané oblasti. Tato síla se otáčí společně s rotorem a narušuje tak rovnovážný stav radiálních sil působících na rotor. V podstatě tedy vytváří jednostranný magnetický tah, podobně jako dynamická excentricita. Může tedy budít zvýšené vibrace statoru a stejně tak způsobit přídavné namáhání ložisek. Navíc proud tekoucí původně přerušenou tyčí se nově rozdělí mezi sousední tyče, což vede v důsledku zvýšené proudové hustoty k nárůstu teploty v těchto tyčích a teplotní nevyváženosti rotoru.



Obr. 2.4: Detail přesyceného zubu rotoru – přerušená tyč vpravo od přesyceného zubu.

2.2 Analýza vlivu excentricity na velikost UMP a moment stroje

V této kapitole je provedena analýza vlivu míry statické excentricity na velikost jednostranného magnetického tahu a zvlnění točivého momentu stroje. Analýza je provedena metodou konečných prvků v programu FEMM 4.2 [27] na stroji A. Úloha je řešena opět jako 2D harmonická analýza jmenovitého chodu stroje, přičemž model je počítán pro několik velikostí statické excentricity (viz Tab. 2.I) a samozřejmě také pro koncentrický rotor. Statické excentricita je do modelu zavedena posunem rotoru v ose x . Pro každou velikost excentricity je dále model počítán pro natočení rotoru nula až šedesát stupňů s krokem půl stupně. Toto rozmezí úhlů natočení hřídele je zvoleno s ohledem na opakování průběhů

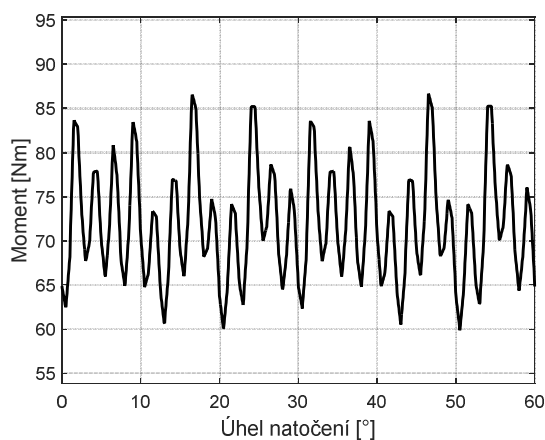
momentu a sil po třiceti stupních. Úhel třicet stupňů pak odpovídá rozteči otevřených drážek rotoru.

TAB. 2.I: MODELOVANÉ VELIKOSTI STATICKÉ EXCENTRICITY

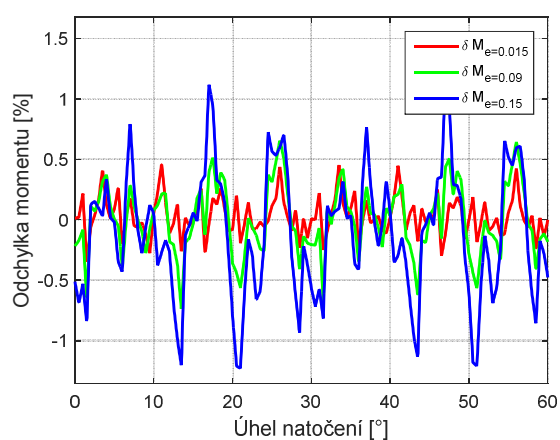
<i>Velikost SE [mm]</i>	0,015	0,03	0,045	0,06	0,075
<i>Procent vzduchové mezery [%]</i>	3	6	9	12	15
<i>Velikost SE [mm]</i>	0,09	0,105	0,12	0,135	0,15
<i>Procent vzduchové mezery [%]</i>	18	21	24	27	30

2.2.1 Vliv excentricity na průběh točivého momentu

Průběh momentu pro koncentrický rotor je zobrazen na *Obr. 2.5*. Je zde jasně patrné zvlnění momentu vzniklé v důsledku drážkování statoru a rotoru. Zvlnění momentu je pro všechny modelované hodnoty SE prakticky stejné a drobné rozdíly lze pozorovat pouze ve špičkách. Procentní odchylka momentu od momentu koncentrického rotoru pro několik vybraných hodnot SE, vztažená k jmenovitému momentu stroje (34), je patrná z *Obr. 2.6*. Z uvedených výsledků je jasně patrné, že průběh momentu vykazuje s rostoucí excentricitou pouze malé odchylky od momentu stroje s koncentrickým rotorem. Největší odchylka je pro SE o velikosti 30 % vzduchové mezery mírně přes jedno procento.



Obr. 2.5: Průběh momentu pro koncentrický rotor.



Obr. 2.6: Odchylka momentu pro vybrané velikosti SE.

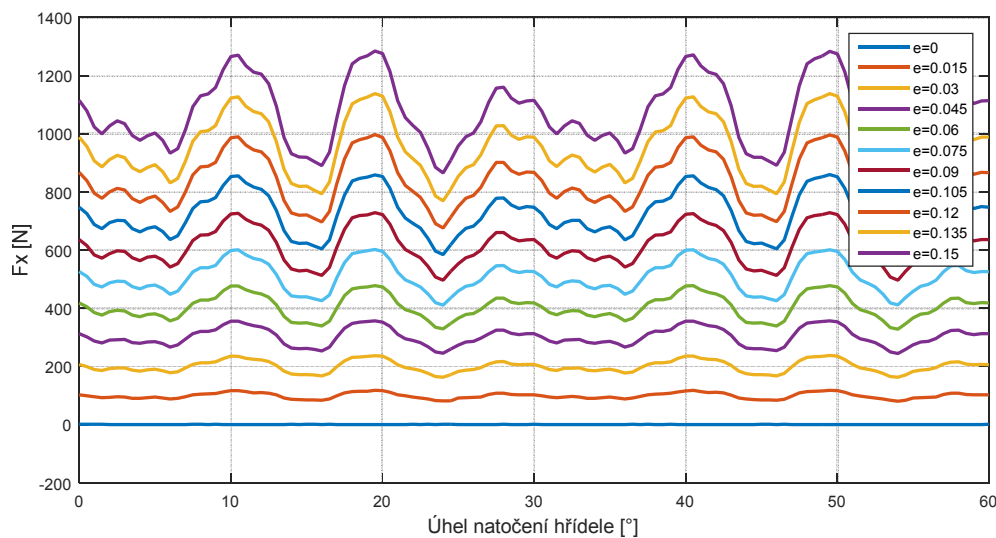
$$\delta M_e = \frac{M_e - M_0}{M_n} 100 \quad (34)$$

V (34) je δM_e procentní odchylka momentu, M_e je moment při dané velikosti SE a odpovídajícím natočení hřídele a M_0 je moment koncentrického rotoru při stejném natočení hřídele.

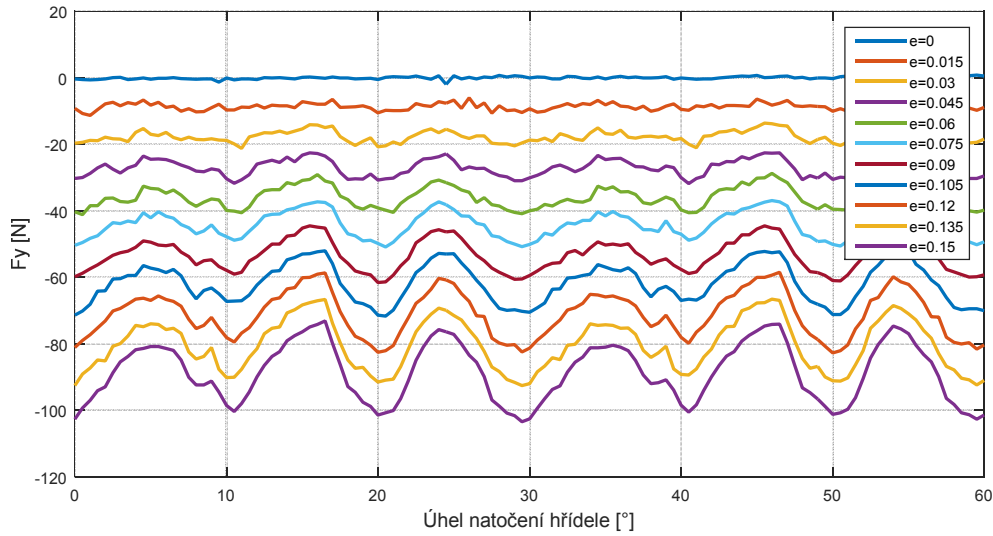
2.2.2 Vliv excentricity na velikost UMP

Síly působící na celý rotor jsou počítány pomocí Maxwellova tenzoru pnutí na kružnici vedené uprostřed vzduchové mezery. Výsledná síla je rozložena na složky působící ve směrech os x (F_x) a y (F_y) kartézského souřadného systému. Průběhy sil, stejně jako průběh momentu, se opakují po třiceti stupních. Maxima a minima v průbězích jsou dány vzájemným natočením zubů statoru a rotoru. Pokud je velký počet zubů rotoru natočen proti zubům statoru, vyskytne se v průběhu lokální maximum. Oproti tomu lokální minimum se v průběhu objeví, pokud je většina zubů rotoru natočena proti drážkám statoru nebo naopak.

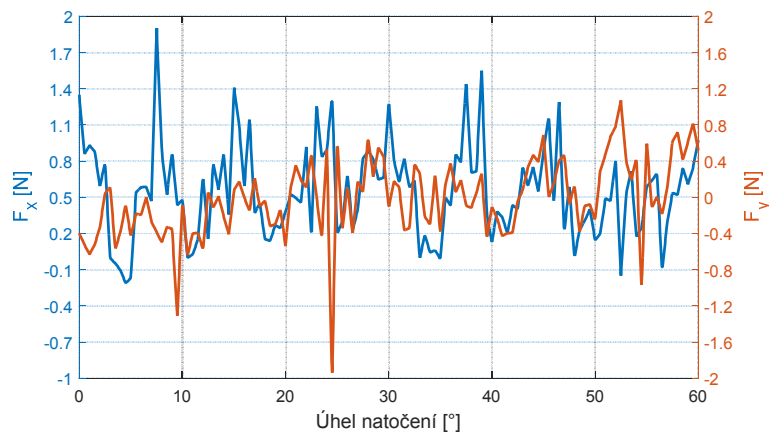
Obě složky síly, F_x (Obr. 2.7) i F_y (Obr. 2.8), mají pro všechny hodnoty excentricity velmi podobný tvar průběhu. To je jasně viditelné zejména při větších hodnotách SE. Detail na průběh sil pro koncentricky uložený rotor a největší modelovanou velikost SE $0,15\text{ mm}$ je uveden na Obr. 2.9, resp. Obr. 2.10. Že velikost síly roste s hodnotou SE lineárně je potom patrné z Obr. 2.11 a Obr. 2.12.



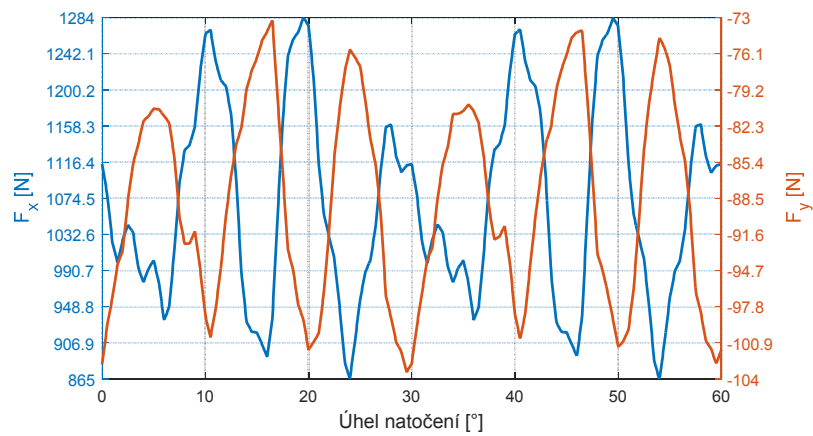
Obr. 2.7: Celková síla F_x působící na rotor při různé velikosti SE.



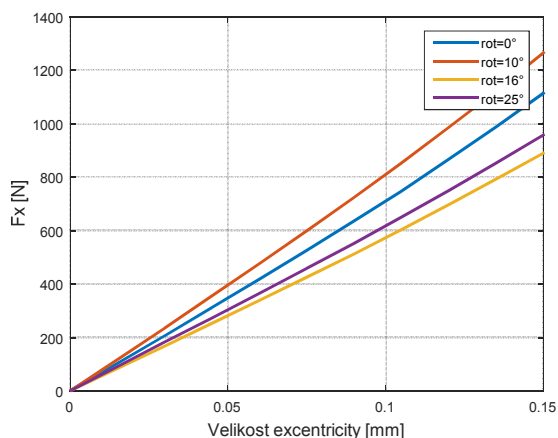
Obr. 2.8: Celková síla F_y působící na rotor při různé velikosti SE.



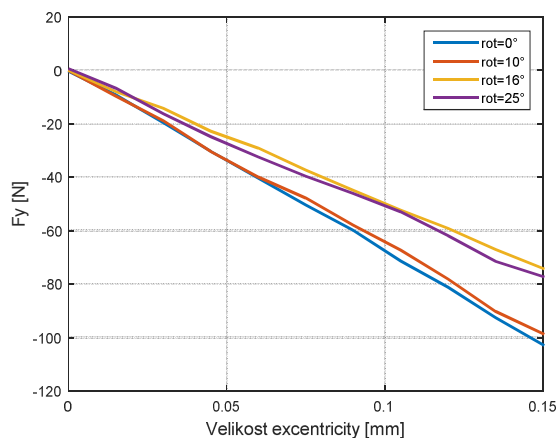
Obr. 2.9: Síly F_x a F_y působící na koncentricky uložený rotor.



Obr. 2.10: Síly F_x a F_y působící na rotor při SE 0.15 mm.



Obr. 2.11: Růst síly F_x s velikostí SE pro několik úhlů natočení hřídele.

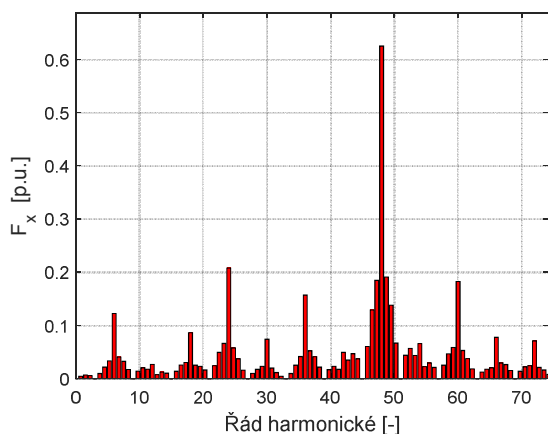


Obr. 2.12: Růst síly F_y s velikostí SE pro několik úhlů natočení hřídele.

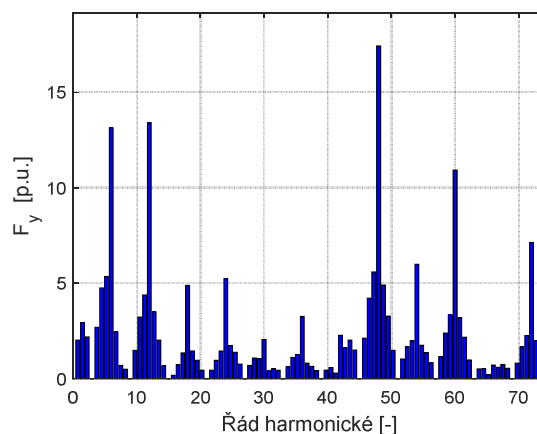
2.2.3 Harmonická analýza průběhů sil

V této podkapitole jsou prezentovány výsledky harmonické analýzy obou složek síly, tedy F_x a F_y . Amplitudy jednotlivých harmonických jsou zobrazeny v poměrných hodnotách - vztaženy k stejnosměrné složce síly. Poměrný systém je zvolen kvůli lepšímu porovnání obsahu harmonických ve frekvenčním spektru sil pro různé velikosti SE. Hlavní harmonické ve spektru jsou násobky šesti, jak je uvedeno v kapitole 1.1.3, a mají poměrně významná postranní pásma.

V případě soustředně uloženého rotoru (Obr. 2.13 a Obr. 2.14) téměř všechny hlavní harmonické převyšují svá postranní pásma. Jejich relativně velká amplituda je způsobena velmi malou (téměř nulovou) stejnosměrnou složkou síly. Nejvyšší amplitudu má 48. harmonická, jejíž řád odpovídá počtu drážek statoru (14). Poměrně široké spektrum je způsobeno větším vlivem drážkování statoru a rotoru.

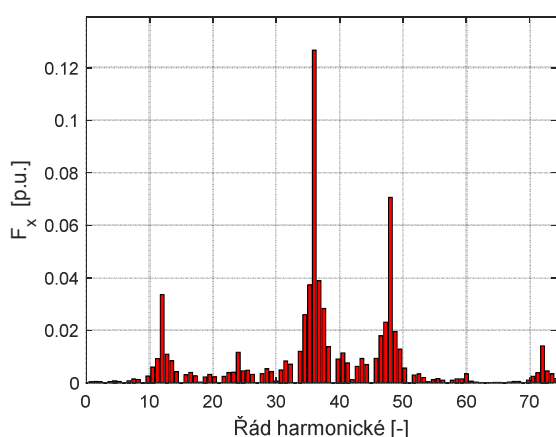


Obr. 2.13: Frekvenční spektrum síly F_x pro koncentrické uložení rotoru.

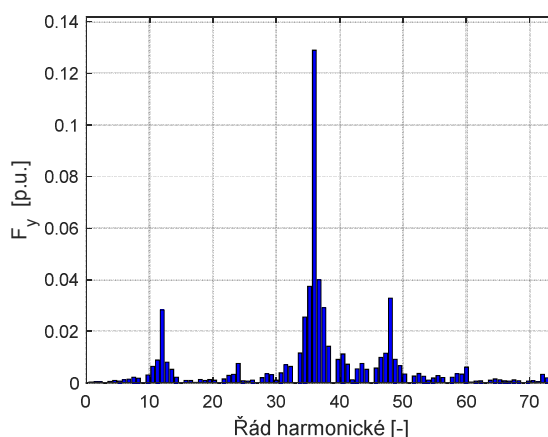


Obr. 2.14: Frekvenční spektrum síly F_y pro koncentrické uložení rotoru.

Pokud je rotor uložen excentricky (Obr. 2.15 a Obr. 2.16), je vliv drážkování poněkud potlačen působením jednostranného magnetického tahu ve směru minimální vzduchové mezery. Poměrná velikost jednotlivých harmonických F_x je pro různé hodnoty SE téměř konstantní a nepatrně se mění pouze v případě F_y , proto jsou zde uvedena spektra pouze pro SE o velikosti $0,15\text{ mm}$. Největších amplitud dosahují harmonické řádu 36 a 48, což odpovídá počtu drážek rotoru, respektive statoru (14). Vyšších hodnot dosahují také amplitudy 12., 24., 60. a 72. harmonické. Naopak harmonické řádu 6, 18, 30, 42, 54 a 66 jsou téměř potlačené a ve spektru se vyskytují pouze jejich, spíše nevýrazná, postranní pásma.



Obr. 2.15: Frekvenční spektrum síly F_x pro SE $0,15\text{ mm}$.

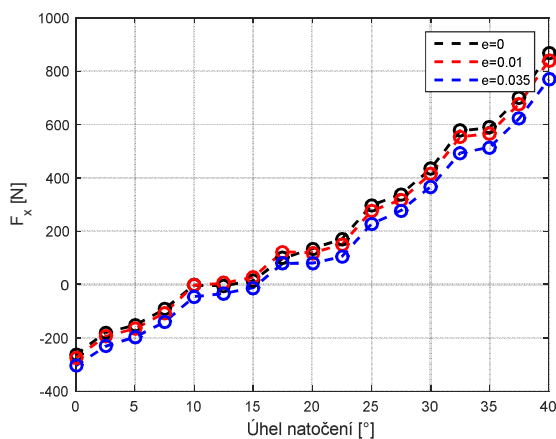


Obr. 2.16: Frekvenční spektrum síly F_y pro SE $0,15\text{ mm}$.

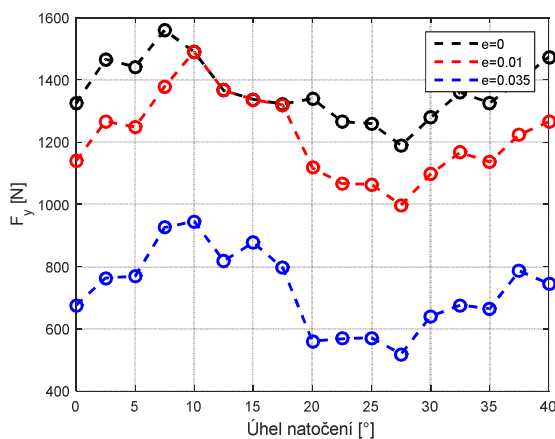
2.3 Vliv kombinace SE a přerušené tyče rotoru na velikost UMP

V této kapitole je provedena analýza vlivu kombinace dvou poruch, statické excentricity a přerušené tyče rotoru, na velikost jednostranného magnetického tahu. Analýza je provedena na stroji A za stejných podmínek jako v kapitole 2.2. Rozdíl je pouze ve směru statické excentricity, která je tentokrát nastavena v záporném směru osy y tak, aby působila proti UMP od přerušené tyče rotoru ležící pro změnu v kladném směru osy y (viz Obr. 2.4). Model je počítán opět pro koncentrický rotor a poté pro dvě velikosti SE – $0,01$ a $0,035$ mm, vždy pro natočení hřídele od nuly do čtyřiceti stupňů. Opět je vyhodnocena celková síla působící na rotor, rozložená na složky F_x a F_y . Přerušeni tyče je do modelu implementováno tak, že dané tyči je nastavena nulová elektrická vodivost.

Výsledky analýzy jsou uvedeny na Obr. 2.17 a Obr. 2.18, kde je zobrazena závislost F_x , resp. F_y na úhlu natočení hřídele. Je zde jasně vidět, že složka UMP od přerušené tyče je větší, než složka UMP způsobená excentricitou. Výsledná síla tedy působí ve směru natočení přerušené tyče, což je patrné zejména u složky F_x . Lokální maxima v průběhu složky F_y vznikají, pokud je přesycený zub rotoru vedle přerušené tyče natočen proti některému zubu statoru. V tomto případě se jedná o úhly natočení $2,5$, 10 , $17,5$, 25 , $32,5$ a 40 stupňů. Interval $7,5^\circ$ odpovídá úhlu mezi jednotlivými zuby statoru (48 zubů) stroje A.



Obr. 2.17: Složka F_x síly působící na rotor při kombinaci SE a přerušené tyče.



Obr. 2.18: Složka F_y síly působící na rotor při kombinaci SE a přerušené tyče.

3 Frekvenční analýza vibrací a proudu asynchronního stroje

V točivých elektrických strojích se každá porucha, ať elektrického nebo mechanického původu, projeví vznikem vibrací o určité frekvenci nebo frekvencích. Pokud je porucha elektrického původu, případně pokud mechanická porucha nějakým způsobem ovlivňuje elektrický a/nebo magnetický obvod stroje, mohou se určité „poruchové“ frekvence objevit i ve frekvenčním spektru proudu statoru. Jelikož některé frekvence jsou typické pro více poruch, je někdy zapotřebí provést několik různých testů, aby bylo možné jednoznačně určit pravou příčinu poruchy. V této kapitole jsou teoreticky popsány frekvence vztahující se k vibračním a proudovým spektrům asynchronního stroje v bezvadném technickém stavu a stroje s jednostranným magnetickým tahem způsobeným excentricitou nebo přerušenou tyčí rotoru.

3.1 Hodnocení mohutnosti vibrací

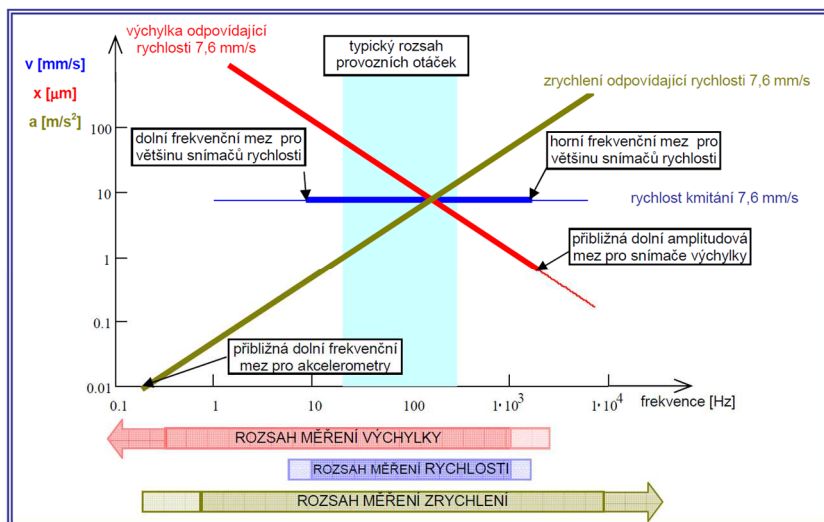
Hodnocení mohutnosti vibrací točivých elektrických strojů je upraveno normami ČSN EN 60034-14 [31] a ČSN ISO 10816-3 [32]. Norma [31] stanovuje postupy měření vibrací při výrobní přijímací zkoušce a mezní hodnoty vibrací za stanovených podmínek pro určité stroje odpojené od jakékoli zátěže nebo hnacího stroje. Norma platí pro stejnosměrné a třífázové střídavé stroje s výškou osy od 56 mm, jmenovitým výkonem do 50 MW a provozními otáčkami v rozsahu 120 min^{-1} až $15\,000 \text{ min}^{-1}$. Jsou zde specifikována měřicí místa a mezní hodnoty vibrací v závislosti na osové výšce stroje, na pružném nebo pevném uložení stroje a na tom, zda jsou na stroj kladeny zvláštní požadavky na vibrace. Norma naopak neplatí pro stroje instalované na pracovním místě (*in situ*), trojfázové komutátorové motory, jednofázové stroje nebo trojfázové stroje pracující v jednofázové síti. Pro generátory a elektrické motory jakéhokoli typu o výkonu nad 15 kW a provozních otáčkách v rozsahu 120 min^{-1} až $15\,000 \text{ min}^{-1}$ při měření *in situ* pak platí norma [32].

Vibrace na určité frekvenci lze vyjádřit pomocí výchylky x (35), rychlosti v (36) nebo zrychlení a (37). Zda je vhodnější měřit výchylku, rychlost nebo zrychlení je dáno především frekvenčním rozsahem, na kterém má být měření prováděno. Amplituda výchylky a zrychlení je totiž značně závislá na frekvenci vibrací (viz Obr. 3.1). Zatímco amplituda výchylky pro stejně mohutné vibrace je výraznější na nižších frekvencích, na vyšších frekvencích je výraznější amplituda zrychlení. V typickém provozním rozsahu běžných elektrických strojů je tedy nejvýhodnější měřit rychlost, jejíž amplituda je porovnatelná napříč celým frekvenčním spektrem.

$$x(t) = X \sin(\omega t) \quad (35)$$

$$v(t) = \frac{dx}{dt} = X \omega \cos(\omega t) \quad (36)$$

$$a(t) = \frac{dv}{dt} = \frac{d^2x}{dt^2} = -X \omega^2 \sin(\omega t) \quad (37)$$



Obr. 3.1: Poměr mezi výchylkou, rychlostí a zrychlením na různých frekvencích – převzato z [33].

3.2 Teoretický popis složek frekvenčního spektra vibrací

Frekvenční spektrum vibrací bezvadného a excentrického stroje obsahuje určité základní, níže popsané frekvence, jejich harmonické a někdy také postranní pásma. Všechny tyto frekvence jsou dány elektrickými a mechanickými vlastnostmi konkrétního stroje.

3.2.1 Dvojnásobek napájecí frekvence

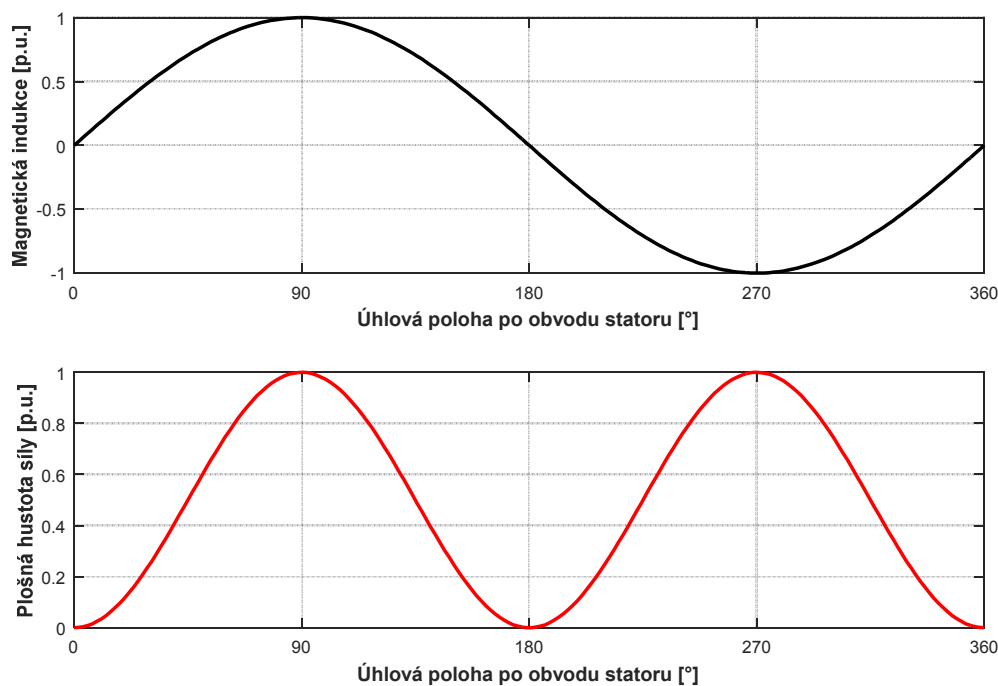
Vibrace na frekvenci dvojnásobku napájecí frekvence (f_{2L}) jsou způsobeny radiálními magnetickými silami (viz kapitola 1) působícími na zuby a jho statoru a v menší míře také magnetostrikcí. Velikost těchto sil je dána rozložením magnetické indukce ve vzduchové mezeře a mění se v čase a prostoru. Za předpokladu, že je magnetický obvod stroje tvořen ideálním železem, lze psát pro plošnou hustotu síly v radiálním směru [23, 25]

$$\Delta p(\xi, t) = \frac{B^2(\xi, t)}{2\mu_0}, \quad (38)$$

kde $B(\xi, t)$ je magnetická indukce v daném časovém okamžiku t a konkrétní úhlové poloze na obvodu statoru ξ a $\Delta p(\xi, t)$ je odpovídající plošná hustota síly.

V případě sinusového průběhu magnetizačního proudu a tím pádem i magnetické indukce ve vzduchové mezeře, má výsledná síla v každé periodě magnetické indukce dvě maxima – v kladné a záporné půlvlně. To znamená, že vibrace buzené touto silou kmitají na frekvenci rovné dvojnásobku frekvence napájecího proudu [30]. Tato skutečnost je dobře patrná z *Obr. 3.2*.

Určité vibrace na této frekvenci se přirozeně vyskytují také u strojů v bezvadném technickém stavu, a ačkoli se jejich nárůst může vyskytnout i u strojů s dynamickou excentricitou, jsou charakteristické spíše pro stroje s excentricitou statickou.



Obr. 3.2: Jedna perioda průběhu magnetické indukce a radiální magnetické síly (platí pro dvoupólový stroj, zanedbán vliv drážkování).

3.2.2 Otáčková frekvence

Vibrace na otáčkové frekvenci (f_{1X}) jsou charakteristické pro celou řadu poruch. Kromě dynamické excentricity se objevují také v případě nevyváženého rotoru, špatného ustavení na spojce nebo přerušené tyče rotoru. Aby bylo možné jednoznačně určit pravou příčinu poruchy, je často třeba provést více různých testů. Mezi tyto testy patří například frekvenční analýza proudu statoru nebo vibrací při doběhu stroje. Jelikož zvýšené vibrace na otáčkové frekvenci mají v případě DE nebo přerušené tyče rotoru elektromagnetický

původ, měly by ustát ihned po odpojení stroje od zdroje napájení. Naopak, pokud jsou způsobeny poruchou mechanického původu (např. nevyvážený rotor), budou se ve spektru vyskytovat i po odpojení napájení.

Jak je uvedeno výše, v případě DE nebo přerušené tyče klece nakrátko se pozice minimální vzduchové mezery, resp. přesyceného zubu rotoru, a tím pádem také směr UMP s otáčejícím se rotorem mění. A právě frekvence otáčení rotoru (39) udává frekvenci buzených vibrací.

$$f_{1X} = \frac{n}{60} \quad (39)$$

V případě DE se dále mohou okolo otáčkové frekvence a dvojnásobku napájecí frekvence vytvořit postranní pásma vzdálená o frekvenci průchodu pólů (40) [30]

$$f_p = 2pf_s \quad (40)$$

kde f_s je skluzová frekvence stroje.

3.2.3 Frekvence průchodu tyčí rotoru

Vibrace o frekvenci průchodu tyčí rotoru (f_{Qr}) jsou způsobeny rozptylovým magnetickým polem okolo tyčí samotných. Toto pole je generováno proudem indukovaným v tyčích a jím buzené síly působí na zuby statoru. Amplituda takto buzených vibrací roste se zátěží a jejich frekvence (41) je často vyšší než 1 kHz a tudíž se nachází mimo standardní rozsah vibrodiagnostických měření. Tyto vibrace jsou hlavním zdrojem vysokofrekvenčního hluku v asynchronním stroji, ale nezpůsobují strukturální změny [30].

$$f_{Qr} = \frac{nQ_r}{60}, \quad (41)$$

Okolo frekvence průchodu tyčí rotoru se také mohou vyskytovat postranní pásma o frekvenci $+$ nebo $- f_{2L}, f_{4L}, f_{6L}, \dots$

3.2.4 Vyšší frekvence způsobené excentricitou

Tyto frekvence jsou dány harmonickými MMF statoru a drážkováním rotoru. Pro různé poruchy se mohou lehce lišit a mohou se objevit také ve frekvenčním spektru vibrací bezvadného stroje. Frekvence vibrací buzených excentricitou (f_{ecc}) jsou dle [34] dány vztahem

$$f_{ecc} = \left[(cQ_r \pm k_e) \frac{1-s}{p} \pm e \right] f_L, \quad (42)$$

kde c je libovolné celé číslo, k_e je nula pro SE a nízké celé číslo pro DE, s je poměrná hodnota skluzu a e je nula nebo sudé celé číslo.

3.3 Teoretický popis složek frekvenčního spektra proudu statoru

3.3.1 Postranní pásma na otáčkové frekvenci

V proudovém spektru se dynamická excentricita a přerušená tyč rotoru projevuje postranními pásmy vzdálenými o hodnotu otáčkové frekvence od základní harmonické napájecího proudu. Je to opět dáno změnou pozice minimální vzduchové mezery a UMP.

3.3.2 Vyšší frekvence způsobené excentricitou

Tyto frekvence jsou opět dány harmonickými MMF a drážkováním rotoru. Mohou nabývat hodnot daných (42) s tím rozdílem, že pro spektrum proudu je e nula nebo liché celé číslo. Význam ostatních proměnných zůstává stejný jako u frekvenčního spektra vibrací.

4 Měření vybraných poruchových stavů asynchronního stroje

V této kapitole jsou v laboratorním prostředí experimentálně ověřeny výše uvedené teoretické předpoklady. Měřený stroj je čtyřpólový asynchronní motor s hliníkovou kotvou nakrátko, dále značený jako stroj B. Měření je provedeno ve jmenovitém ustáleném stavu a chodu naprázdno nejprve u bezvadného stroje a následně u stroje s uměle vytvořenou dynamickou excentricitou. Jmenovité hodnoty měřeného stroje jsou k dispozici v TAB. 4.I, vybrané parametry týkající se vinutí a geometrie pak v Tab. 4.II.

TAB. 4.I: JMENOVITÉ PARAMETRY STROJE B

<i>Parametr</i>	<i>Hodnota</i>	<i>Jednotka</i>
Jmenovitý výkon	18	kW
Jmenovité napětí Y	333	V
Jmenovitý proud Y	40	A
Frekvence	50	Hz
Jmenovité otáčky	1424	min ⁻¹
Účinnost	0,85	-

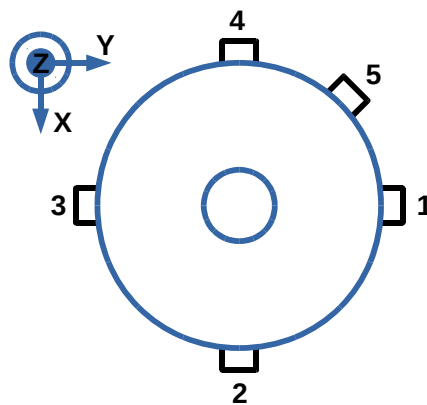
TAB. 4.II: DALŠÍ VYBRANÉ PARAMETRY STROJE B

<i>Parametr</i>	<i>Hodnota</i>	<i>Jednotka</i>
Počet drážek/zubů statoru	48	-
Počet drážek/zubů rotoru	40	-
Počet drážek na pól a fázi	4	-
Počet vodičů v drážce statoru	17	-
Počet paralelních větví vinutí statoru	2	-
Vnější průměr statoru	220	mm
Vnitřní průměr statoru	125	mm
Vnější průměr rotoru	123,6	mm
Velikost vzduchové mezery	0,7	mm
Efektivní délka železa	230	mm
Činitel plnění železa	0,97	-
Zešíkmení drážek rotoru (v poměru k drážkové rozteči statoru)	0,98	-

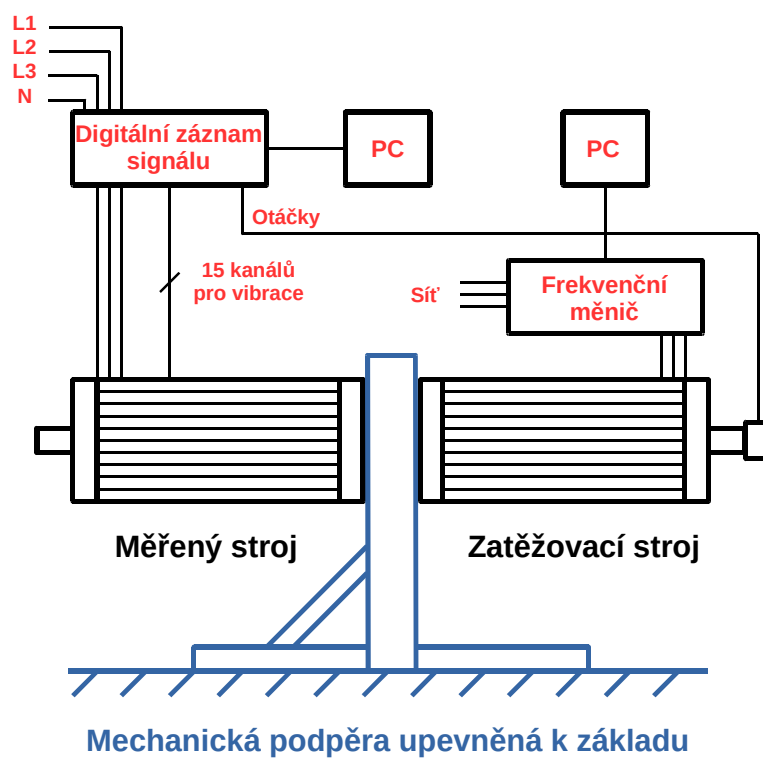
4.1 Popis měření

Měřený stroj je napájený z autotransformátoru a zatěžovaný typově stejným strojem napájeným z frekvenčního měniče. To umožňuje přesně nastavit požadovanou úroveň zátěže. Oba stroje jsou uloženy na společné svislé mechanické podpěře a spojeny zadními konci hřídelí. Zatěžovací stroj je v bezvadném technickém stavu a spojka dobře vyvážená, aby se omezil přenos nežádoucích vlivů ze zatěžovacího na měřený stroj. Po obvodu kostry měřeného stroje je umístěno pět tříosých akcelerometrů. Aby bylo možné akcelerometry upevnit přímo na kostru, je osoustružena část chladících žeber. Všechny jsou připevněny tak, že osa x měří vibrace v radiálním směru, osa y v tangenciálním směru a osa z vibrace v axiálním směru. Ovšem s ohledem na charakter vibrací způsobených dynamickou excentricitou jsou níže vyhodnoceny pouze vibrace v radiálním směru. Rozmístění akcelerometrů a vzájemná orientace jejich os jsou naznačeny v *Obr. 4.1*.

Všechna měřená data jsou přes měřicí karty modulárního přístroje pro vícekanálový digitální záznam signálu ukládána do PC. Signály ve všech kanálech jsou synchronizovány a vzorkovány s frekvencí 10 kHz . Měřenými veličinami jsou fázová napětí a proudy, amplitudy zrychlení a otáčky. Blokové schéma experimentu včetně uložení měřeného a zatěžovacího stroje je znázorněno na *Obr. 4.2*, fotografie soustrojí pak na *Obr. 4.3*.



Obr. 4.1: Rozmístění akcelerometrů po obvodu kostry stroje.



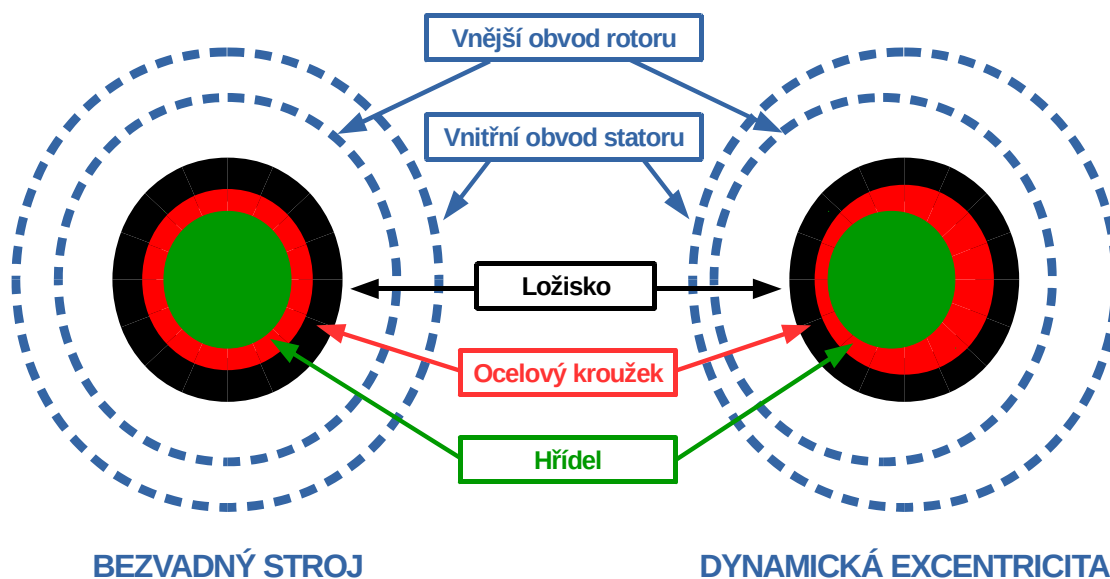
Obr. 4.2: Schématické uspořádání experimentu.



Obr. 4.3: Fotografie měřeného soustrojí. Měřený stroj se nachází vpravo.

Dynamická excentricita v měřeném stroji je uměle vytvořena tak, že volný konec hřídele je lehce osoustružen a mezi něj a vnitřní kroužek ložiska tak mohou být vsazeny

různé ocelové kroužky. Pokud je vložen kroužek s rovnoměrnou tloušťkou stěny, je velikost vzduchové mezery po celém obvodu neměnná a stroj se chová jako bezvadný. Ovšem pokud je vložen kroužek s proměnnou tloušťkou stěny, mění se následně i velikost vzduchové mezery po obvodu stroje. Pozice minimální vzduchové mezery se pak za provozu mění s otáčejícím se rotorem. Princip použití ocelových kroužků je naznačen na Obr. 4.4. Velikost DE je v případě tohoto experimentu $0,2 \text{ mm}$ což odpovídá $28,5 \%$ velikosti vzduchové mezery měřeného stroje.



Obr. 4.4: Princip implementace DE do měřeného stroje.

4.2 Výsledky frekvenční analýzy vibrací

S ohledem na charakter analyzované poruchy je kladena pozornost na vyhodnocení zejména nízkofrekvenčních (do 300 Hz) vibrací v radiálním směru, které mohou způsobit vážné strukturální změny. Ovšem pro přehled je zde uvedeno i spektrum pro vyšší frekvence. Frekvenční spektra vibrací bezvadného a DE stroje v chodu naprázdno jsou zobrazena na Obr. 4.6. Porovnání frekvenčních spekter bezvadného a DE stroje při jmenovitém zatížení je patrné na Obr. 4.7. Jelikož použité snímače měří zrychlení vibrací, jsou jejich amplitudy na vyšších frekvencích zesíleny. Pro názornost jsou ve všech grafech amplitudy vibrací znázorněny v logaritmickém měřítku. Je zjištěno poměrně velké množství vlastních frekvencí měřeného soustrojí (tedy oba motory včetně nosného rámu) o nízkém kmitočtu. To bohužel znesnadňuje identifikaci některých frekvencí způsobených poruchou (viz níže). Vlastní frekvence v rozsahu do 1500 Hz jsou vypsány v Tab. 4.III, oranžově vyznačeny jsou

frekvence, které se blíží výsledkům konečněprvkové modální analýzy v kapitole 6.4.3. Vlastní tvary na odpovídajících frekvencích zjišťovány nebyly.

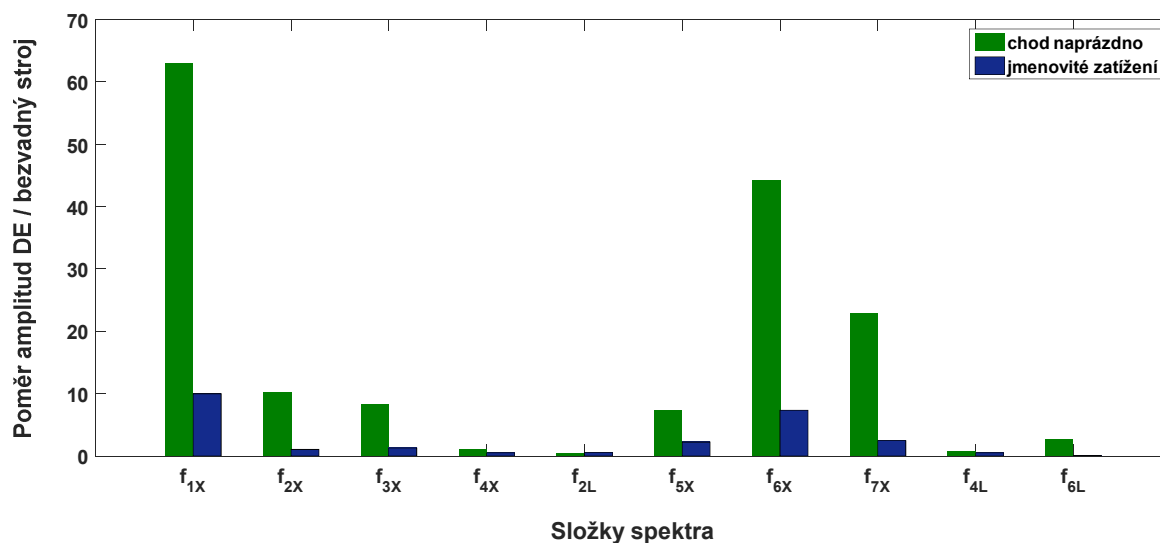
TAB. 4.III: VLASTNÍ FREKVENCE MĚŘENÉHO SOUSTROJÍ

Řád vlastní frekvence	1	2	3	4	5	6	7
Frekvence [Hz]	42,42	125,7	146,2	242,6	271,6	306,1	340,6
Řád vlastní frekvence	8	9	10	11	12	13	14
Frekvence [Hz]	423	515,7	587,5	724,8	781,6	917,7	1061

Z frekvenčních spekter lze vypočítat zřetelný nárůst vibrací na otáčkové frekvenci f_{1x} , pokud je stroj provozován s DE. Poměr amplitud vibrací DE a bezvadného stroje je 62,92 v chodu naprázdno a 9,99 při jmenovitém zatížení (viz TAB. 4.IV., Obr. 4.5). V chodu naprázdno jsou vibrace na f_{1x} v podstatě na úrovni šumu měřeného signálu. Hodnoty f_{1x} analyzovaného stroje jsou 24,89 Hz v chodu naprázdno a 23,73 Hz při jmenovitém zatížení.

TAB. 4.IV: POMĚR AMPLITUD ZRYCHLENÍ

Frekvence	Poměr amplitud DE / bezvadný stroj	
	Naprázdko	Jmenovitá zátěž
f_{1x}	62,92	9,99
f_{2x}	10,10	1,05
f_{3x}	8,31	1,29
f_{4x}	1,01	0,53
f_{2L}	0,38	0,56
f_{5x}	7,34	2,24
f_{6x}	44,27	7,35
f_{7x}	22,77	2,48
f_{4L}	0,79	0,53
f_{6L}	2,60	0,07

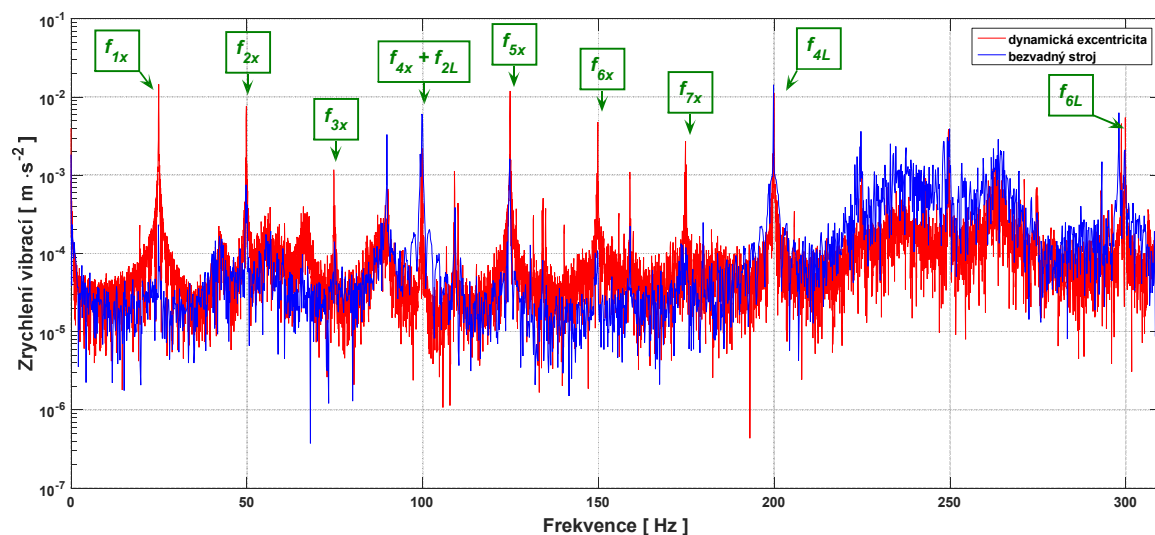


Obr. 4.5: Grafické znázornění TAB. 4.IV

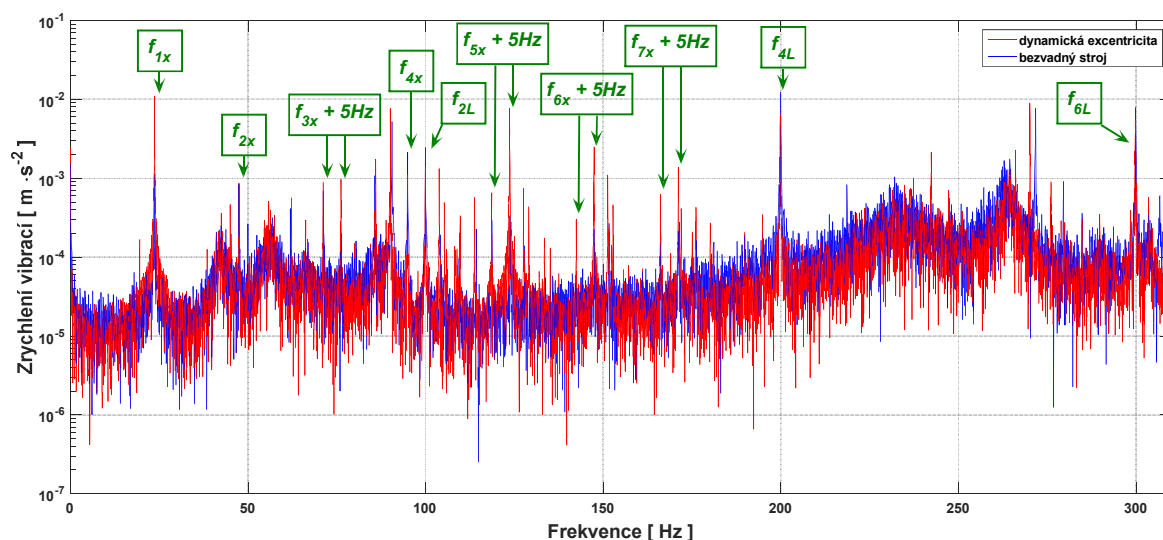
Také vibrace na harmonických otáčkové frekvence (f_{2X}, f_{3X} , atd.) mají u stroje s DE podstatně větší nárůst amplitud v chodu naprázdno. Jedinou výjimkou je f_{4X} kde jsou v chodu naprázdno amplitudy bezvadného a DE stroje téměř shodné a při jmenovité zátěži dokonce mají vibrace DE stroje amplitudu nižší. Z porovnání složek vibrací na otáčkové frekvenci a jejich harmonických je zřetelný nejen vyšší poměr amplitud bezvadného a DE stroje, ale také o něco větší absolutní hodnota amplitud vibrací v chodu naprázdno. To může být způsobeno určitým tlumením od zatěžovacího stroje.

Ve spektrech vibrací jmenovitě zatíženého stroje jsou jasně viditelná postranní pásma posunutá o $+5 \text{ Hz}$ od f_{3X}, f_{5X}, f_{6X} a f_{7X} složek. Hodnota $+5 \text{ Hz}$ odpovídá frekvenci průchodu pólů f_p dané (40). Amplitudy těchto postranních pásem jsou stejné nebo výrazně větší než amplitudy základních frekvencí. Výsledné frekvence jednotlivých postranních pásem se nachází v těsné blízkosti odpovídajících harmonických otáčkové frekvence při chodu naprázdno. Je tedy možné, že v chodu naprázdno se, kvůli minimálnímu skluzu, postranní pásma superponují na příslušné harmonické f_{1X} a nejsou tedy ve spektru navzájem rozeznatelné. Ovšem výše zmíněné frekvence postranních pásem se shodují s vlastními frekvencemi svíslé mechanické podpěry (viz Obr. 4.2) a jejich význam pro diagnostiku tedy nelze v tomto konkrétním případě potvrdit.

Stejně tak nebyl prokázán nárůst vibrací na dvojnásobku napájecí frekvence f_{2L} a jejich harmonických (f_{4L}, f_{6L}). Ve skutečnosti jsou jejich amplitudy o něco větší u bezvadného stroje. A to v chodu naprázdno i při jmenovité zátěži. Jedinou výjimku tvoří f_{6L} v chodu naprázdno. Zvláštní pozornosti je třeba dbát při vyhodnocování složek vibrací f_{2L} a f_{4X} , které se v chodu naprázdno, kvůli minimálnímu skluzu, nachází v těsné blízkosti. Aby bylo možné rozlišit tyto dvě frekvence, je třeba použít detailního pohledu na spektrum.



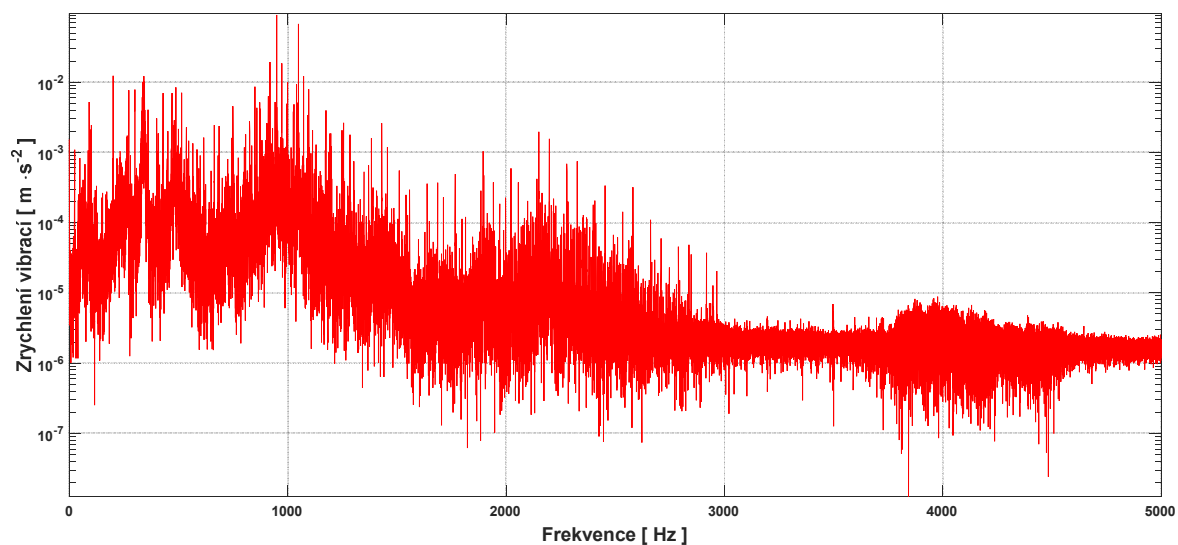
Obr. 4.6: Frekvenční spektrum vibrací bezvadného a DE stroje v chodu naprázdno



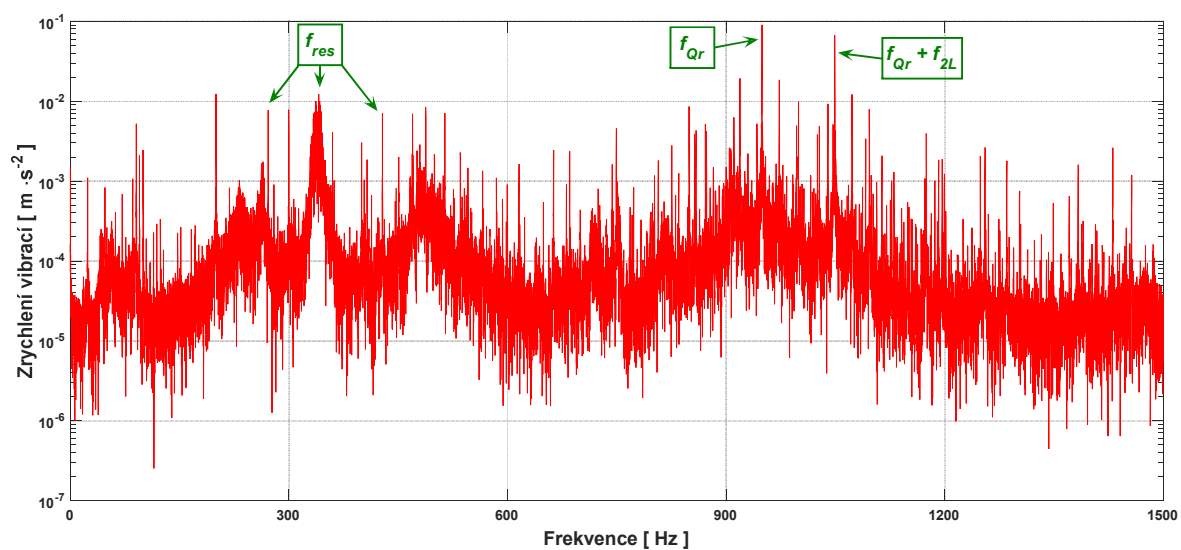
Obr. 4.7: Frekvenční spektrum vibrací bezvadného a DE stroje při jmenovitém zatížení

Pro názornost je níže uvedeno ještě frekvenční spektrum zatíženého bezvadného stroje v plném frekvenčním rozsahu (Obr. 4.8) a pro rozsah do 1 500 Hz (Obr. 4.9). Jak je vidět z plného rozsahu spektra, zhruba od 1 500 Hz mají vibrace velice malou amplitudu a viditelné špičky v rozsahu 1 500 Hz až 3 000 Hz odpovídají frekvencím průchodu tyčí rotoru f_{Qr} (41) a vyšším frekvencím buzeným excentricitou f_{ecc} (42). V redukovaném rozsahu spektra na Obr. 4.9 jsou znázorněny hlavní rezonanční frekvence nízkého kmitočtu a také první řád frekvence průchodu tyčí rotoru f_{Qr} na 949 Hz a její postranní pásmo posunuté o $+f_{2L}$ na 1 049 Hz. Ostatní viditelné frekvence odpovídají hodnotám f_{ecc} , rezonančním frekvencím mechanické podpěry, případně náhodnému šumu. Pro lepší porovnání

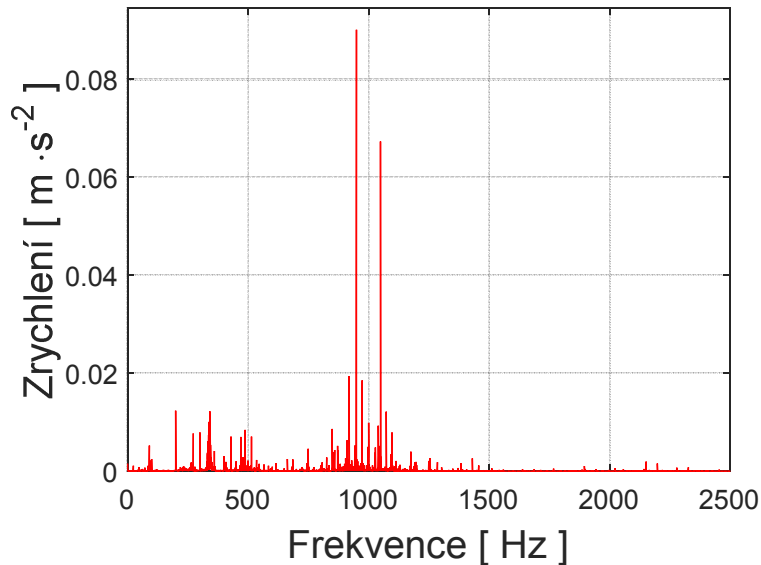
s výsledky konečněprvkové analýzy v kapitole 6 je na *Obr. 4.10* uvedeno spektrum zrychlení v rozsahu do 2 500 Hz a s lineární osou y, kde značně vynikají právě vibrace na frekvencích f_{Qr} a postranního pásma $+f_{2L}$.



Obr. 4.8: Frekvenční spektrum bezvadného stroje v plném frekvenčním rozsahu.



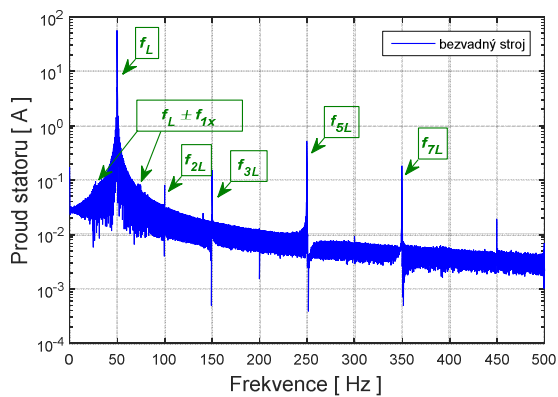
Obr. 4.9: Frekvenční spektrum bezvadného stroje – frekvenční rozsah do 1 500 Hz.



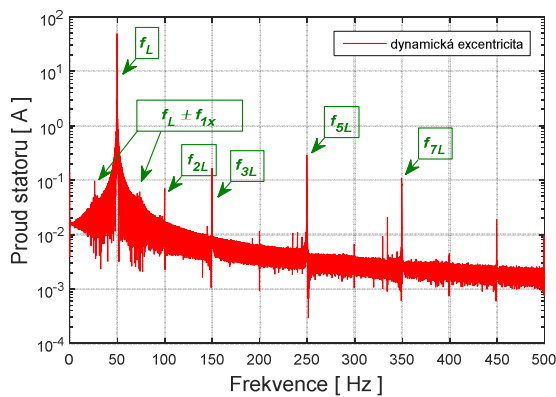
Obr. 4.10: Spektrum v lineárním měřítku pro porovnání s konečněprvkovou analýzou

4.3 Výsledky frekvenční analýzy proudu

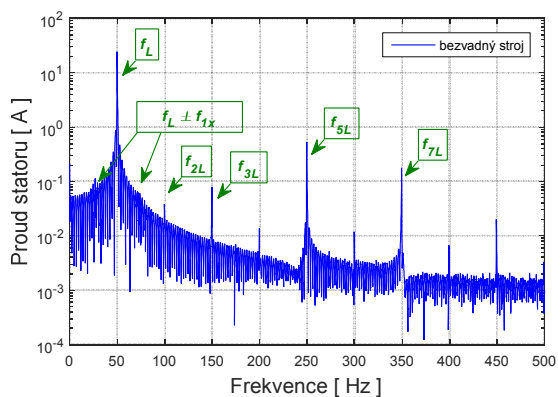
Frekvenční spektrum proudu statoru bezvadného a DE stroje při jmenovitém zatížení na Obr. 4.11 a Obr. 4.12 obsahuje pouze napájecí frekvenci a její harmonické. Okolo základní harmonické napájecí frekvence f_L jsou sice viditelná postranní pásma posunutá o hodnotu otáčkové frekvence f_{1X} , jejich amplitudy jsou ale velmi malé. Ovšem díky tomu, že spektrum proudu neobsahuje tolik frekvencí jako spektrum vibrací, lze je dobře identifikovat. V případě bezvadného stroje jsou způsobena určitou nedokonalostí při výrobě, zatímco u DE stroje je vidět nárůst amplitudy zejména pravého postranního pásma v důsledku otáčejícího se UMP. Ve frekvenčním spektru DE stroje v chodu naprázdno Obr. 4.13 a Obr. 4.14 jsou tato postranní pásma o poznání výraznější a vyskytují se také v okolí třetí, páté a sedmé harmonické napájecího proudu. Jelikož amplitudy vyšších frekvencí f_{ecc} daných (42) jsou zanedbatelné, jsou zobrazená frekvenční spektra omezena rozsahem do 500 Hz.



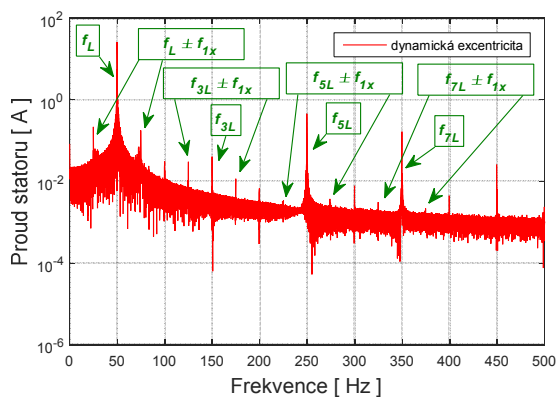
Obr. 4.11: Frekvenční spektrum proudu při jmenovitém zatížení – bezvadný stroj.



Obr. 4.12: Frekvenční spektrum proudu při jmenovitém zatížení – dynamická excentricita.



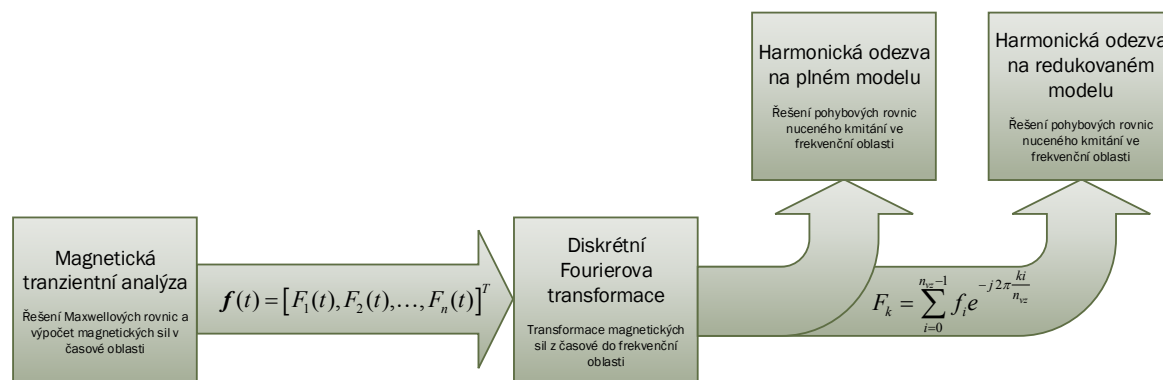
Obr. 4.13: Frekvenční spektrum proudu v chodu naprázdno – bezvadný stroj.



Obr. 4.14: Frekvenční spektrum proudu v chodu naprázdno – dynamická excentricita.

5 Metodika modelování vibrací buzených magnetickými silami

Metodika modelování vibrací statoru buzených magnetickými silami působícími na jednotlivé zuby je založena na propojení magnetické tranzientní analýzy a analýzy harmonické odezvy. Obecné blokové schéma metody je uvedeno na *Obr. 5.1* a je univerzálně použitelné pro různé softwarové nástroje.



Obr. 5.1: Blokové schéma metodiky

Magnetická tranzientní analýza je založena na řešení Maxwellových rovnic pro elektromagnetické pole v časové oblasti a lze v ní uvažovat také vliv otáčení rotoru. Maxwellovy rovnice v diferenciálním tvaru pro časově proměnné elektromagnetické pole o nízké frekvenci, kdy je možné zanedbat posuvné proudy v 1. Maxwellově rovnici, jsou uvedeny v (43) až (46). Analýzu je možné řešit na konkrétní geometrii stroje ve 2D i 3D, ovšem v případě 2D je nutné přepočítat výsledné síly na skutečnou délku statorového paketu v axiálním směru. Síly působící na jednotlivé zuby pak lze podle druhu analýzy (2D/3D) počítat z Maxwellova tenzoru prnutí dle (28) nebo (30).

$$\operatorname{rot} \mathbf{H} = \mathbf{J} \quad (43)$$

$$\operatorname{rot} \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \quad (44)$$

$$\operatorname{div} \mathbf{D} = \rho \quad (45)$$

$$\operatorname{div} \mathbf{B} = 0 \quad (46)$$

Jelikož magnetické síly získané jako výstup z magnetické tranzientní analýzy jsou funkcí času, je třeba provést jejich transformaci do frekvenční oblasti, ve které je řešena analýza harmonické odezvy. To je řešeno prostřednictvím diskrétní Fourierovy

transformace (DFT), kdy je časový průběh sil rozložen na reálné a imaginární složky amplitud odpovídajících jednotlivým superponovaným harmonickým průběhům. Časový vektor budících sil lze zapsat pomocí Fourierovy řady dle (47), diskrétní Fourierova transformace je pak provedena dle (48), kde n_{vz} je počet vzorků a $0 \leq k \leq n_{vz} - 1$. Je důležité, aby byla DFT prováděna na časovém vzorku získaném v ustáleném stavu (jak elektrickém, tak mechanickém).

$$\mathbf{f}(t) = F_0 + \sum_{i=0}^n F_{ci} \cos(\omega_i t) + F_{si} \sin(\omega_i t) \quad (47)$$

$$F_k = \sum_{i=0}^{n_{vz}-1} f_i e^{-j2\pi \frac{ki}{n_{vz}}}, \quad (48)$$

Vektor magnetických sil převedený do frekvenční oblasti je pak použit jako vstup (buzení) v analýze harmonické odezvy. Níže uvedená teorie nuceného kmitání a modální transformace je zpracována dle [35], kde lze také nalézt kompletní odvození níže uvedených rovnic. Pohybovou rovnicí nucených tlumených kmitů lineární soustavy se soustředěnými parametry lze v maticovém tvaru zapsat jako

$$\mathbf{M}\ddot{\mathbf{q}} + \mathbf{B}\dot{\mathbf{q}} + \mathbf{K}\mathbf{q} = \mathbf{f}(t), \quad (49)$$

kde $\mathbf{M} = [m_{ij}]$ je matice hmotnosti, $\mathbf{B} = [b_{ij}]$ je matice tlumení, $\mathbf{K} = [k_{ij}]$ je matice tuhosti, $\mathbf{q}(t) = [q_1(t), q_2(t), \dots, q_n(t)]^T$ je vektor zobecněných souřadnic a $\mathbf{f}(t) = [F_1(t), F_2(t), \dots, F_n(t)]^T$ je vektor buzení.

Model dle (49) se nazývá konzervativní, pokud je $\mathbf{K} = \mathbf{K}^T$ a $\mathbf{B} = \mathbf{0}$ a slabě nekonzervativní, pokud je $\mathbf{K} = \mathbf{K}^T$ a matice tlumení ve tvaru (50) nebo (51).

Matici tlumení \mathbf{B} splňující podmínku proporcionálního tlumení

$$\mathbf{B} = \sum_{j=0}^{r-1} c_j \mathbf{M} (\mathbf{M}^{-1} \mathbf{K})^j \quad \text{pro } 1 \leq r \leq n \quad (50)$$

nebo komutativní matici tlumení

$$\mathbf{K}\mathbf{M}^{-1}\mathbf{B} = \mathbf{B}\mathbf{M}^{-1}\mathbf{K} \quad (51)$$

lze u reálných soustav (modelů) použít pouze v případě slabě tlumených soustav, kde nejsou přítomny funkční tlumící členy (tlumiče pérování atd.) a matice tlumení \mathbf{B} představuje pouze materiálové nebo slabé konstrukční tlumení.

Při modelování volného kmitání konzervativních soustav se uvažuje nulové tlumení i buzení, tedy $\mathbf{B}=\mathbf{0}$ a $\mathbf{f}(t)=\mathbf{0}$. Pohybová rovnice volného kmitání je v tomto případě

$$\mathbf{M}\ddot{\mathbf{q}}(t) + \mathbf{K}\mathbf{q}(t) = \mathbf{0}. \quad (52)$$

Transformace zobecněných souřadnic $\mathbf{q}(t) = [q_1(t), q_2(t), \dots, q_n(t)]^T$ na modální souřadnice $\mathbf{x}(t) = [x_1(t), x_2(t), \dots, x_n(t)]^T$ dle (53) se nazývá modální transformace. Řešení dynamické odezvy soustav založené na modální transformaci se nazývá modální analýza.

$$\mathbf{q}(t) = \sum_{v=1}^n \mathbf{v}_v x_v(t) = \mathbf{V}\mathbf{x}(t) \quad (53)$$

Dosazením (53) do rovnice (52) přejde pohybová rovnice volného kmitání do tvaru

$$\mathbf{M}\mathbf{V}\ddot{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{K}\mathbf{V}\mathbf{x}(t) = \mathbf{0}, \quad (54)$$

kde $\mathbf{V} = [\mathbf{v}_v] \in R^{n,n}$ je modální matice sestavená z vlastních vektorů, které popisují vlastní tvar kmitání na odpovídající vlastní frekvenci. Násobením zleva transponovanou modální maticí \mathbf{V}^T lze rovnici (54) převést na tvar

$$\ddot{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{A}\mathbf{x}(t) = \mathbf{0}, \quad (55)$$

kde $\mathbf{A} = \text{diag}(\lambda_v) \in R^{n,n}$ je diagonální spektrální matice s vlastními čísly $\lambda_v = -\Omega_v^2$ a odpovídající vlastní frekvence lze určit jako $\Omega_v = +\sqrt{-\lambda_v}$.

Zredukováním řádu matice z původní hodnoty n na m a uvažováním nenulového buzení lze zúžit řešení odezvy nucených kmitů na oblast vlastních vektorů o předem definovaném rozsahu (56) a tím model zjednodušit a významně ušetřit výpočetní čas.

$$\ddot{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{A}^m \mathbf{x}(t) = \mathbf{V}^{mT} \mathbf{f}(t) \quad (56)$$

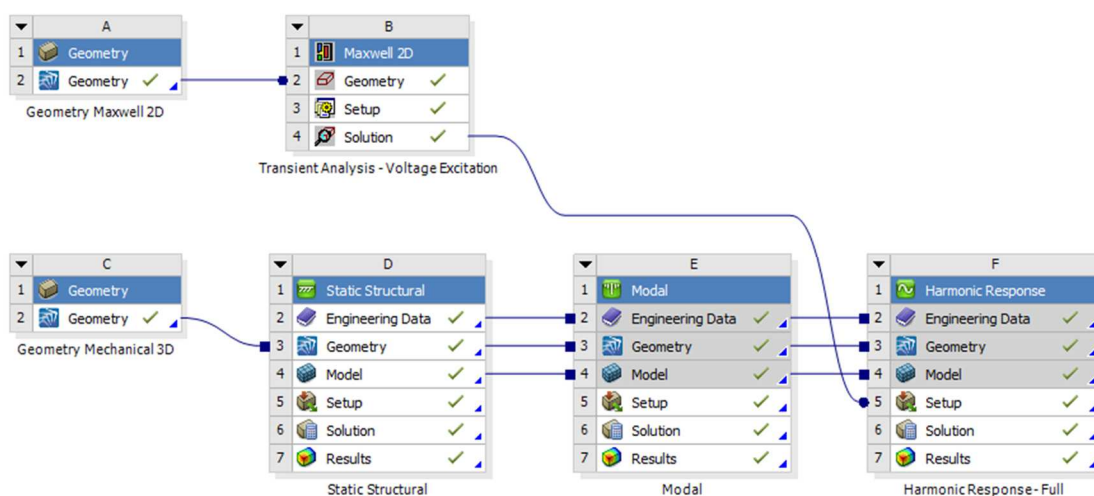
Pokud by se časové vektory budících sil v (49) a (56) nahradily vektory sil transformovaných do frekvenční oblasti, odpovídalo by řešení harmonické odezvy dle (57) využití plného modelu a řešení dle (58) využití redukovaného modelu.

$$\mathbf{M}\ddot{\mathbf{q}} + \mathbf{B}\dot{\mathbf{q}} + \mathbf{K}\mathbf{q} = \mathbf{f}(\omega) \quad (57)$$

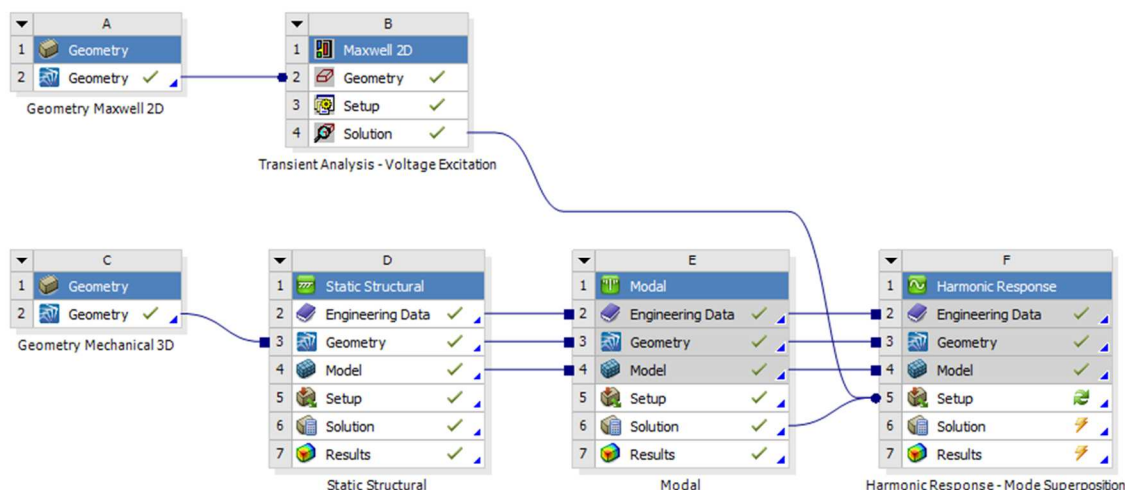
$$\ddot{\mathbf{x}}(\omega) + \mathbf{A}^m \mathbf{x}(\omega) = \mathbf{V}^{mT} \mathbf{f}(\omega) \quad (58)$$

6 Aplikace metodiky na vybrané úlohy

V této kapitole je výše uvedená metodika ověřena v programovém balíku ANSYS ve verzi 17.2 [36]. Zároveň je zde provedena analýza vlivu kostry a konstrukce pro uložení stroje na spektrum buzených vibrací. Analýzy jsou provedeny na stroji B (viz Tab. 4.I). Způsob propojení magnetismu (harmonická analýza sil) a mechaniky (harmonická odezva vibrací) v prostředí ANSYS Workbench je popsán v systémech nápovědy jednotlivých produktů [37, 38]. Kompletní schéma řešených multifyzikálních úloh v závislosti na zvolené metodě analýzy harmonické odezvy, je uvedeno v blokovém schématu na *Obr. 6.1*, resp. *Obr. 6.2*. V programu ANSYS Mechanical je řešení harmonické odezvy s využitím plného modelu nazýváno *Full* analýza, zatímco řešení s využitím redukovaného modelu se zde uvádí jako *Mode Superposition* analýza. V dalším popisu tedy bude využíváno termínů z prostředí ANSYS.



Obr. 6.1: Schéma řešené úlohy v prostředí ANSYS Workbench pro Full analýzu harmonické odezvy.



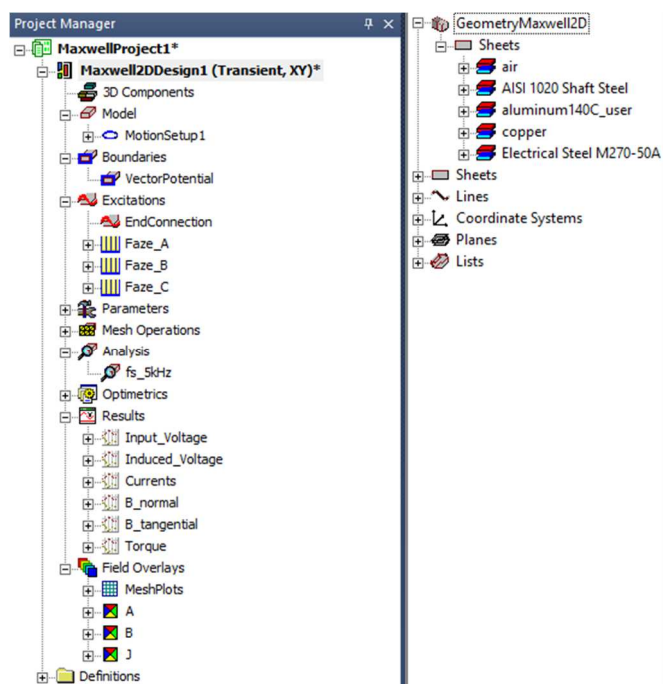
Obr. 6.2: Schéma řešené úlohy v prostředí ANSYS Workbench pro Mode Superposition analýzu harmonické odezvy.

Ze schématu je patrné, že modely pro magnetickou a mechanickou analýzu mají každý vlastní geometrii. Zatímco magnetismus je vždy počítán ve 2D na geometrii příčného řezu magnetického obvodu a jeho výsledky tak platí pro všechny prováděné mechanické analýzy, mechanika je počítána postupně na 3D geometrii samotného statorového paketu, statorového paketu uloženého v kostře a paketu v kostře připevněné k vertikálně uloženému rámu (v souladu s měřením).

6.1 Magnetická tranzientní analýza

6.1.1 Popis a nastavení analýzy

V programu ANSYS Maxwell je provedena 2D magnetická tranzientní analýza asynchronního stroje B. Vzhledem k 2D analýze není uvažováno zešíkmení drážek na rotoru. Vinutí stroje spojené do hvězdy je buzeno napětím. Celá analýza je řešena při jmenovitých otáčkách stroje a není tedy uvažován mechanický přechodový děj. To v praxi odpovídá případu, kdy je roztočený nenabuzený stroj náhle připojen ke zdroji napětí. Struktura projektu v programu Maxwell je uvedena na Obr. 6.3 a význam jednotlivých položek je stručně popsán níže.



Obr. 6.3: Struktura projektu v programu Maxwell.

V položce *Model* lze v případě 2D tranzientní analýzy zadat hloubku geometrie ve třetím rozměru (u modelu motoru tedy délku plechového svazku), násobitel symetrie pokud je modelována pouze část stroje, postihnout zešíkmení drážek a zejména pak definovat pohybující se součásti geometrie (*Motion Setup*). V programu Maxwell je nutné všechny pohybující se součásti geometrie překrýt vzduchovou oblastí (nebo vakuem) nazývanou *Band*. V řešené analýze je *Band* tvořen kruhovou plochou, jejíž obvodová kružnice prochází středem vzduchové mezery a je zadáno otáčení rotoru při jmenovitých otáčkách v kladném směru okolo osy z , tedy proti směru hodinových ručiček.

Okrajové podmínky úlohy lze zadat v položce *Boundaries*. V této analýze je zadána jediná okrajová podmínka a to nulová hodnota magnetického vektorového potenciálu ($A=0 \text{ Wb/m}$) na vnějším obvodu statoru.

Elektrické obvody v modelu se definují pod položkou *Excitations*. Pojem *EndConnection* značí paralelní spojení všech tyčí rotoru a v podstatě tak ve 2D analýze modeluje kruh nakrátko. Je nutné zadat odpor a indukčnost části kruhu nakrátko mezi dvěma sousedními tyčemi (viz Tab. 6.I).

Zadané parametry vinutí statoru jsou shrnuty v tabulkách níže. V Tab. 6.II jsou uvedeny parametry společné pro všechny fáze vinutí, zatímco v Tab. 6.III jsou vypsány časové průběhy napětí jednotlivých fází včetně fázového posuvu tak, jak jsou zadány

v položce *Voltage* na kartě definující vinutí jednotlivých fází přímo v programu Maxwell. Geometrie stroje pro magnetickou analýzu a rozložení vinutí jednotlivých fází v drážkách je zobrazeno na *Obr. 6.4*. Před přiřazením cívkových stran do některé z fází je třeba pro každou cívkovou stranu nadefinovat počet závitů v drážce (viz *Tab. 4.II*), a zda jí protéká proud kladné nebo záporné polarity (tedy zda je směr proudu z nebo do nárysny). Vinutí je modelováno jako „slaněný“ vodič (*Stranded*) a řešič tedy neuvažuje vliv skin efektu v napájeném vinutí. Jelikož je stroj modelován ve spojení vinutí Y, je třeba ještě nadefinovat prostřednictvím *Setup Y Connection*, která vinutí (resp. fáze) mají být do hvězdy spojena – v tomto případě tedy všechna tři vytvořená vinutí.

TAB. 6.I: PARAMETRY KRUHU NAKRÁTKO MODELOVANÉHO STROJE

<i>Parametr</i>	<i>Hodnota</i>	<i>Jednotka</i>
Odpor části kruhu mezi dvěma tyčemi (<i>End resistance between adjacent conductors</i>)	9,00118e-07	Ω
Indukčnost části kruhu mezi dvěma tyčemi (<i>End inductance between adjacent conductors</i>)	1,0307e-08	H

TAB. 6.II: PARAMETRY VINUTÍ STATORU SPOLEČNÉ PRO VŠECHNY FÁZE

<i>Parametr</i>	<i>Hodnota</i>	<i>Jednotka</i>
Typ vinutí (<i>Type</i>)	Voltage - Stranded	-
Počáteční proud (<i>Initial Current</i>)	0	A
Celkový odpor vinutí (<i>Resistance</i>) ²	0,223648	Ω
Přídavná indukčnost (<i>Inductance</i>) ³	0,000347811	H
Počet paralelních větví (<i>Number of parallel branches</i>)	2	-

TAB. 6.III: NAPĚTÍ JEDNOTLIVÝCH FÁZÍ VINUTÍ STATORU

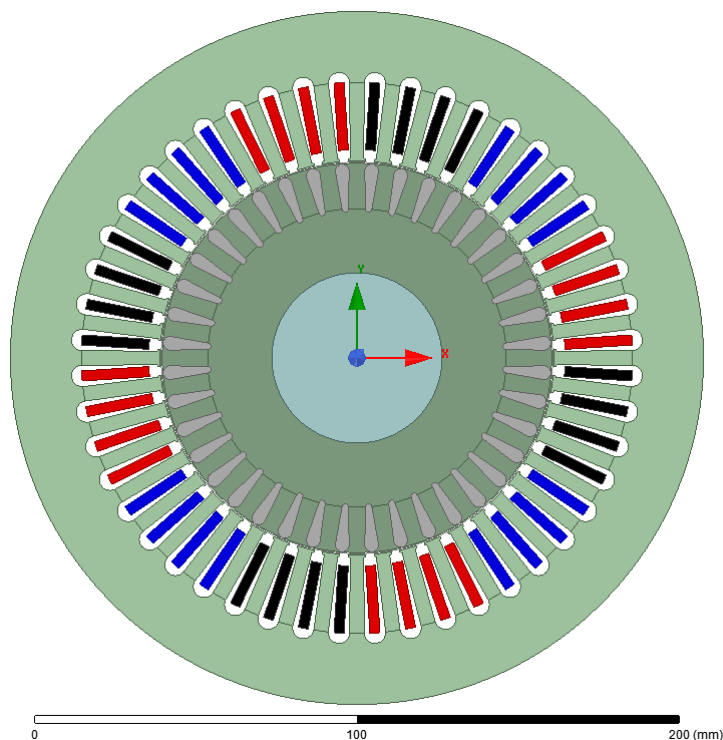
	<i>Napětí (Voltage) [V]</i>
<i>Fáze A</i>	$271.893 * \sin(2*\pi*50*time)$
<i>Fáze B</i>	$271.893 * \sin(2*\pi*50*time-2*\pi/3)$
<i>Fáze C</i>	$271.893 * \sin(2*\pi*50*time-4*\pi/3)$

V položce *Excitation* je dále možné nastavit, ve kterých částech modelu se mají uvažovat ztráty v železe (*Set Core Loss*) a indukování vířivých proudů (*Set Eddy Effects*). Aby řešič mohl uvažovat ztráty v železe, musí mít materiál přiřazený k dané části modelu

² V případě „slaněného“ vodiče (*Stranded*) se jedná o celkový DC odpor vinutí včetně čel, přívodů, atd. Pokud by bylo vinutí modelováno jako jeden „pevný“ vodič (*Solid*), jednalo by se pouze o přírůstek odporu mimo modelovanou oblast – odpor vinutí v drážkové části by si řešič spočetl sám. [41]

³ Přídavnou indukčností se rozumí přírůstek indukčnosti v oblasti mimo modelovanou oblast (například v čelech vinutí, přívodech a případně také indukčnost zdroje). Hlavní indukčnost vinutí v drážkové části si řešič spočítá sám. [41]

(geometrie) zadány ztrátové koeficienty pro Steinmetzovu rovnici. Výpočet ztrát v železe je v předmětné analýze uvažován pouze v částech geometrie tvořených z elektrotechnických plechů, tedy v zubech a jhu statoru i rotoru. Naopak nejsou uvažovány ztráty v hřídeli, ačkoli je modelována z magnetické oceli. Indukování vířivých proudů je poté zadáno pouze do tyčí klece nakrátko, jelikož ztráty vířivými proudy v elektrotechnických plechách jsou již zahrnuty v příslušném ztrátovém koeficientu Steinmetzovy rovnice.

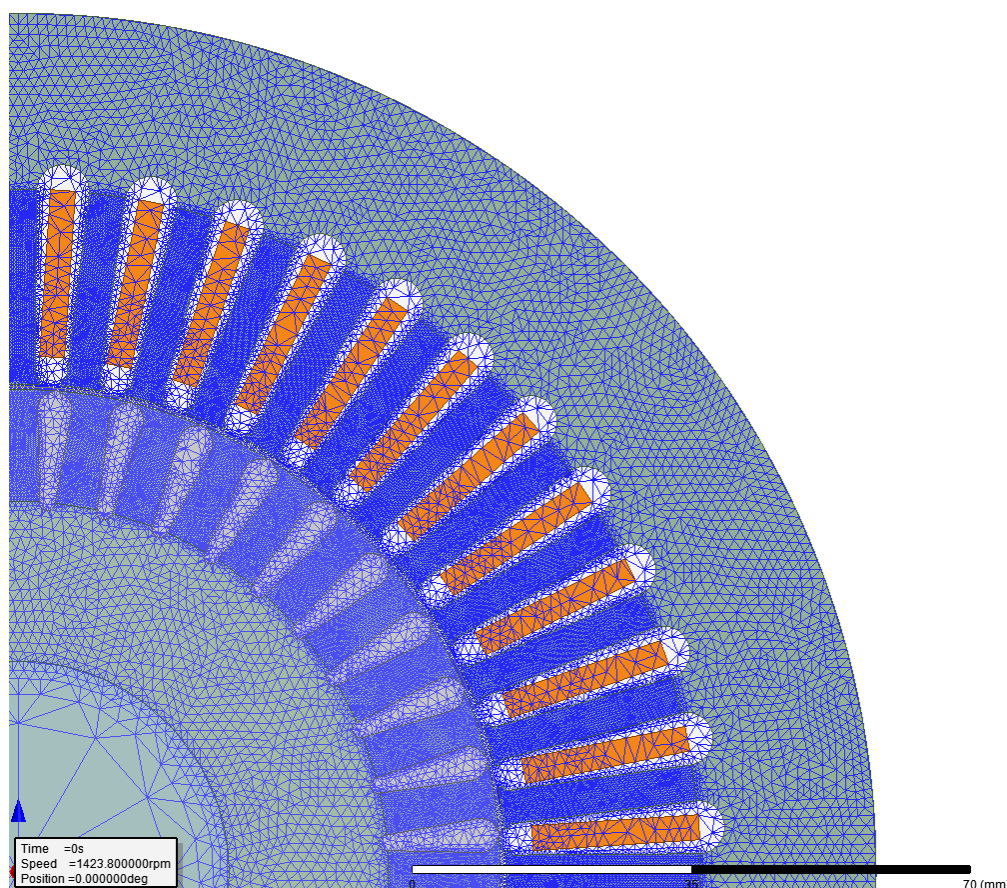


Obr. 6.4: Geometrie stroje a rozložení vinutí – Fáze A červeně, Fáze B černě, Fáze C modře

V položce *Parameters* lze zadat výpočet magnetických sil a momentu na vybrané části geometrie. V této analýze je zadán výpočet sil a momentů na jednotlivé zuby statoru i rotoru a na plechy statoru a rotoru jako celku (tedy vždy všechny zuby a jho). Pro srovnání je počítána také celková síla a moment na všechny objekty v oblasti vymezené *Band*.

Pomocí *Mesh Operations* je možné nastavit zjemnění konečněprvkové sítě v důležitých oblastech geometrie. Jelikož řešič Maxwellu neumožňuje pro tranzientní analýzy adaptivní meshování, je pro dosažení požadované přesnosti výpočtu nutné nastavit zjemnění sítě manuálně. V prováděné analýze je použito zjemnění sítě prostřednictvím maximální povolené délky elementu na hraně (*On Selection*) nebo uvnitř (*Inside Selection*) příslušné plochy geometrie. Síť je zjemněna zejména v zubech statoru a rotoru (*Inside Selection*), kde jsou počítány silové účinky, klíčové jako zdroj buzení vibrací v analýze

harmonické odezvy. Určité zjemnění sítě je provedeno také ve jhu statoru i rotoru (opět *Inside Selection*) a v oblasti *Band* a hřídele stroje (*On Selection*). Náhled výsledné sítě je k dispozici na *Obr. 6.5*, kde je pro přehlednost zobrazena v detailu pouze čtvrtina geometrie. Celkový počet elementů sítě je 243 438, přičemž počet elementů v jednotlivých částech (plochách) geometrie je uveden v Tab. 6.IV. Pokud se určitý typ plochy vyskytuje v geometrii opakovaně (např. zuby statoru a rotoru) je v tabulce uveden pouze průměrný počet elementů na daný typ plochy a počet těchto ploch.



Obr. 6.5: Pohled na konečněprvkovou síť 1/4 analyzovaného stroje

TAB. 6.IV: PRŮMĚR POČTU ELEMENTŮ V JEDNOTLIVÝCH ČÁSTECH STROJE

<i>Typ části geometrie</i>	<i>Počet částí</i>	<i>Průměr počtu elementů</i>
Band	1	2930
Tyč rotoru	40	282,3
Cívka vinutí statoru	48	86,5
Zub rotoru	40	1525,75
Zub statoru	48	2288,25
Jho rotoru	1	8148
Jho statoru	1	18668
Hřídel	1	780
Vnitřní vzduchová oblast	1	34
Vnější vzduchová oblast	1	26568

V položce *Analysis* je nutné nastavit parametry prováděné analýzy. V případě tranzientní analýzy tedy zejména čas počátku a konce a časový krok simulace. Dále pak časové okamžiky, ve kterých mají být uloženy vypočtené veličiny magnetického pole. V této analýze je simulován běh stroje v časovém rozmezí od 0 do 0,36 s s časovým krokem 0,0002 s. Volba časového kroku a délky simulace je důležitá s ohledem na frekvenční rozsah a krok FFT při transformaci průběhu sil působících na zuby z časové do frekvenční oblasti. Také je zadána frekvence napájecího napětí (50 Hz), aby bylo rychleji dosaženo ustáleného stavu. V případě využití licencí pro paralelní výpočty na více jádrech nebo pracovních stanicích, je zde také volen počet částí, do kterých má být řešený časový úsek rozdělen.

Po odeznění elektrického přechodového děje na začátku analýzy (viz *Obr. 6.7* až *Obr. 6.9*) je provedena transformace (FFT) časových průběhů magnetických sil a momentů působících na jednotlivé zuby statoru i rotoru stroje v ustáleném stavu do frekvenční oblasti. FFT sil je provedena na časovém intervalu 0,3 s před koncem simulace, což odpovídá patnácti periodám napájecího napětí a přibližně 7,14 mechanickým otáčkám rotoru. V případě prezentované analýzy se tedy jedná o časový úsek 0,06 s až 0,36 s.

Výše uvedený interval a síly, na kterých má být provedeno FFT je nutné definovat v položce *Enable harmonic force calculation*, kde lze vybrat pouze síly, jejichž výpočet byl dříve zadán v položce *Parameters*. Kromě intervalu před koncem simulace je také možné definovat časový úsek pro FFT jako počet mechanických otáček, resp. cyklů před koncem simulovaného časového úseku.

Níže jsou uvedeny parametry FFT vyplývající z nastavení popisované analýzy. Vzorkovací frekvence průběhu magnetických sil je při konstantním kroku simulace (0,0002 s) dána jeho převrácenou hodnotou dle (59)

$$f_{\text{vz}} = \frac{1}{\Delta t} = \frac{1}{0,0002} = 5000 \text{ Hz} , \quad (59)$$

kde f_{vz} je vzorkovací frekvence a Δt je časový krok simulace.

Počet vzorků pro FFT je potom

$$n_{\text{vz}} = \frac{T}{\Delta t} = \frac{0,3}{0,0002} = 1500 , \quad (60)$$

kde n_{vz} je počet vzorků a T je časový interval, po který jsou ukládány vzorky pro FFT.

Frekvenční krok (rozlišení) FFT Δf je dán (61)

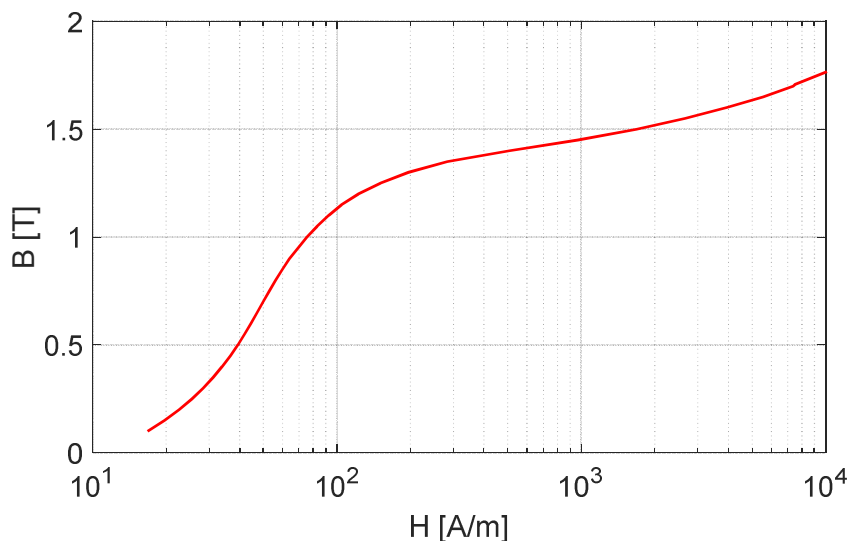
$$\Delta f = \frac{f_{\text{vz}}}{n_{\text{vz}}} = \frac{5000}{1500} = 3,33 \text{ Hz} . \quad (61)$$

Frekvenční rozsah FFT f_{max} (Nyquistova frekvence) je

$$f_{\text{max}} = \frac{f_{\text{vz}}}{2} = \frac{5000}{2} = 2500 \text{ Hz} . \quad (62)$$

Z uvedených výpočtů je zřejmé, že pro dosažení většího frekvenčního rozsahu FFT s dostatečně jemným krokem, je třeba provést tranzientní analýzu na poměrně dlouhém časovém úseku s velmi malým časovým krokem. To pochopitelně vede k dlouhé době řešení a značným nárokům na volnou kapacitu pevného disku, kam se ukládají výsledkové soubory.

Níže jsou popsány materiály definované pro jednotlivé prvky modelu. Vinutí statoru je modelováno z elektrovedné mědi ($\sigma = 58 \text{ MS} \cdot \text{m}^{-1}$), tyče rotoru pak z hliníku, jehož zadaná vodivost ($\sigma = 31,4133 \text{ MS} \cdot \text{m}^{-1}$) odpovídá provozní teplotě stroje. Hřídel je modelována z magnetické oceli AISI 1020. Vzduch je potom zadán na pozadí modelované úlohy a vyplňuje tedy vzduchovou mezeru a drážky statoru okolo vinutí. Jak již bylo uvedeno výše, zuby a jho statoru i rotoru jsou tvořeny elektrotechnickými plechy, konkrétně třídy M270-50A [39]. Magnetizační charakteristika použitých plechů je uvedena na *Obr. 6.6*.

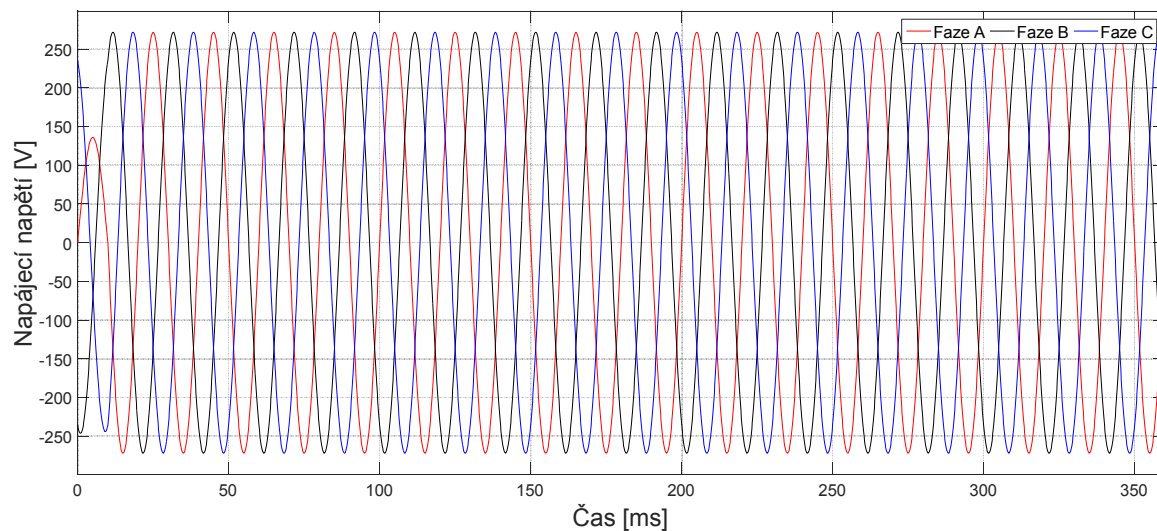


Obr. 6.6: Magnetizační charakteristika plechů M270-50A [39].

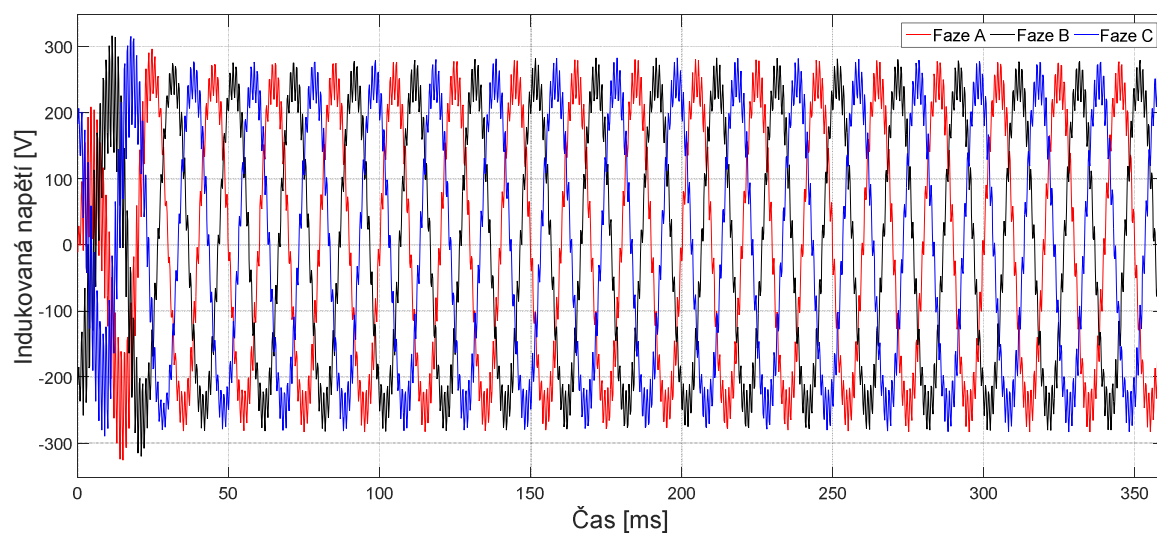
6.1.2 Výsledky a vyhodnocení analýzy

Z níže uvedených průběhů elektrických veličin vinutí statoru, tedy napájecího napětí (Obr. 6.7), indukovaného napětí (Obr. 6.8) a proudu vinutím (Obr. 6.9), je patrný přechodný děj na začátku analýzy. Jelikož je v nastavení analýzy (položka *Analysis*) zadána frekvence napájecího napětí, je poměrně rychle dosaženo ustáleného stavu. Doba dosažení ustáleného stavu, ke kterému dochází po třech periodách napájecího napětí, což při napájecí frekvenci 50 Hz odpovídá intervalu 60 ms , je patrná zejména z průběhu proudu. Vliv proudového nárazu po připnutí stroje ke zdroji napětí se projeví krátkodobým zvýšením indukovaného napětí a zároveň úbytkem napájecího napětí. Časový průběh momentu je pak patrný z Obr. 6.10. Efektivní, popř. střední, hodnoty jednotlivých veličin v ustáleném stavu jsou shrnuty v Tab. 6.V.

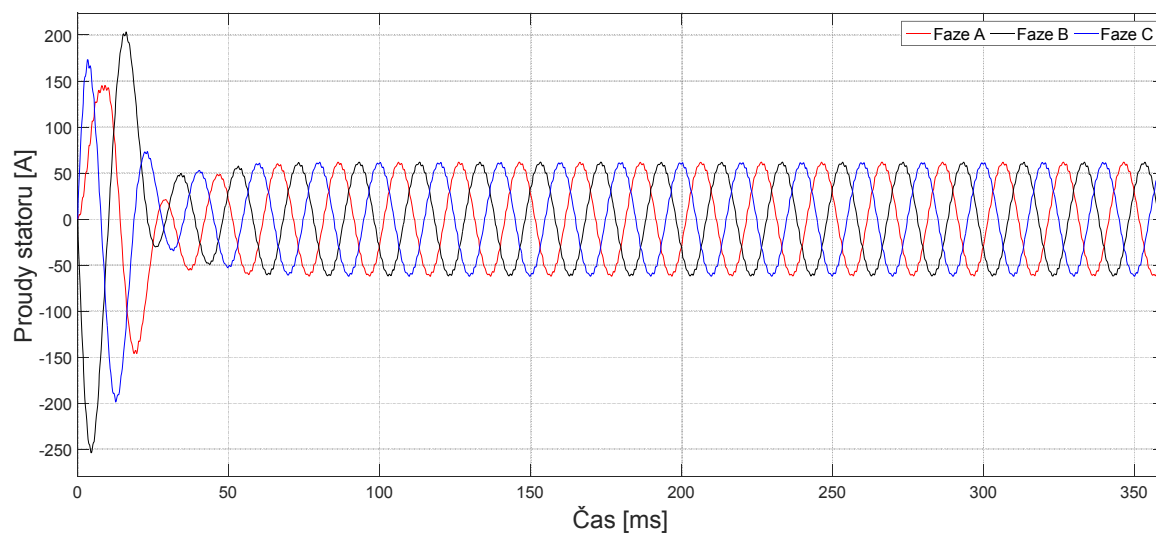
Rozložení magnetické indukce ve stroji na počátku ustáleného stavu, tedy v čase $0,6\text{ s}$, je patrné z Obr. 6.11. Rozložení proudové hustoty ve vinutí statoru a tyčích klece nakrátko společně s magnetickými indukčními čárami je pak zobrazeno na Obr. 6.12. Jelikož je vinutí statoru modelováno jako „slaněný vodič“, nepočítá zde řešič s vlivem skin efektu a proudová hustota je tak rovnoměrně rozložena. Vektory plošné hustoty síly působící na plochy zubu 1 obklopené vzduchem jsou zobrazeny na Obr. 6.13. Je zde patrný převažující radiální směr síly, což je následně ukázáno na časovém průběhu síly na Obr. 6.14. Rozložení radiální a tečné složky indukce po obvodu vzduchové mezery v čase $0,6\text{ s}$ je pak na Obr. 6.15, resp. Obr. 6.16.



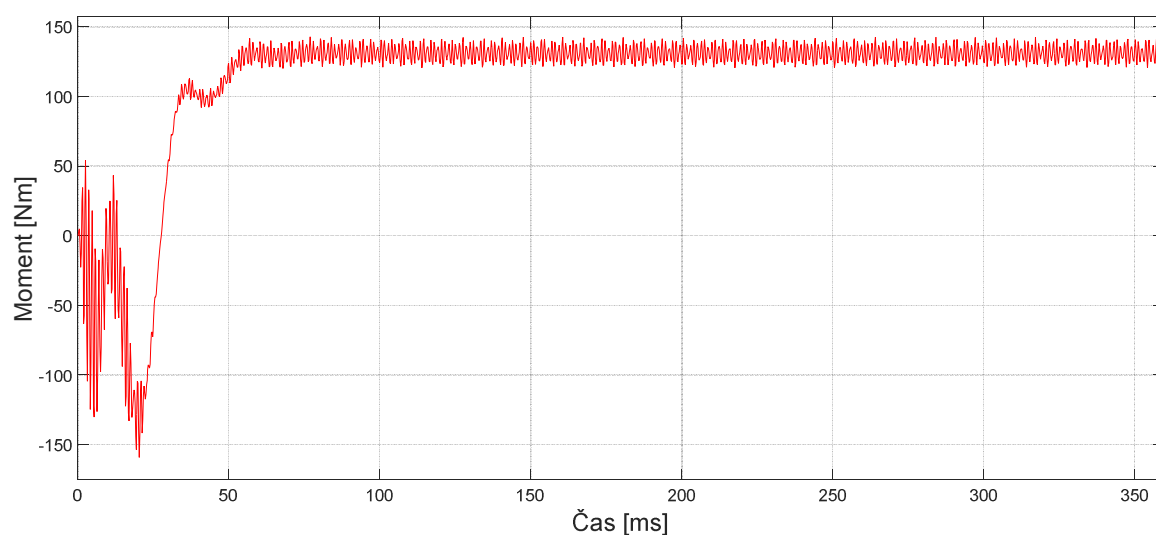
Obr. 6.7: Časový průběh napájecích napětí během řešené analýzy.



Obr. 6.8: Časový průběh indukovaných napětí během řešené analýzy.



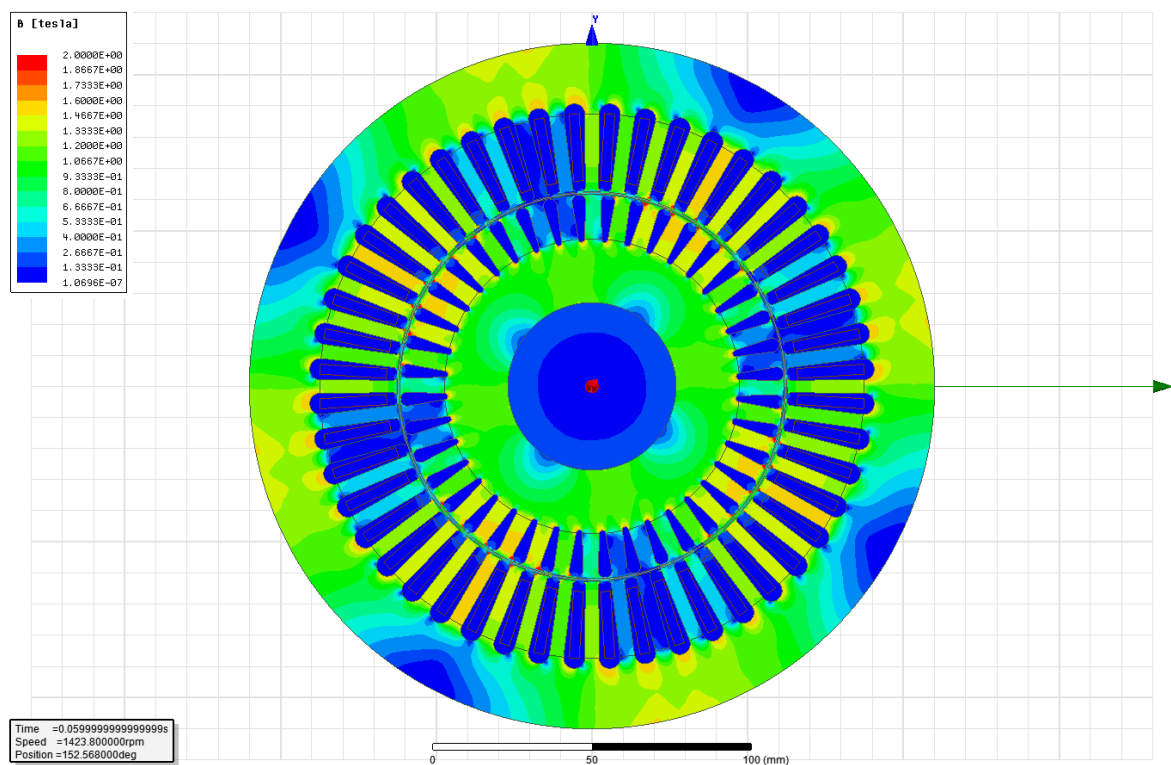
Obr. 6.9: Časový průběh proudů statoru během řešené analýzy.



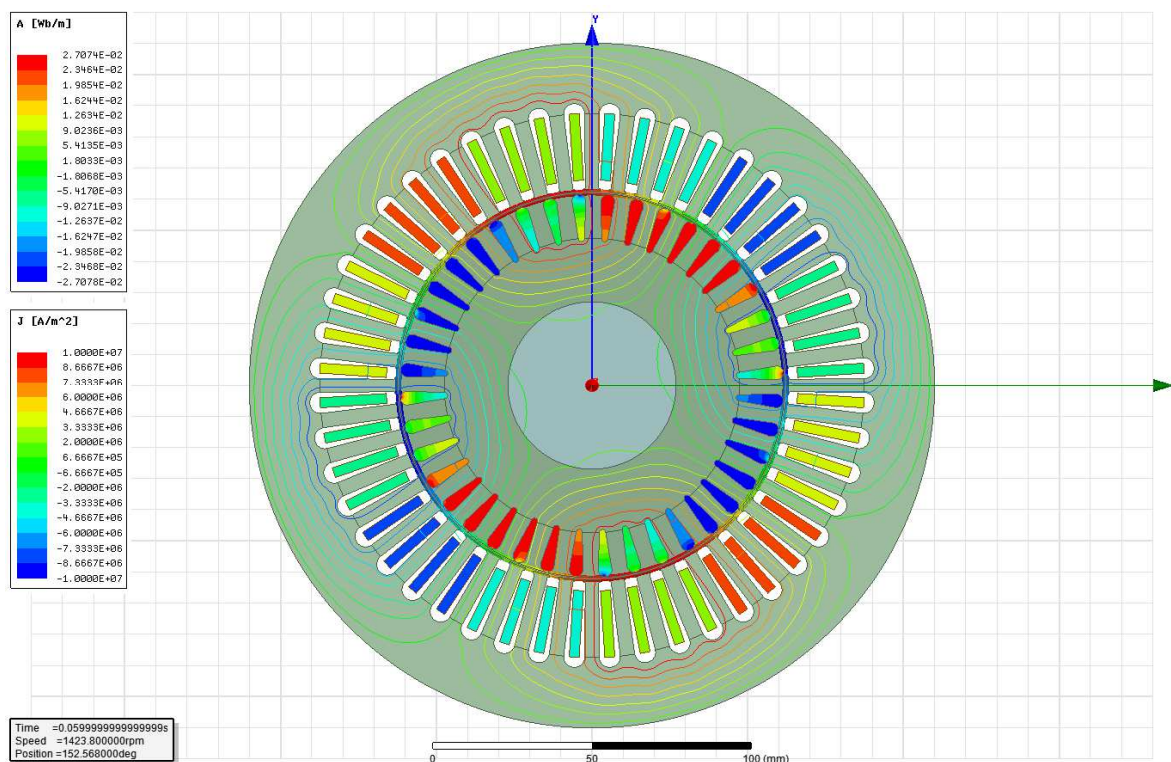
Obr. 6.10: Časový průběh momentu během řešené analýzy.

TAB. 6.V: EFEKTIVNÍ A STŘEDNÍ HODNOTY SLEDOVANÝCH VELIČIN

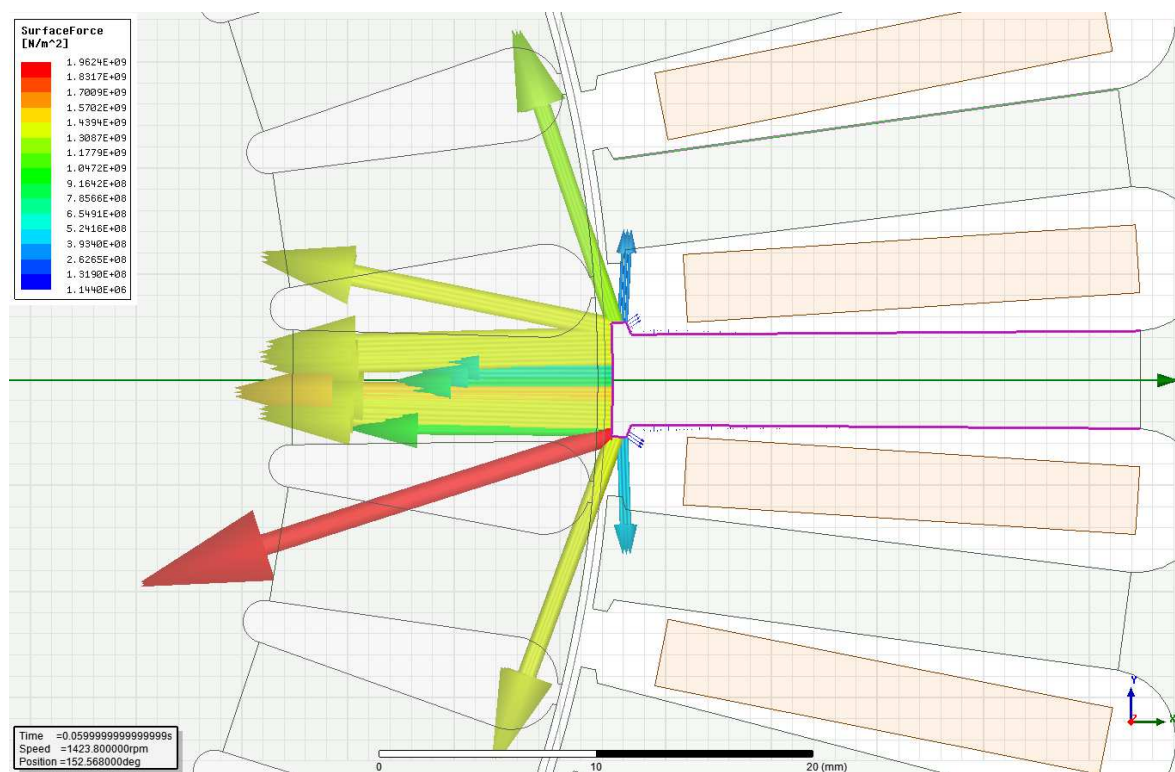
<i>Veličina [Jednotky]</i>	<i>RMS</i>	<i>AVG</i>
Napájecí napětí [V]	192,23	-
Indukované napětí [V]	182,76	-
Proud statoru [A]	43,18	-
Moment [Nm]	-	130,95



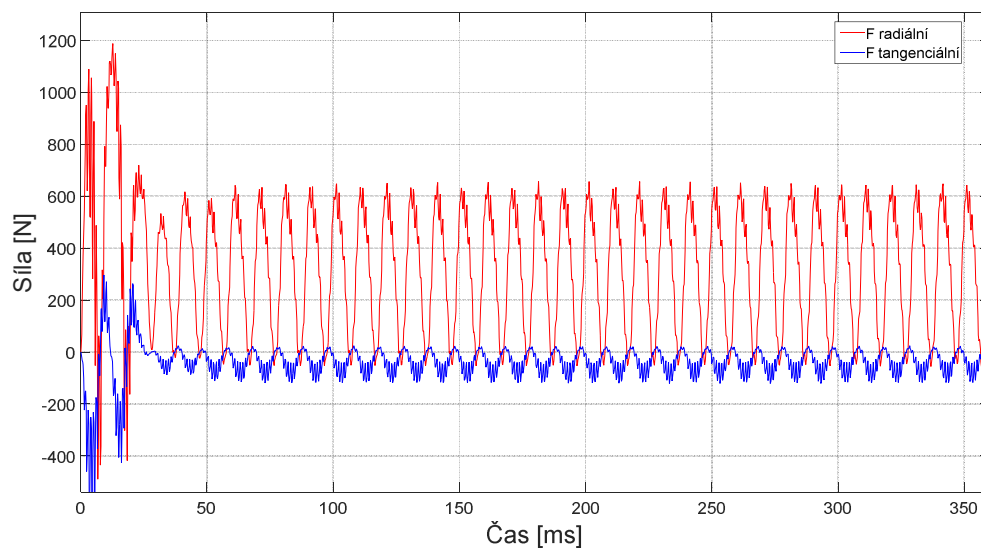
Obr. 6.11: Rozložení indukce ve stroji na počátku ustáleného stavu.



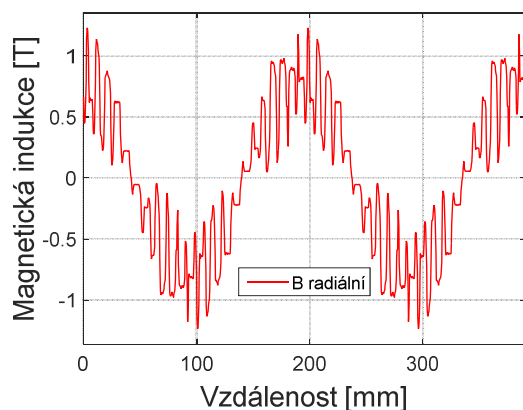
Obr. 6.12: Rozložení proudové hustoty ve vinutí statoru a rotoru a magnetické indukční čáry na počátku ustáleného stavu.



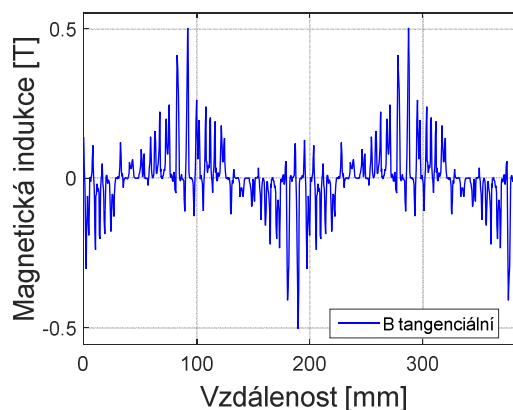
Obr. 6.13: Plošná hustota síly působící na zub 1 statoru.



Obr. 6.14: Radiální a tečná složka síly působící na zub 1 v průběhu tranzientní analýzy.



Obr. 6.15: Rozložení radiální složky indukce po obvodu vzduchové mezery.



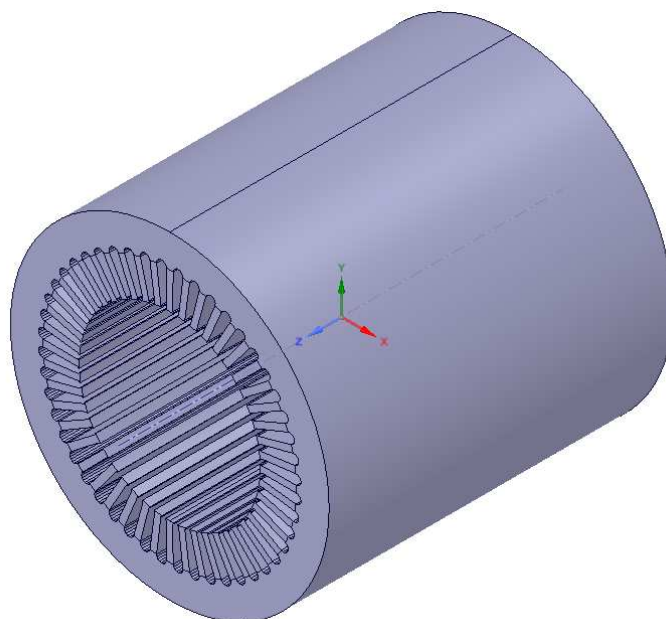
Obr. 6.16: Rozložení tangenciální složky indukce po obvodu vzduchové mezery.

6.2 Varianty geometrie pro mechanické analýzy

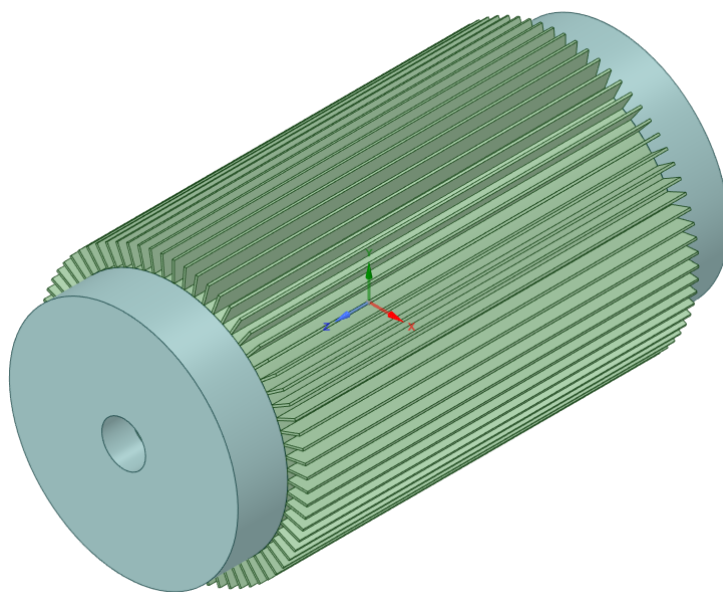
Níže jsou zobrazeny a popsány varianty geometrie modelované v mechanických analýzách, tedy statické strukturální, modální a harmonické odezvě. Geometrie jsou vytvořeny v programu *SpaceClaim*, který je součástí balíku ANSYS jako nástroj pro 2D a 3D konstruování.

Základem každé varianty je vždy paket statoru, do jehož středu je také umístěn počátek souřadného systému a ke kterému jsou postupně přidávány další součásti. Na počátku tedy stojí jednoduchý model, na kterém je vyzkoušena metodika propojení magnetických sil a jimi buzených vibrací a provedeno vyhodnocení a porovnání výsledků z *Full* a *Mode Superposition* analýzy. Na konci je pak model blížící se reálnému uspořádání během měření prezentovaného v kapitole 4.

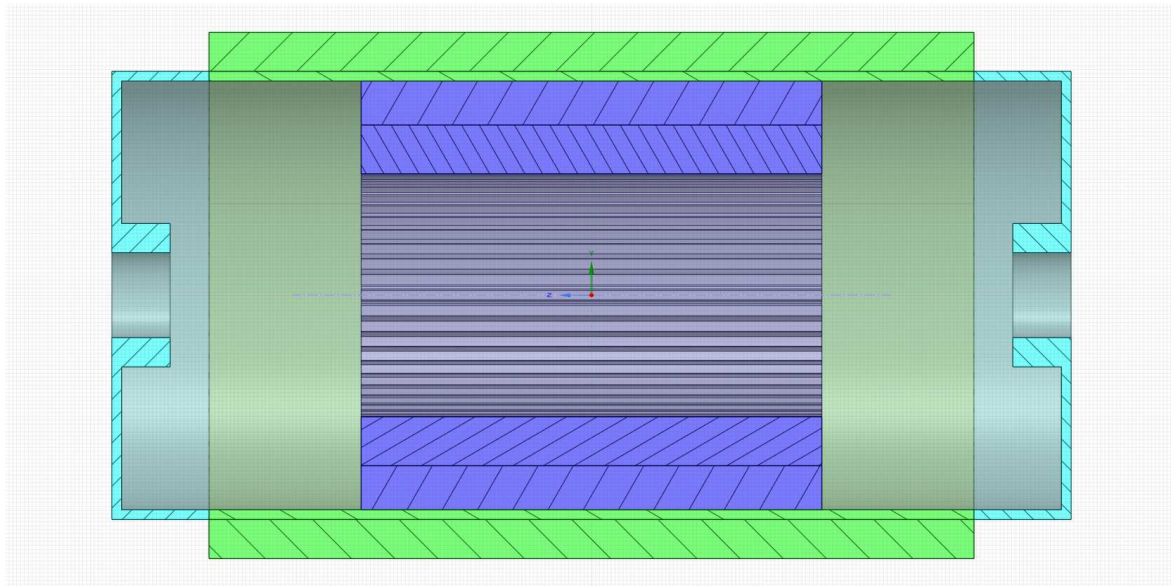
První modelovanou variantou je tedy samotný statorový paket (Obr. 6.17), kde jsou jednotlivé zuby a jeho statoru modelovány jako samostatné objekty s pevnými vzájemnými vazbami. Materiálem paketu je pak anizotropní materiál s náhradními parametry odpovídajícími reálnému chování této součásti stroje (viz kapitola 6.4).



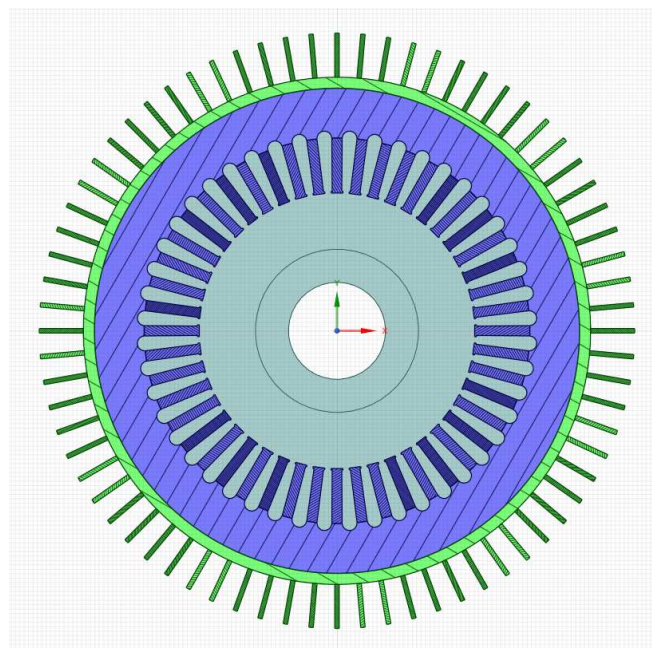
Obr. 6.17: Geometrie statorového balení.



Obr. 6.18: Geometrie statorového balení uloženého v kostře.



Obr. 6.19: Podélný řez geometrií statoru uloženého v kostře.

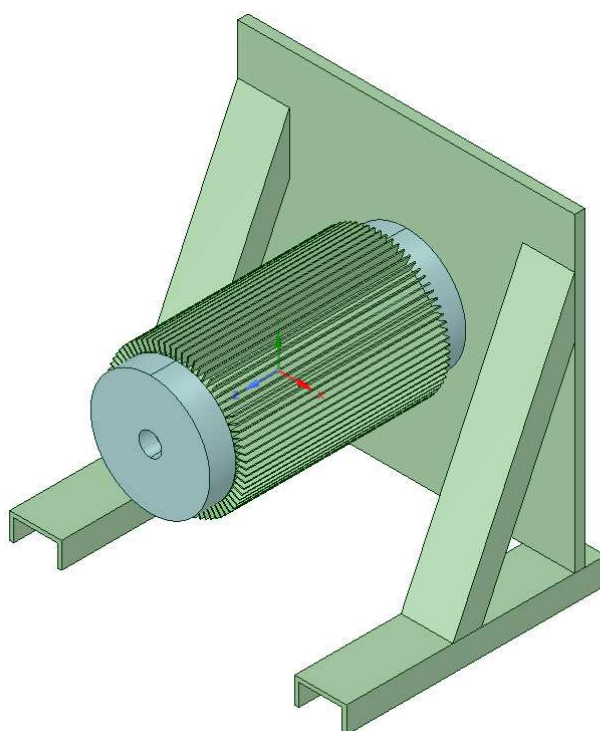


Obr. 6.20: Příčný řez geometrií statoru uloženého v kostře.

Druhou variantou je identický statorový paket vložený do kostry silné 5 mm s 72 chladicími žebry po obvodu. Na kostru pak doléhají ložiskové štíty s otvory pro vyvedení hřídele. Kostra i štíty jsou modelovány zjednodušeně, kdy jsou zanedbány konstrukční detaily jako osazení pro ložiskové štíty na obou koncích kostry, uložení ložisek, vývod pro vinutí na ložiskovém štítu atd., které by činily následné výpočty zbytečně složitými. Pohled

na tuto variantu geometrie včetně podélného a příčného řezu je na *Obr. 6.18*, resp. *Obr. 6.19* a *Obr. 6.20*. Materiálem kostry je obecná hliníková slitina z knihovny ANSYSu.

Třetí variantou je poté statorový paket v kostře upevněný k nosnému rámu použitému při měření uvedeném v kapitole 4 (viz *Obr. 4.2*). Rám z konstrukční oceli je tvořen deskou s kruhovým otvorem uprostřed, sloužícím ke spojení hřídelí dvou strojů (viz popis měření). Deska je přivařena k U profilům, které slouží k ustavení podpěry k pevnému základu a celá konstrukce je vyztužena U profily stejného průřezu. Na druhou stranu desky, kde je během měření upevněn zatěžovací stroj, je pak přidán hmotný bod o souhrnné hmotnosti statorového paketu a kostry. Geometrie pro tuto variantu je uvedena na *Obr. 6.21*.

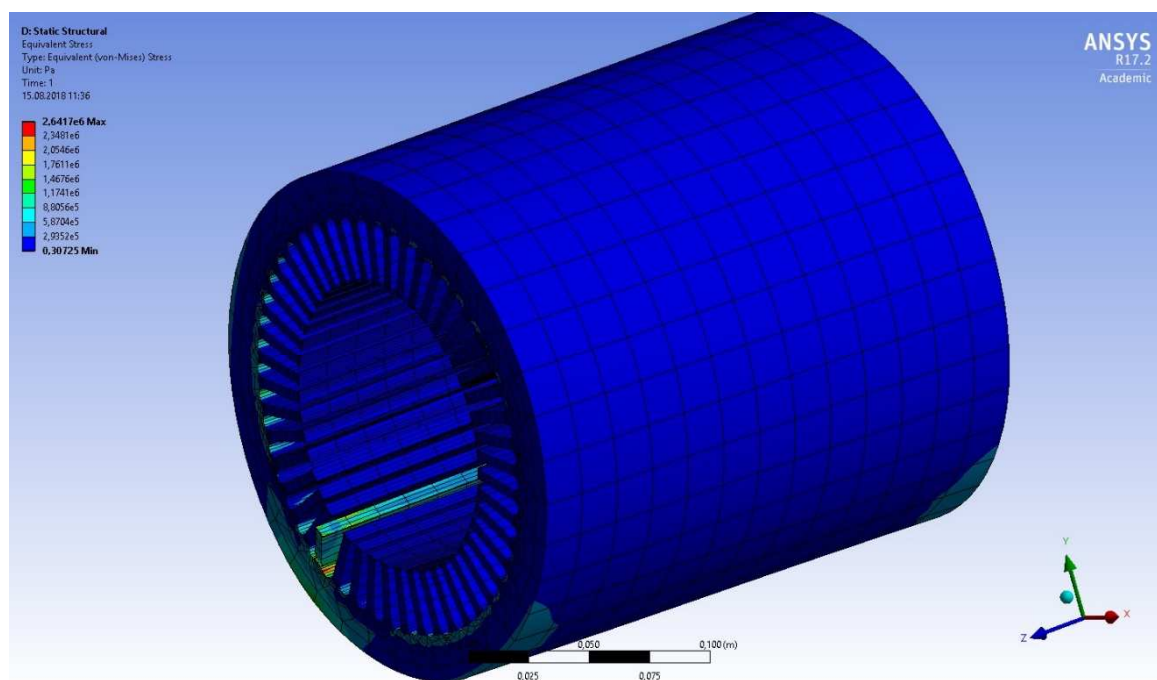


Obr. 6.21: Geometrie statoru v kostře připevněné k nosnému rámu.

6.3 Statická strukturální analýza

Statická strukturální analýza (*Static Structural*) zde slouží pouze pro ověření konzistentnosti modelu. Určitá část geometrie, zpravidla plocha, je vetknuta a na celý model působí pouze gravitační síla. Poté je sledováno, zda jsou jednotlivé části geometrie stále pevně spojeny v jedné sestavě, tedy zda jsou správně nastaveny vazby mezi jednotlivými objekty geometrie – např. mezi zuby a jhem statoru, plechovým svazkem statoru a kostrou apod. – a sestava se nerozpadne na dílčí součásti.

Na Obr. 6.22 je uveden příklad pro model samotného statorového paketu, kde jsou jednotlivé zuby geometricky sice odděleny od jha statoru, ale v modelu je mezi nimi nastaven pevný kontakt. Vetknuta je plocha zubu směřující do vzduchové mezery stroje a gravitace působí v záporném směru osy z . Vetknutá plocha tedy při působení gravitace zůstává stále na původní pozici, zatímco zbytek zubu a také ostatní zuby a jho se posouvají ve směru působící síly. Tomu odpovídá také namáhání jednotlivých objektů na Obr. 6.22, kde nejvíce namáhaný je právě zub s vetknutou plochou.



Obr. 6.22: Výsledné namáhání modelu statorového paketu ve statické strukturální analýze.

6.4 Modální analýza

Modální analýza je zde buď pouze jako užitečný doplněk *Full Harmonic Response* analýzy nebo jako nutný zdroj vstupních dat pro *Mode Superposition Harmonic Response* analýzu. Ovšem i v případě *Full* analýzy je vhodné znát vlastní frekvence a tvary mechanické konstrukce a získat tak přehled o možných příčinách zvýšených vibrací na určitých frekvencích.

Problematika modelování metodou modální analýzy statorového paketu je detailně řešena v [40]. Je zde brána v úvahu nehomogenita statorového svazku, kdy se nejedná o celistvý díl z jednoho materiálu, ale o celek složený z tenkých plechů opatřených z každé

strany ještě tenkou vrstvou izolačního laku. Je zjištěno, že vlastní frekvence a tvary paketu nelze modelovat pomocí materiálových vlastností oceli ani podobného izotropního materiálu. Měřením skutečného paketu a následným laděním konečněprvkového modelu jsou stanoveny náhradní moduly pružnosti statorového paketu (resp. ekvivalentního anizotropního materiálu) jako celku. Značný rozdíl dvou řádů je zjištěn v modulu pružnosti v axiálním směru. Jelikož je problematika v [40] řešena na stroji obdobných rozměrů, jsou zjištěné náhradní parametry paketu (viz Tab. 6.VI) použity také ve všech mechanických analýzách řešených v této disertační práci.

TAB. 6.VI: NÁHRADNÍ PARAMETRY STATOROVÉHO PAKETU DLE [40]

<i>Parametr</i>	<i>Hodnota</i>	<i>Jednotka</i>
Modul pružnosti E_x	2,05E ¹¹	Pa
Modul pružnosti E_y	2,05E ¹¹	Pa
Modul pružnosti E_z	1,5E ⁹	Pa
Modul pružnosti ve smyku G_{xy}	2,5E ¹⁰	Pa
Modul pružnosti ve smyku G_{yz}	1,5E ⁹	Pa
Modul pružnosti ve smyku G_{xz}	1,5E ⁹	Pa
Poissonova konstanta ν_{xy}	0,3	-
Poissonova konstanta ν_{yz}	0,3	-
Poissonova konstanta ν_{xz}	0,3	-

Modální analýza je v této práci řešena jako netlumená a pro všechny modelované varianty geometrie je zjišťováno prvních sto vlastních tvarů bez omezení frekvence. Ovšem pozornost je, s ohledem na spektra budících sil, soustředěna zejména na vlastní tvary ve frekvenčním rozsahu do cca 1 200 Hz.

6.4.1 Model samotného paketu statoru

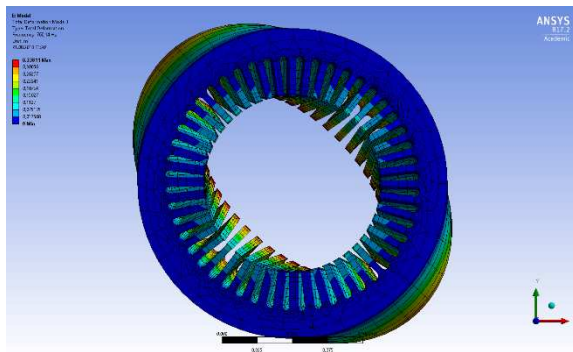
Okrajové podmínky této úlohy jsou vetknuté oba konce paketu, resp. čelní plochy jha statoru. Tabulka s frekvencemi prvních deseti vlastních tvarů je uvedena v Tab. 6.VII. Jak je patrné z výsledků v kapitole 6.5.3, největšího zrychlení dosahují vibrace na frekvencích blízkých vlastním tvarům č. 3, 4, 7 a 8, tyto jsou v tabulce zvýrazněny zelenou barvou.

Mód 3 (Obr. 6.23 a Obr. 6.24) se vyznačuje výraznou deformací v radiálním a mírnou deformací v axiálním směru. Naopak mód 4 (Obr. 6.25) se vyznačuje pouze torzní deformací, kdy dochází ke zkrutu podél axiální délky paketu. Největší zkrut nastává uprostřed paketu a jeho velikost se snižuje směrem k vetknutým koncům. Mód 7 (Obr. 6.26

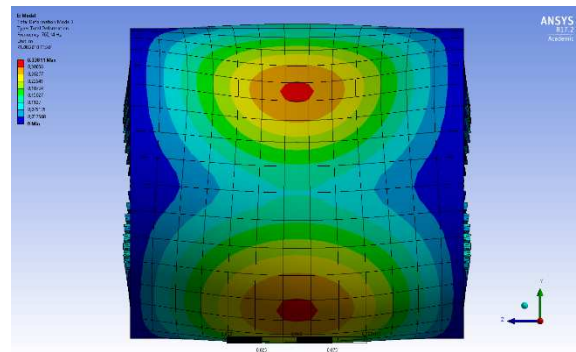
a Obr. 6.27) a stejně tak mód 8 (Obr. 6.28 a Obr. 6.29) jsou pak opět deformovány radiálně a zejména axiálně, což je, vzhledem k vetknutým čelním plochám jha, patrné v zubové části paketu.

TAB. 6.VII: VLASTNÍ TVARY A FREKVENCE SAMOTNÉHO PAKETU STATORU

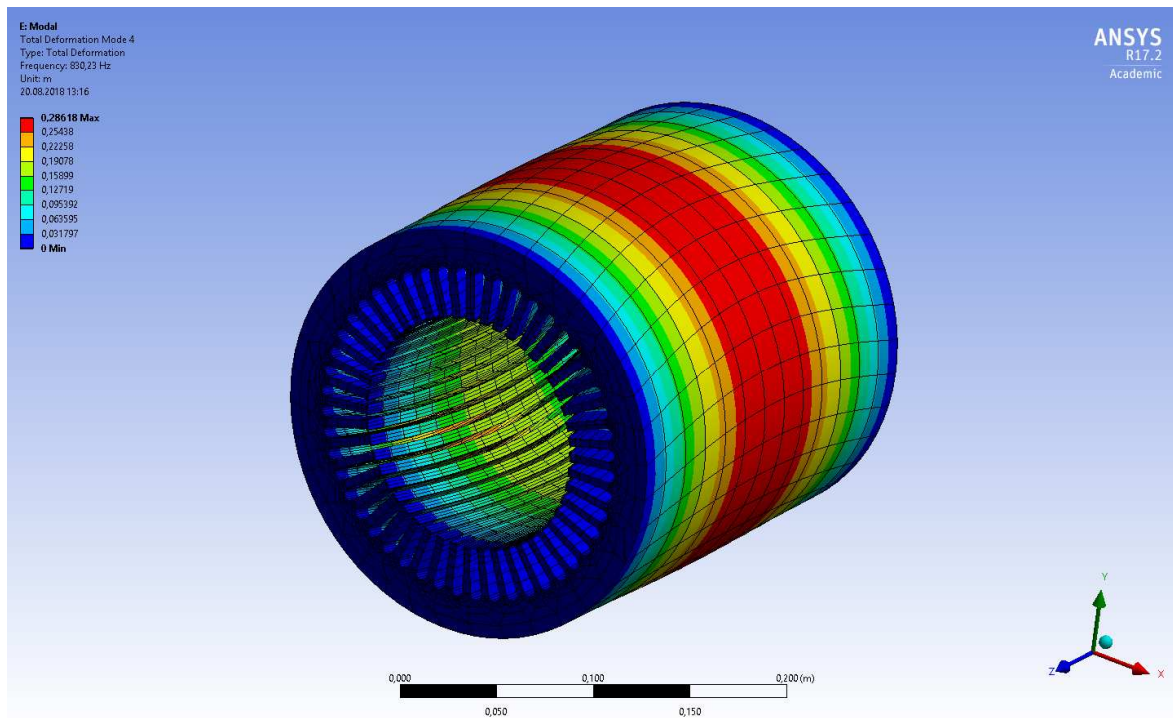
<i>Vlastní tvar / mód</i>	1	2	3	4	5
<i>Frekvence [Hz]</i>	540,94	540,97	760,14	830,23	887,37
<i>Vlastní tvar / mód</i>	6	7	8	9	10
<i>Frekvence [Hz]</i>	892,11	933,4	933,45	1006,2	1095,2



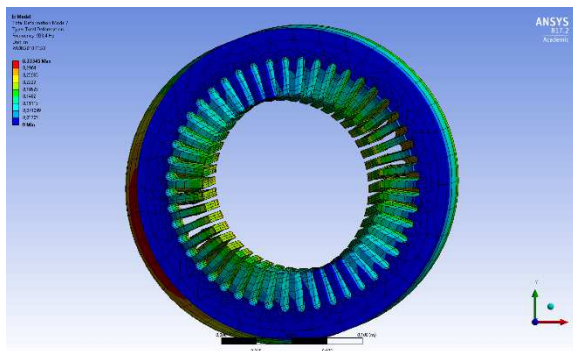
Obr. 6.23: Vlastní tvar č. 3 – přední pohled, radiální deformace.



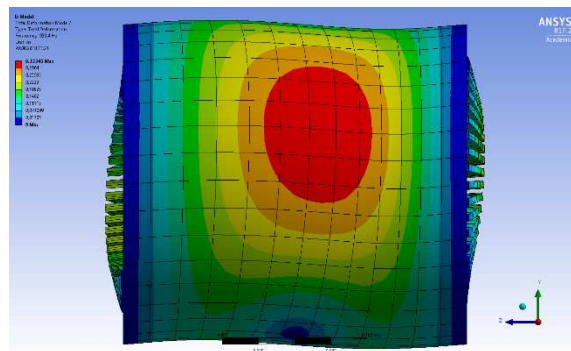
Obr. 6.24: Vlastní tvar č. 3 – pohled zprava, radiální a axiální deformace.



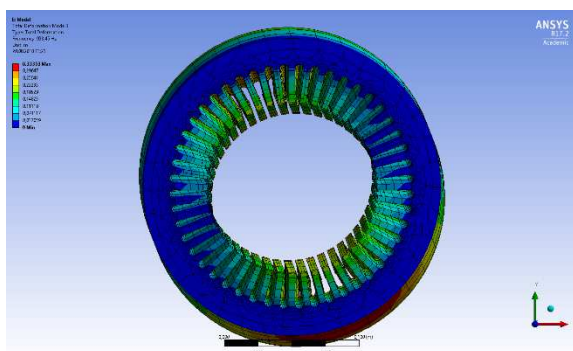
Obr. 6.25: Vlastní tvar č. 4 – izometrický pohled, torzní deformace.



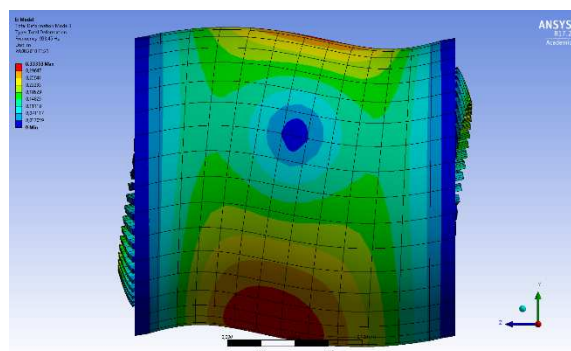
Obr. 6.26: Vlastní tvar č. 7 – přední pohled, radiální deformace.



Obr. 6.27: Vlastní tvar č. 7 – pohled zprava, axiální deformace.



Obr. 6.28: Vlastní tvar č. 8 – přední pohled, radiální deformace.



Obr. 6.29: Vlastní tvar č. 8 – pohled zprava, axiální deformace.

6.4.2 Model statorového paketu uloženého v kostře

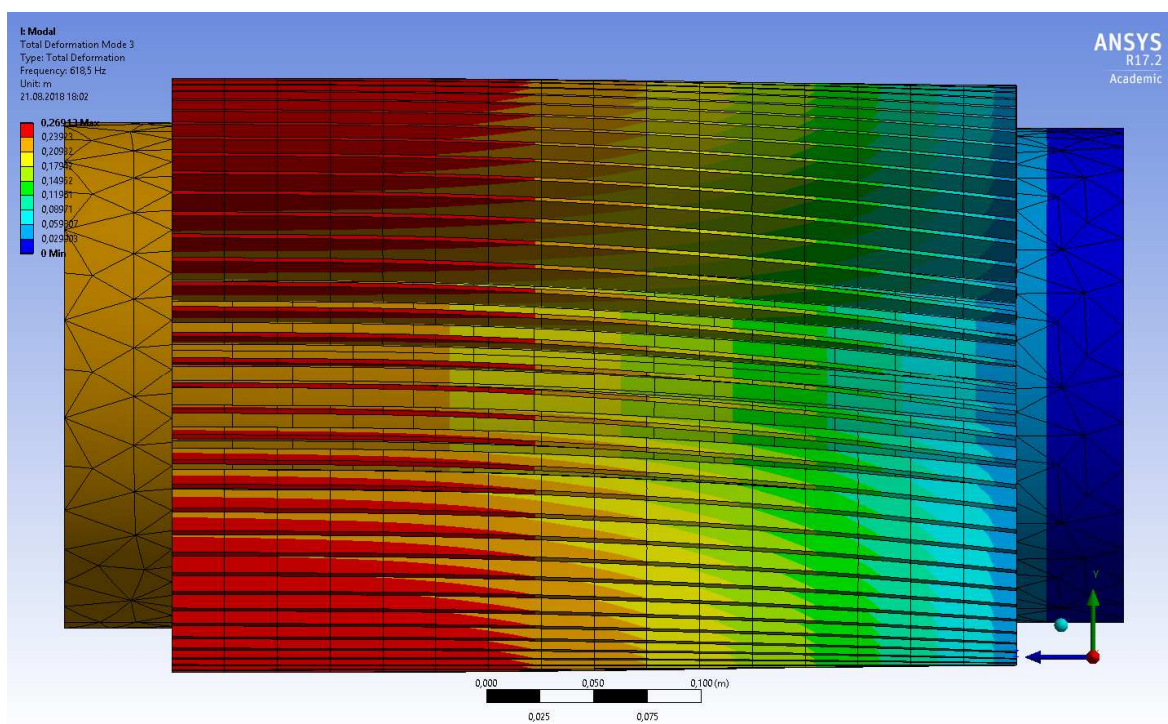
Zde je vetknuta pouze čelní plocha na ložiskovém štítu, který v následující variantě geometrie doléhá na desku nosného rámu. Frekvence prvních deseti vlastních tvarů jsou k dispozici v Tab. 6.VIII. Módy, jejichž frekvence jsou blízké nejvýraznějším složkám spekter v kapitole 6.5.4, jsou opět zeleně zvýrazněny.

Mód 3 je charakteristický torzní deformací celé konstrukce. Ke zkrutu dochází ve směru od vetknuté plochy štítu a největší hodnoty dosahuje na opačném konci kostry, což je patrné na Obr. 6.30 zejména na tvaru chladících žebér. Při vlastním tvaru 4 (Obr. 6.31 a Obr. 6.32) dochází k radiální deformaci, kdy amplitudy leží v meziosovém prostoru a uzly naopak v osách souřadného systému a také k drobné axiální deformaci zubů paketu. Pro názornost jsou u obrázků tohoto módu skryty ložiskové štíty. Axiální deformací se pak projevuje mód 5, kdy k deformaci dochází ve směru osy z od vetknuté plochy štítu (viz Obr. 6.33). Mód 6 (Obr. 6.34 a Obr. 6.35) se vyznačuje obdobnou deformací jako mód 4, ovšem s tím rozdílem, že tentokrát jsou amplitudy v osách souřadného systému a uzly v meziosovém prostoru.

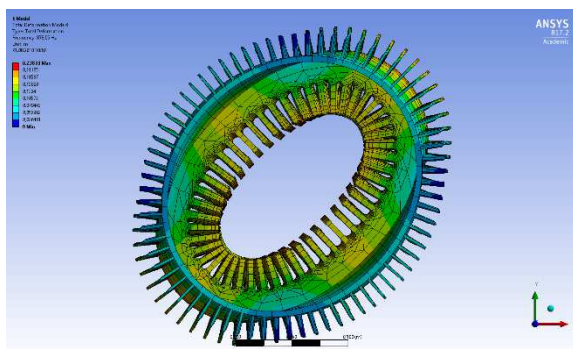
Obdobný tvar mají také módy 7 (Obr. 6.36 a Obr. 6.37) a 8 (Obr. 6.38 a Obr. 6.39), kdy vetknutý konec statoru je stále na původní pozici a druhý konec kmitá ve vertikálním, resp. horizontálním směru, což vede k ohybu konstrukce v axiálním směru.

TAB. 6.VIII: VLASTNÍ TVARY A FREKVENCE PAKETU STATORU V KOSTŘE

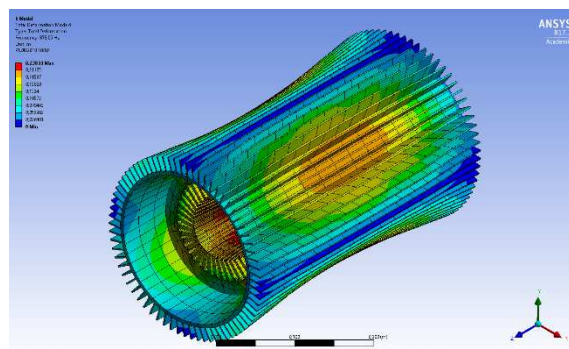
<i>Vlastní tvar / mód</i>	1	2	3	4	5
<i>Frekvence [Hz]</i>	285,09	285,14	618,5	878,05	995,45
<i>Vlastní tvar / mód</i>	6	7	8	9	10
<i>Frekvence [Hz]</i>	1003,5	1025,7	1025,8	1207,4	1285,5



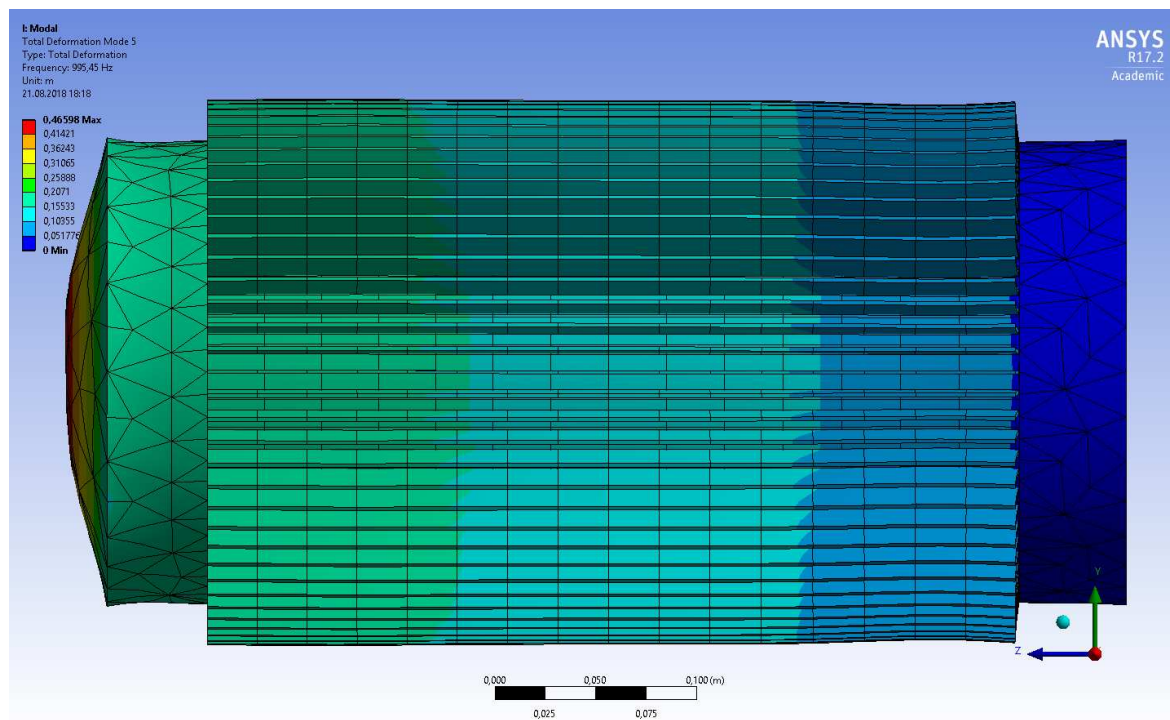
Obr. 6.30: Vlastní tvar č. 3 – pohled zprava, torzní deformace.



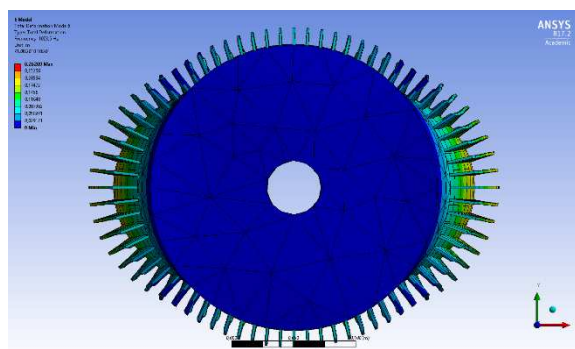
Obr. 6.31: Vlastní tvar č. 4 – přední pohled, radiální deformace.



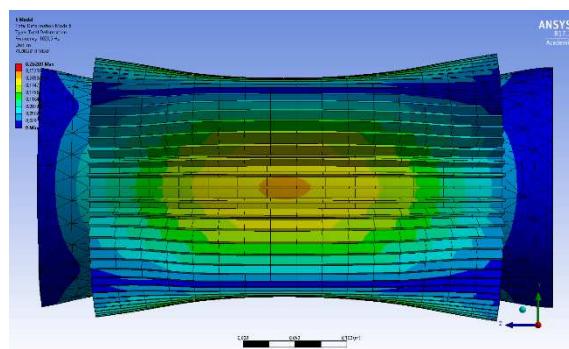
Obr. 6.32: Vlastní tvar č. 4 – izometrický pohled, radiální a axiální deformace.



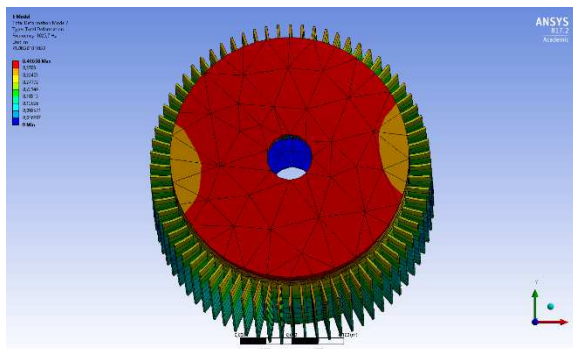
Obr. 6.33: Vlastní tvar č. 5 – pohled zprava, axiální deformace.



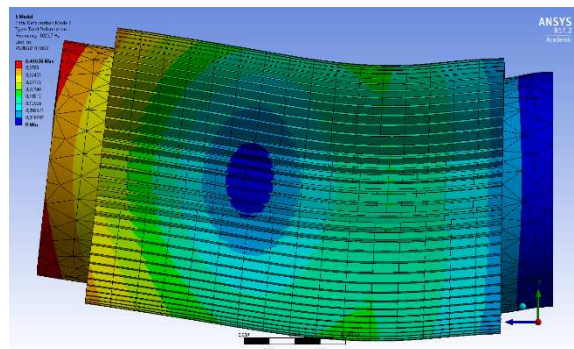
Obr. 6.34: Vlastní tvar č. 6 – přední pohled, radiální deformace.



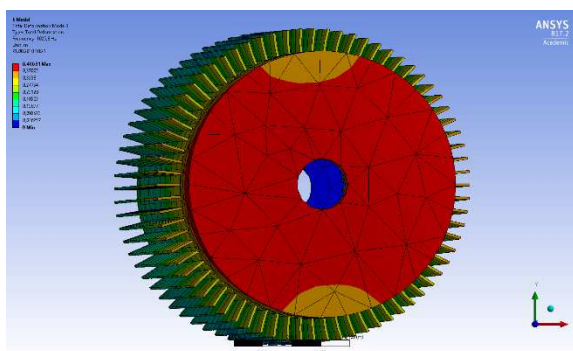
Obr. 6.35: Vlastní tvar č. 6 – pohled zprava, radiální a axiální deformace.



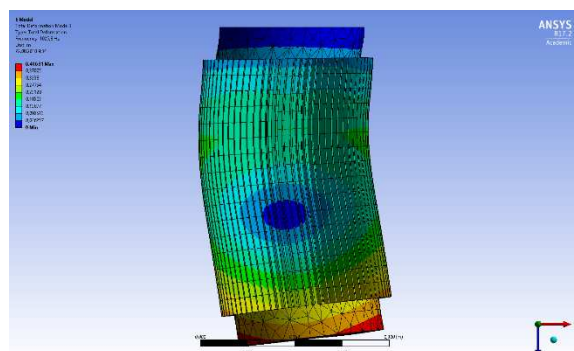
Obr. 6.36: Vlastní tvar č. 7 – přední pohled, ohyb podél osy z.



Obr. 6.37: Vlastní tvar č. 7 – pohled zprava, ohyb podél osy z.



Obr. 6.38: Vlastní tvar č. 8 – přední pohled, ohyb podél osy z.



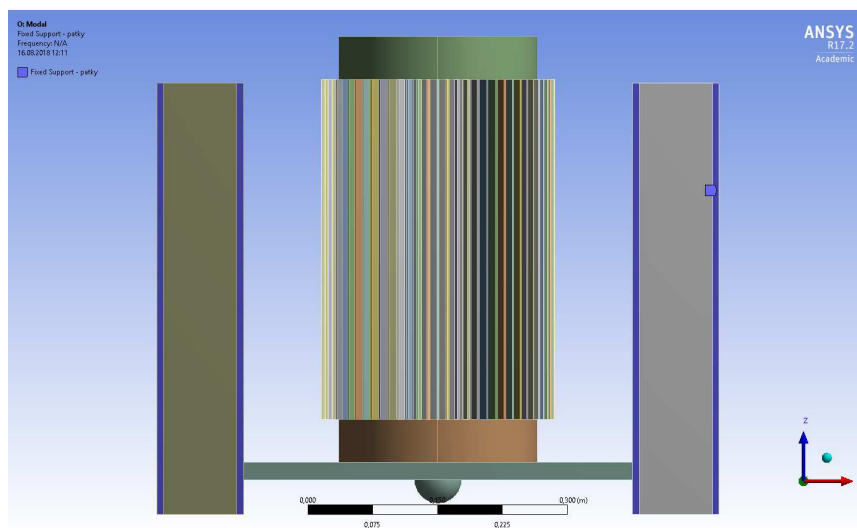
Obr. 6.39: Vlastní tvar č. 8 – pohled shora, ohyb podél osy z.

6.4.3 Model statorového paketu v kostře upevněné k nosnému rámu

V této variantě jsou vetknuty plochy U profilu dosedající při měření na pevný základ. Tyto plochy jsou modře zvýrazněny v pohledu zdola na Obr. 6.40. Tato situace by měla nejlépe odpovídat uspořádání experimentálního stanoviště. Jelikož u této varianty je ve sledovaném rozsahu daleko více vlastních tvarů, je v Tab. 6.IX tentokrát uvedeno prvních dvacet čtyři vlastních tvarů a frekvencí. Vlastní tvary frekvenčně blízké nejvýraznějším složkám spekter v kapitole 6.5.5 jsou opět zvýrazněny zeleně a další vlastní frekvence, blízké vlastním frekvencím zjištěným při měření, jsou vyznačeny oranžově.

Mód 11 (viz Obr. 6.41) se ve spektru harmonické odezvy neprojevuje příliš výrazně, přesto jsou vibrace na odpovídající frekvenci jasně patrné a je zde tím pádem uveden. Tomuto módu odpovídá výrazná torzní deformace statoru, nosný rám je deformován pouze mírně. Podobný tvar mají módy 15 (Obr. 6.42, mírnější deformace), 16 (Obr. 6.43 a Obr. 6.44, výraznější deformace) a 21 (Obr. 6.49 a Obr. 6.50, opět výrazná deformace), kdy dochází ke kmitání volného konce statoru ve vertikálním směru a tím pádem k axiálnímu

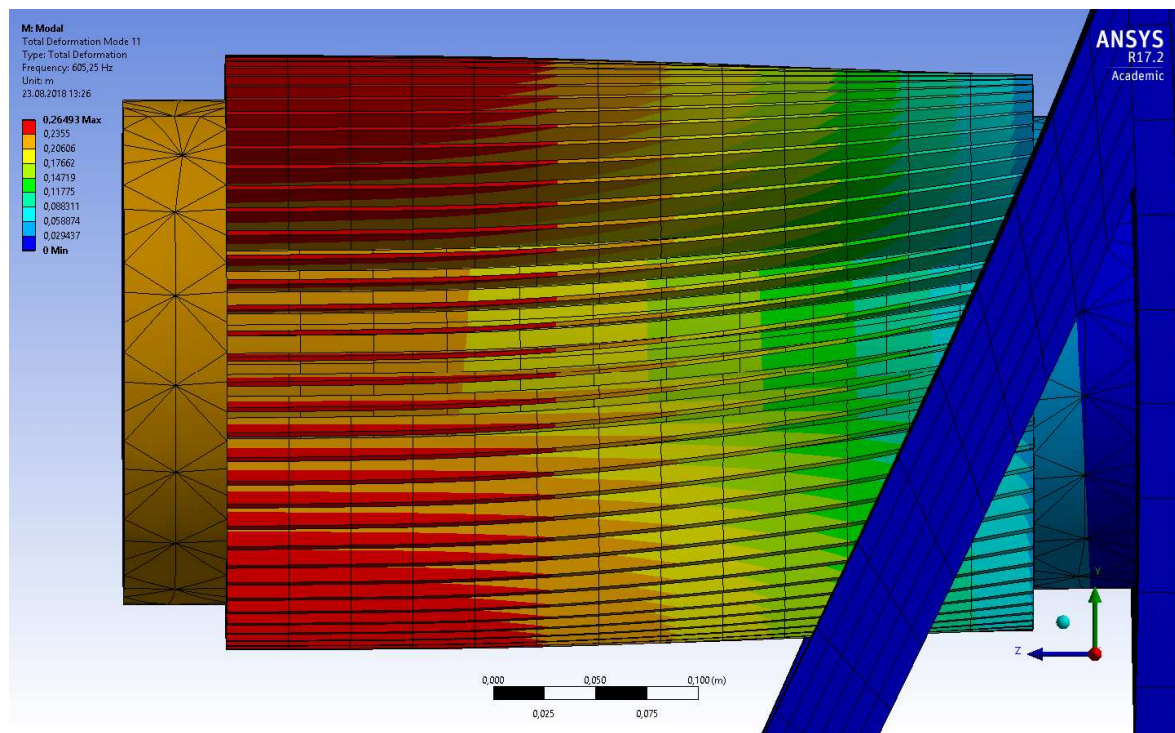
ohybu statoru. Mód 17, zobrazený na Obr. 6.45 a Obr. 6.46, se vyznačuje radiální deformací v prostoru mezi osami x a y . Mód 20 (viz Obr. 6.47 a Obr. 6.48) je pak obdobný jako módy 15, 16 a 21, kdy dochází k axiálnímu ohybu statoru, ovšem v tomto případě kmitá volný konec statoru horizontálně.



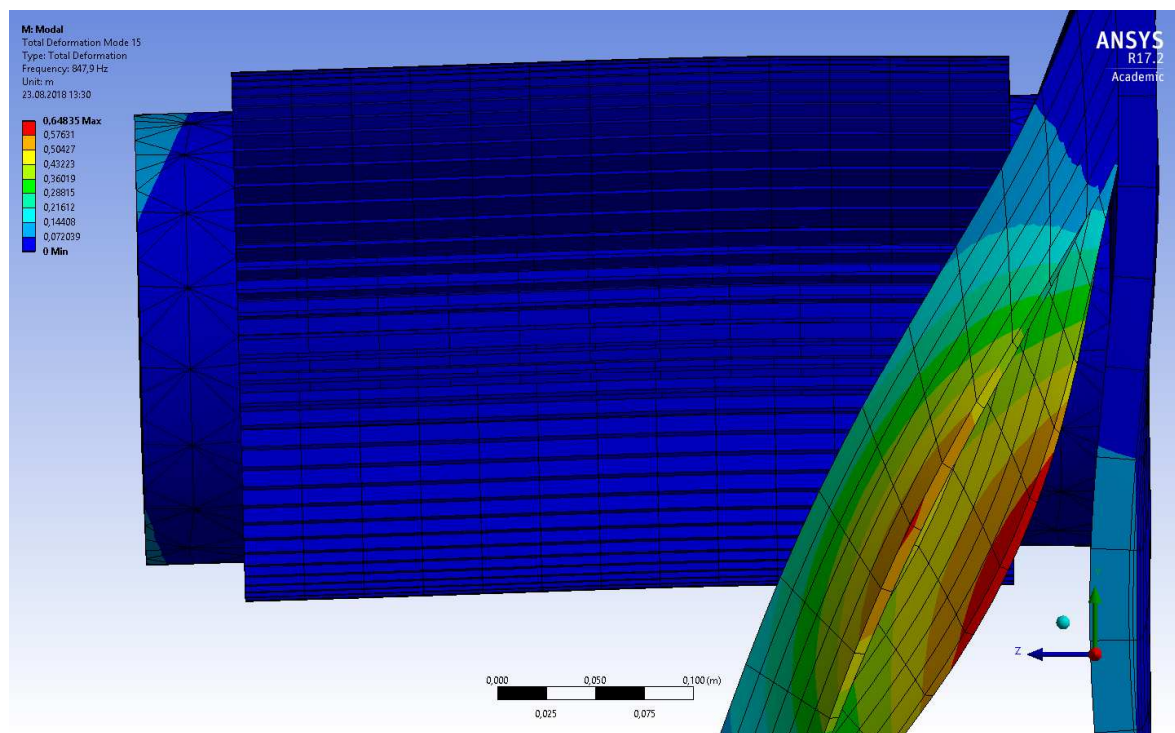
Obr. 6.40: Okrajové podmínky pro model paketu v kostře na nosném rámu, pohled zdola.

TAB. 6.IX: VLASTNÍ TVARY A FREKVENCE STATORU V KOSTŘE UPEVNĚNÉ K NOSNÉMU RÁMU

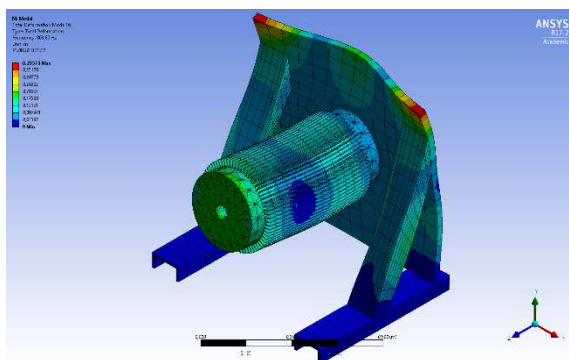
Vlastní tvar / mód	1	2	3	4	5	6
Frekvence [Hz]	94,078	101,4	126,09	309,95	325,7	421,11
Vlastní tvar / mód	7	8	9	10	11	12
Frekvence [Hz]	422,86	489,37	511,93	602,46	605,25	716,01
Vlastní tvar / mód	13	14	15	16	17	18
Frekvence [Hz]	785,29	826,34	847,9	863,89	876,7	1001,9
Vlastní tvar / mód	19	20	21	22	23	24
Frekvence [Hz]	1007,5	1020,6	1072,4	1086,3	1183,9	1207,4



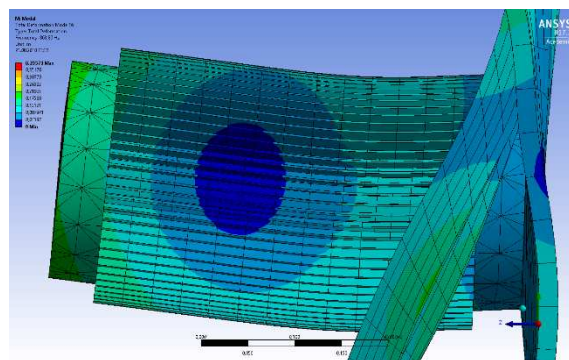
Obr. 6.41: Vlastní tvar č. 11 – pohled zprava, torzní deformace kostry.



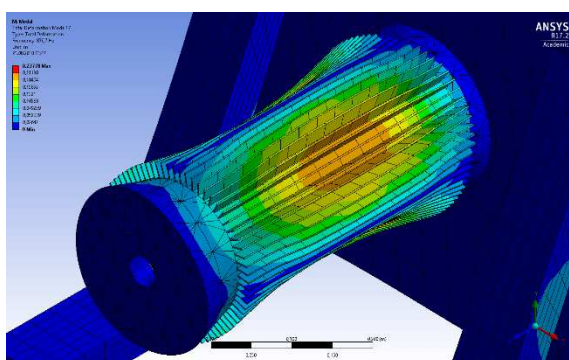
Obr. 6.42: Vlastní tvar č. 15 – pohled zprava, ohyb statoru podél osy z



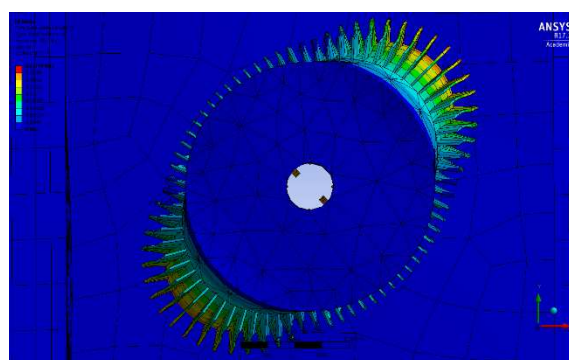
Obr. 6.43: Vlastní tvar č. 16 – izometrický pohled, ohyb statoru podél osy z.



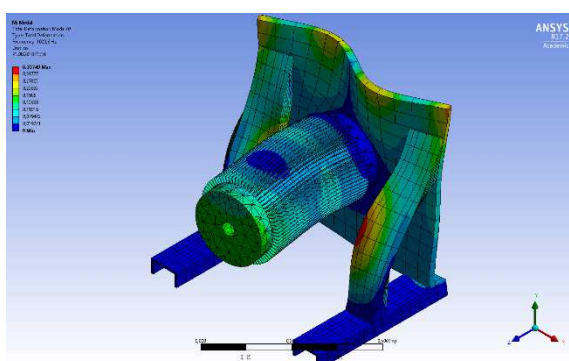
Obr. 6.44: Vlastní tvar č. 16 – pohled zprava, ohyb statoru podél osy z.



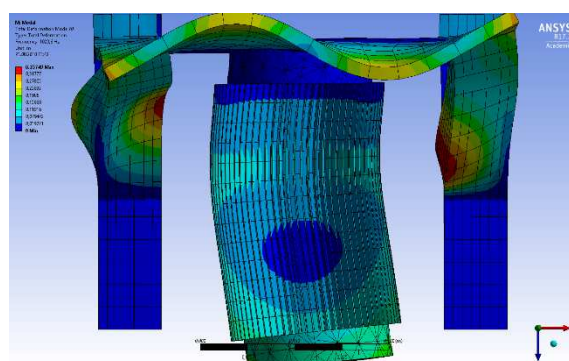
Obr. 6.45: Vlastní tvar č. 17 – izometrický pohled, radiální deformace.



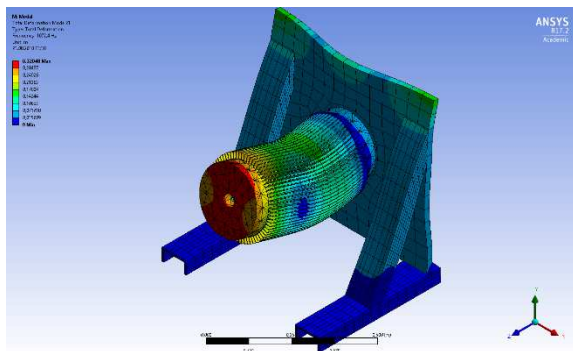
Obr. 6.46: Vlastní tvar č. 17 – pohled zprava, radiální deformace.



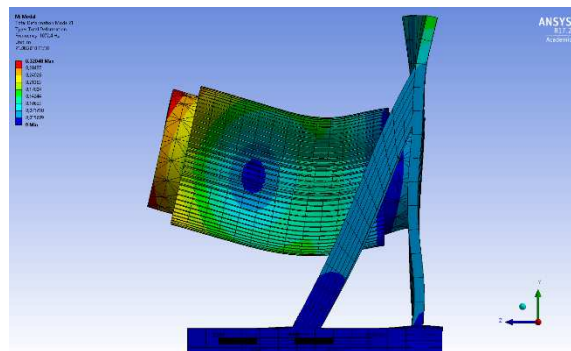
Obr. 6.47: Vlastní tvar č. 20 – izometrický pohled, ohyb statoru podél osy z.



Obr. 6.48: Vlastní tvar č. 20 – pohled shora, ohyb statoru podél osy z.



Obr. 6.49: Vlastní tvar č. 21 – izometrický pohled, ohyb statoru podél osy z.

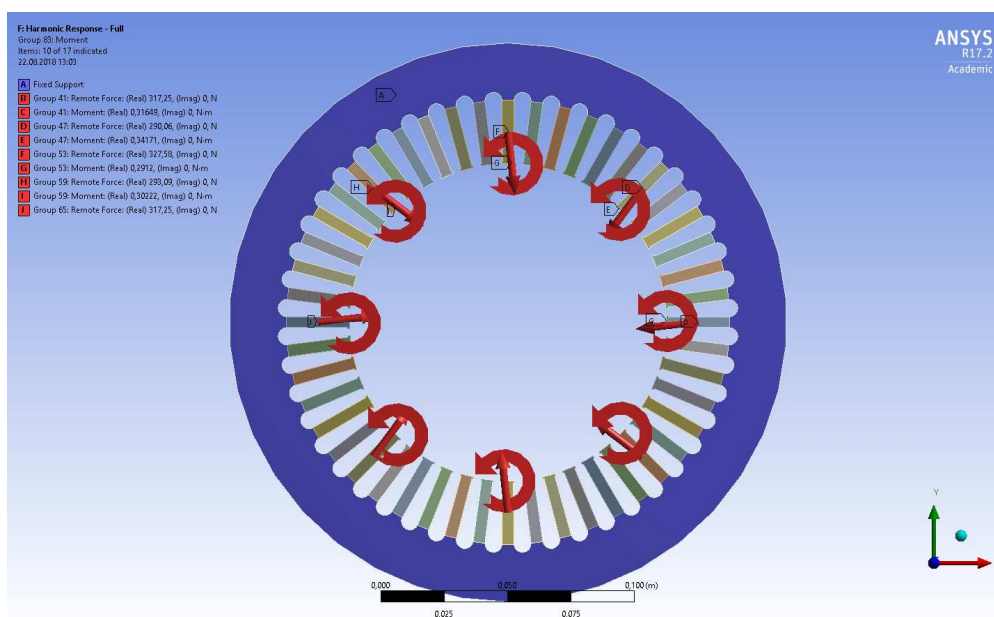


Obr. 6.50: Vlastní tvar č. 21 – pohled zprava, ohyb statoru podél osy z.

6.5 Harmonická analýza vibrací

V programu ANSYS Mechanical lze harmonickou odezvu (Harmonic Response) modelovat dvěma způsoby – jako analýzu s využitím redukovaného modelu (zde uváděno jako *Mode Superposition* analýza) nebo analýzu s využitím plného modelu (zde uváděno jako *Full* analýza). Obě analýzy jsou provedeny na variantě samotného paketu statoru na totožném modelu z hlediska geometrie, sítě, okrajových podmínek i budících sil a momentů. Pro další dvě varianty, tedy statorový paket v kostře a paket v kostře upevněný k nosnému rámu, je provedena pouze *Full* analýza.

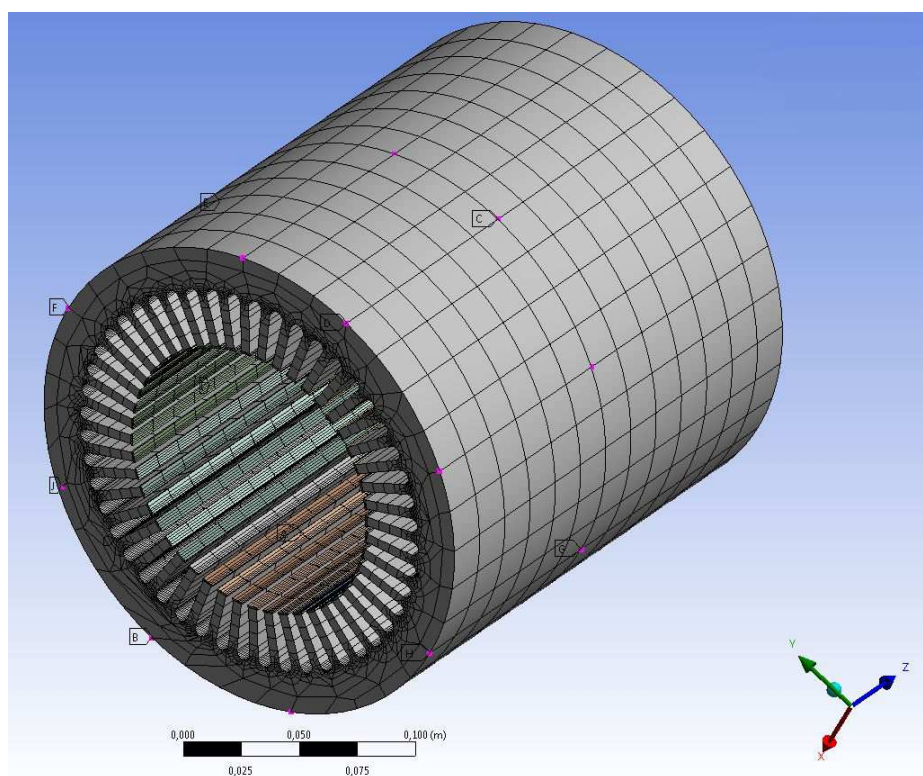
Síly importované z Maxwellu jsou rozloženy na reálné a imaginární složky působící v osách x a y a moment (opět rozložený na reálnou a imaginární složku) působící v ose z . V nastavení harmonické odezvy je nutné nastavit působení každé síly a momentu na plochu odpovídajícího zubu směřující do vzduchové mezery. Příklad importovaných sil a momentů působících na zuby, nad kterými je v níže uvedených grafech analyzována harmonická odezva, je uveden na Obr. 6.51. Z orientace šipek je zřejmé, že síly nepůsobí pouze v radiálním směru a je zde patrný vliv tečné složky. Stejným způsobem je zadáno silové působení na všechny zuby statoru.



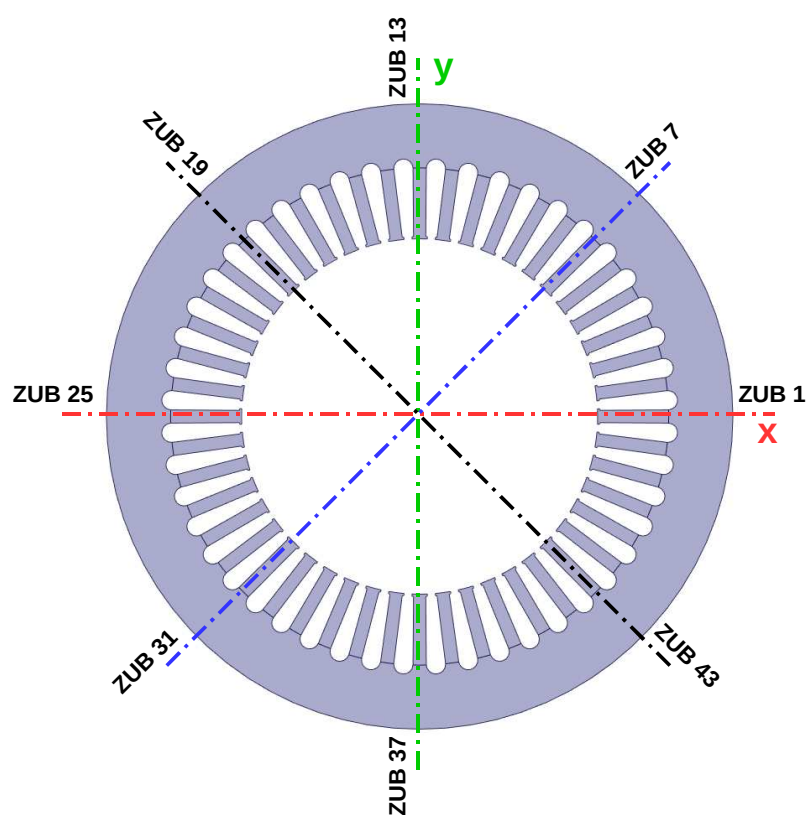
Obr. 6.51: Magnetické síly a momenty přiřazené k příslušným zubům v harmonické odezvě – červené šipky. Větknutá plocha jha statoru vyznačena modře.

Frekvenční odezva vibrací spočítaná v ANSYS Mechanical – Harmonic Response je dána amplitudou a fází výchylky, rychlosti nebo zrychlení v osách x , y a z . Frekvenční odezvu lze vykreslit v určitém objemu, ploše a bodu geometrie nebo v uzlu sítě (nikoli v elementu) z minimálních, maximálních nebo středních hodnot jednotlivých veličin. Za nejvhodnější řešení lze považovat vykreslení odezvy pouze v jediném bodě geometrie nebo uzlu sítě, jelikož výsledek není zkrácen výpočtem střední hodnoty vibrací na celou plochu nebo objem. Principiálně tedy nejlépe odpovídá měření vibrací, kdy je akcelerometr připevněn k malé ploše na povrchu měřeného objektu (v případě elektrických strojů nejčastěji kostry nebo ložiskových štítů) a měří odezvu v určitém místě.

Pro účely této analýzy byla frekvenční odezva sledována v uzlech sítě na vnějším obvodu statoru (viz Obr. 6.52), resp. kostry, ležících nejbliže osám osmi zubů vzájemně posunutých o úhel 45° dle Obr. 6.53.



Obr. 6.52: Uzly sítě na konci a uprostřed paketu, ve kterých je zjišťována frekvenční odezva.

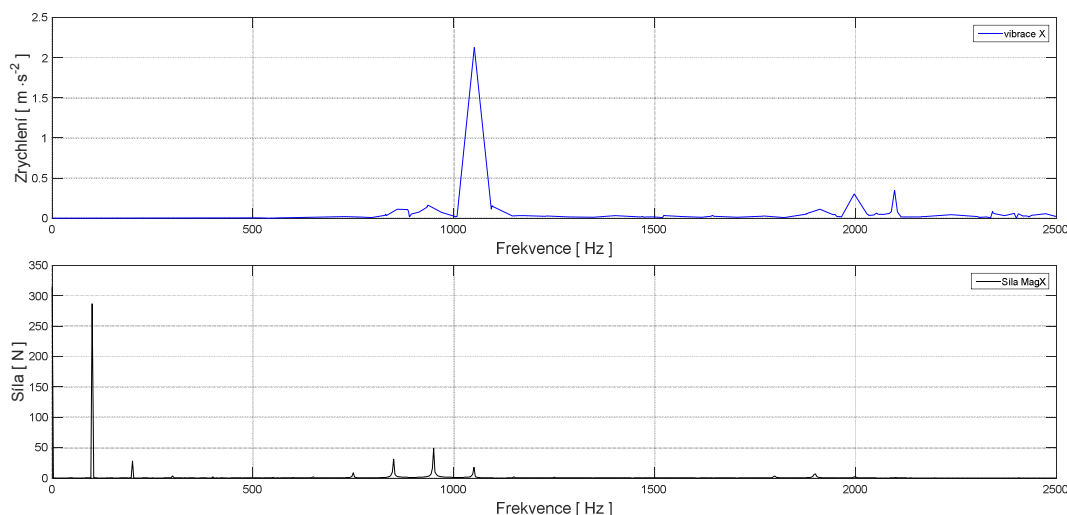


Obr. 6.53: Poloha a číslování jednotlivých zubů po obvodu statoru.

6.5.1 Analýza s využitím redukovaného modelu

Mode Superposition analýza vyžaduje jako vstup předem vyřešenou modální analýzu a frekvenční odezvu řeší v okolí zjištěných vlastních frekvencí modelovaného tělesa nebo sestavy. Okrajové podmínky není třeba zadávat, jelikož jsou dané z modální analýzy. Hlavní výhodou *Mode Superposition* analýzy je rychlost řešení. Výsledky jsou však spíše informativního charakteru ve smyslu, zda se některá z frekvencí buzení neshoduje s vlastní frekvencí sestavy a není tedy známa odezva na celé spektrum budících sil. V nastavení analýzy je sice možné zadat tabulkově další frekvence k řešení, ovšem to jde na vrub zmiňované rychlosti řešení. Výsledek *Mode Superposition* analýzy je jistě v mnoha aplikacích nebo v prvotních analýzách během návrhu zařízení postačující, pro přesnější výsledek harmonické odezvy na celé spektrum budících sil je ale vhodnější zvolit *Full* analýzu.

Na *Obr. 6.54* je uveden výsledek *Mode Superposition* analýzy pro samotný paket statoru. Je zde vykresleno spektrum zrychlení a budících sil v ose x v uzlu sítě na obvodu statoru nad zubem č. 1. Z výsledků je patrné, že na rozdíl od *Full* analýzy (viz níže) se zde vůbec neprojeví buzení od nejvýraznější složky spektra magnetických sil na 100 Hz. Proto je pro další varianty geometrie řešena harmonická odezva pouze jako *Full* analýza.



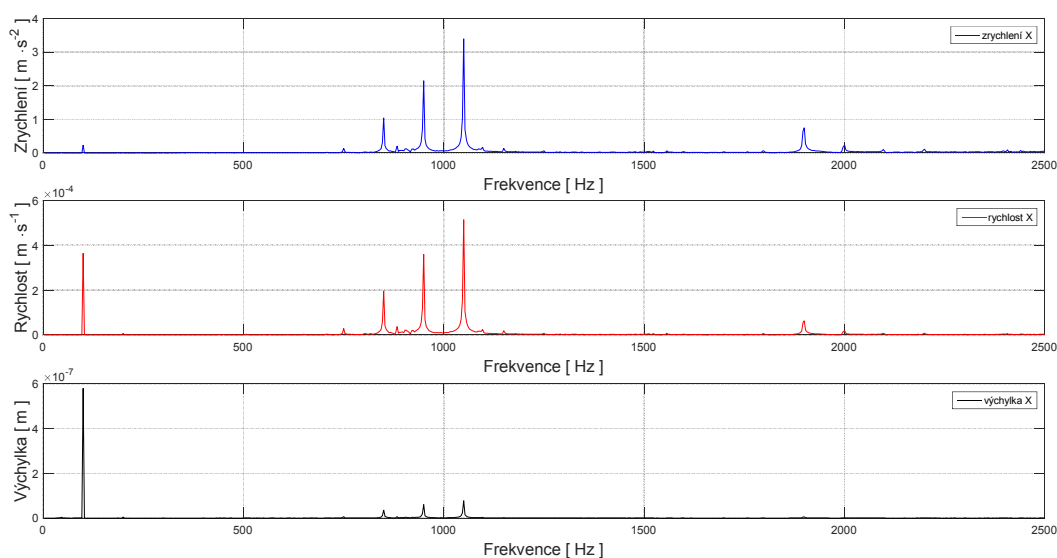
Obr. 6.54: Porovnání frekvenčního spektra zrychlení a budících sil v ose x – Mode Superposition.

6.5.2 Analýza s využitím plného modelu

Full analýza řeší pohybové rovnice tlumených harmonických kmitů pro každou frekvenci zvlášť, což vede k delším výpočetním časům. Frekvence pro výpočet harmonické odezvy lze zadat v požadovaném rozsahu s lineárním nebo logaritmickým krokem,

v oktávových pásmech nebo tabulkově. V níže prezentovaných analýzách jsou frekvence zadány tabulkou a pokrývají celé spektrum magnetických sil dle rovnic (61) a (62). Aby bylo možné porovnávat výsledky *Full* analýzy s výsledky modální analýzy, je nutné nastavit v obou analýzách stejné okrajové podmínky.

Na *Obr. 6.55* je provedeno porovnání amplitud zrychlení, rychlosti a výchylky v ose x nad zubem č. 1 varianty samotného paketu statoru. Výsledky jsou v souladu s *Obr. 3.1* a plyne z nich, že nejvhodnější veličinou pro srovnání mohutnosti vibrací je v řešeném frekvenčním rozsahu rychlost. Ovšem kvůli lepšímu srovnání s měřením v kapitole 4, kde je měřeno zrychlení, jsou vibrace posuzovány prostřednictvím zrychlení také v níže uvedených analýzách. Z *Obr. 6.55* je také, na rozdíl od *Mode Superposition* analýzy, patrný vliv hlavní složky budících sil na 100 Hz .

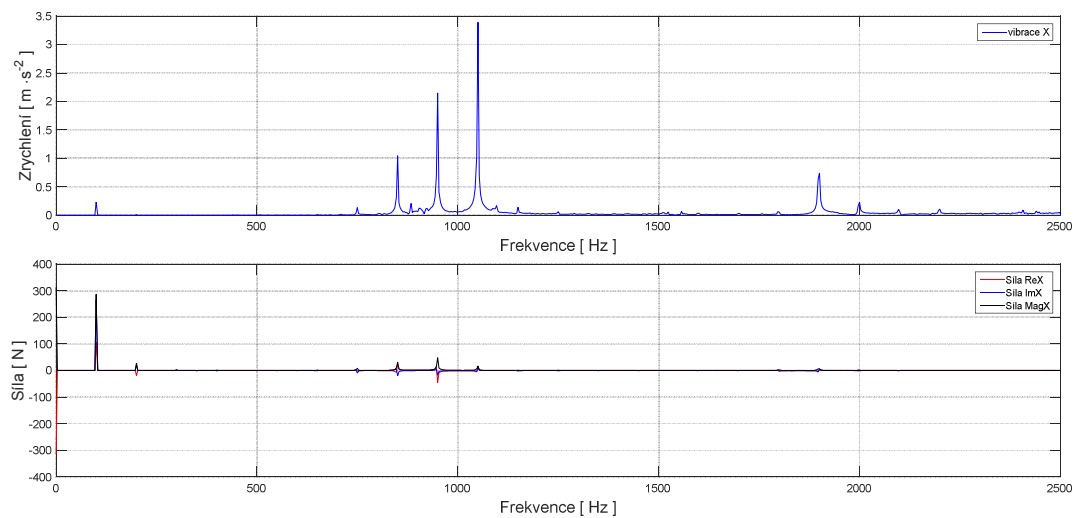


Obr. 6.55: Porovnání amplitud zrychlení, rychlosti a výchylky v ose x nad zubem č. 1.

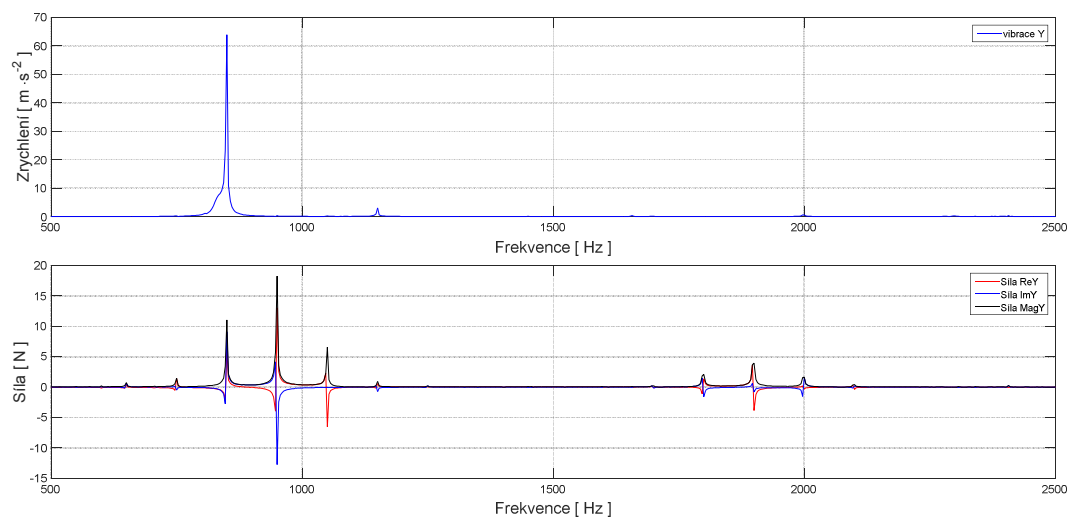
6.5.3 Model samotného paketu statoru

V této variantě je zjišťována odezva v uzlech sítě uprostřed statorového paketu, jelikož oba konce paketu jsou vetknuté a tím pádem nekmitají. Všechny níže uvedené výsledky jsou z *Full* analýzy. Frekvenční spektra vibrací ve směru jednotlivých os a jejich porovnání se spektry budících magnetických sil v osách x a y , resp. momentu v ose z , v uzlu sítě nad zubem 1 statoru jsou uvedeny na *Obr. 6.56* až *Obr. 6.58*. Osa zubu č. 1 je totožná s osou x globálního souřadného systému modelu, proto v případě tohoto zubu vibrace v ose x

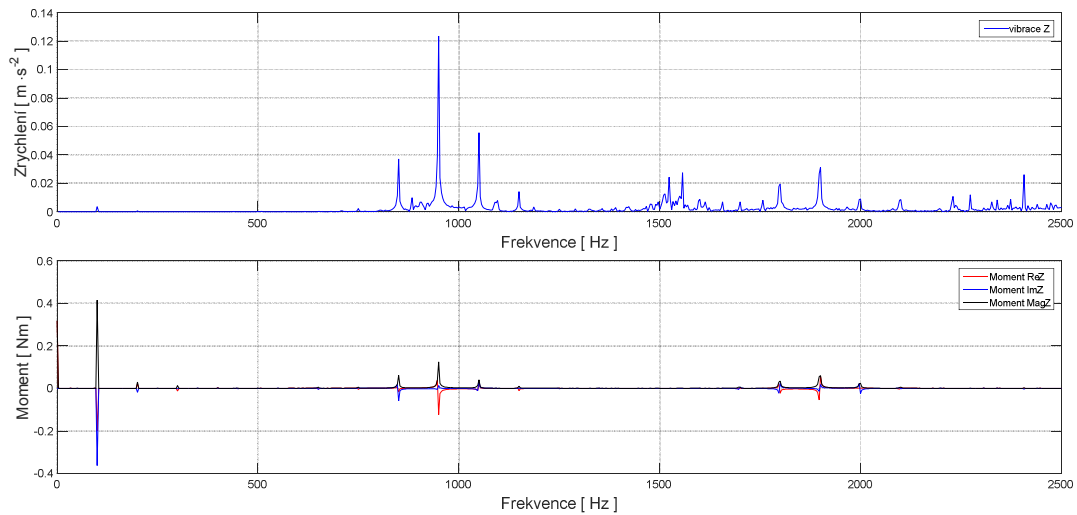
odpovídají vibracím v radiálním směru, zatímco vibrace v ose y odpovídají vibracím ve směru tangenciálním a vibrace v ose z směru axiálnímu.



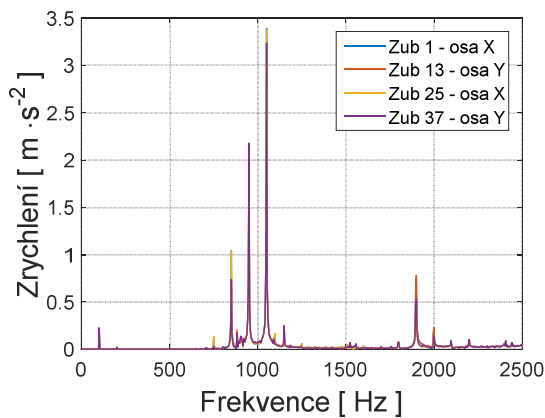
Obr. 6.56: Porovnání frekvenčního spektra zrychlení a budících sil v ose x – zub č. 1.



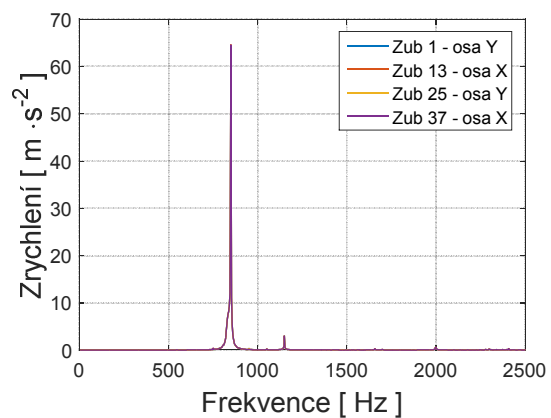
Obr. 6.57: Porovnání frekvenčního spektra zrychlení a budících sil v ose y – zub č. 1.



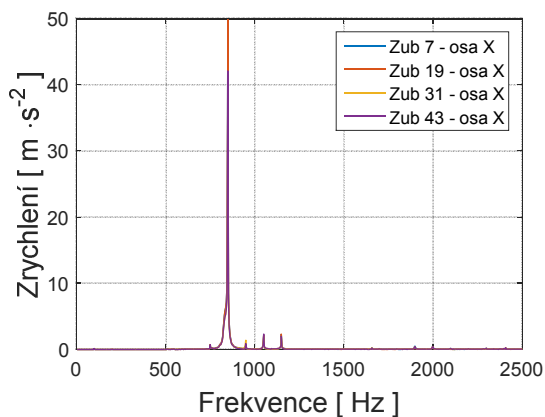
Obr. 6.58: Porovnání frekvenčního spektra zrychlení a budících momentů v ose z – zub č. 1.



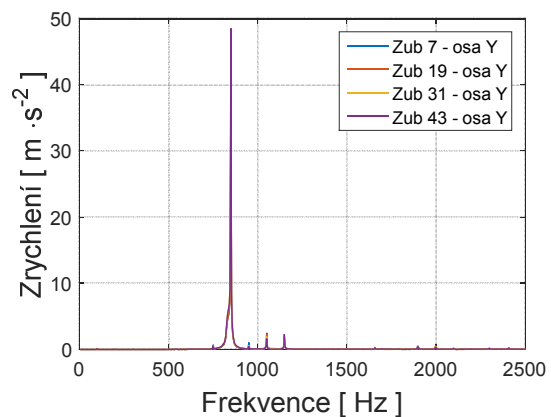
Obr. 6.59: Porovnání radiálních vibrací nad zuby ležícími v osách x a y.



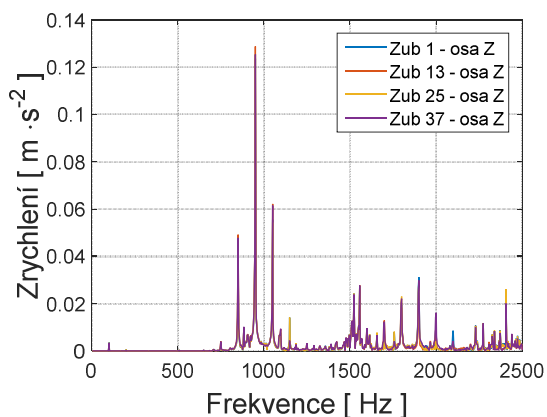
Obr. 6.60: Porovnání tangenciálních vibrací nad zuby ležícími v osách x a y.



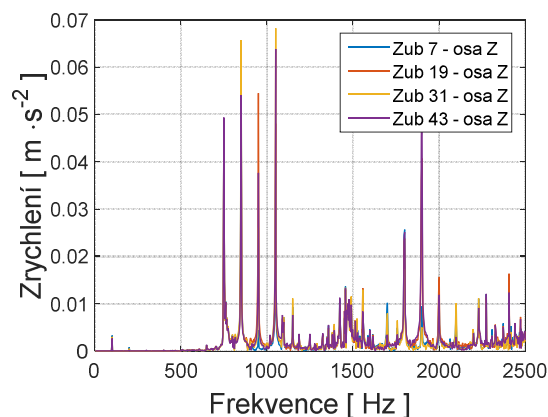
Obr. 6.61: Porovnání vibrací v ose x nad zuby č. 7, 19, 31 a 43.



Obr. 6.62: Porovnání vibrací v ose y nad zuby č. 7, 19, 31 a 43.



Obr. 6.63: Porovnání vibrací v ose z nad zuby č. 1, 13, 25 a 37.



Obr. 6.64: Porovnání vibrací v ose z nad zuby č. 7, 19, 31 a 43.

Z výsledků vyplývá, že vibrace, stejně jako budící síly, nad protilehlými zuby mají téměř stejnou amplitudu. Na Obr. 6.59 jsou radiální vibrace zubů, jejichž osa je totožná s osou x , resp. y souřadného systému. Nejvýznamnější buzené frekvence ve spektru zrychlení, 850, 950 a 1 050 Hz, odpovídají frekvenci průchodu tyčí rotoru, resp. jejím postranním pásmům dle (41). Ve spektru tangenciálních vibrací v uzlech sítě nad stejnými zuby (Obr. 6.60) je pak dominantní zrychlení na frekvenci 850 Hz. Vzhledem k veliké amplitudě zrychlení zde pravděpodobně dochází k rezonanci s vlastní frekvencí na 830,23 Hz, čemuž odpovídá i vlastní tvar č. 4 (viz Obr. 6.25) vyznačující se torzní deformací, kterou způsobují právě tečné síly. V grafech na Obr. 6.61 a Obr. 6.62, které zobrazují odezvu v osách x a y v uzlech sítě nad zuby ležícími v meziosovém prostoru globálního souřadného systému (tedy zuby 7, 19, 31 a 43 dle Obr. 6.53) je pak jasně znát právě vliv tangenciální složky vibrací. Nejbohatší spektrum pak vykazují vibrace v ose z (Obr. 6.63 a Obr. 6.64), tedy axiální vibrace na frekvencích blízkých módům 3, 7, 8, ale i vyšším, které nejsou zahrnuty v Tab. 6.VII.

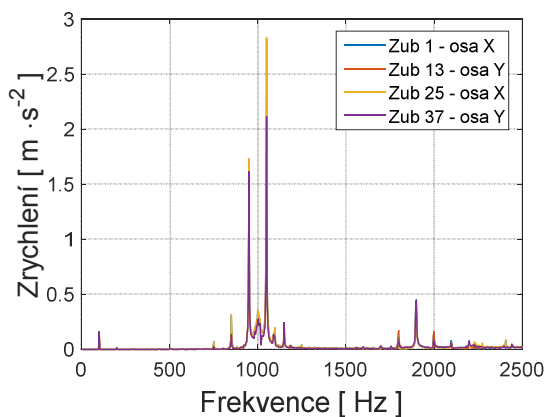
6.5.4 Model statorového paketu uloženého v kostře

Nejsilnější odezva z pohledu zrychlení je v této variantě geometrie opět na frekvenci průchodu tyčí rotoru a jejích postranních pásmech, které jsou poměrně blízko vlastním frekvencím řádu 4, 7 a 8. Frekvence 1 050 Hz je dle Obr. 6.65 nejvýznamnější složkou ve spektrech zrychlení radiálních vibrací nad zuby, jejichž osa je totožná s osami x nebo y souřadného systému. To by odpovídalo interakci s vlastními tvary 7 a 8, kdy dochází ke kmitání volného konce statoru právě v radiálním směru zubů 1, 13, 25 a 37. Ve spektrech zrychlení v osách x i y v uzlech sítě nad zuby 7, 19, 31 a 43 je nejvýznamnější složkou

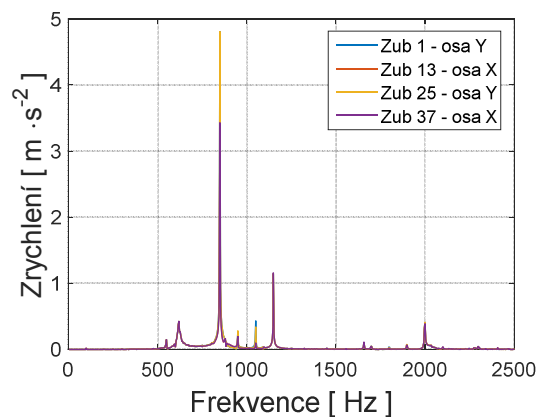
frekvence 850 Hz , což odpovídá interakci s vlastním tvarem 4, kde dochází k výrazné radiální deformaci právě v meziosovém prostoru.

Dále je ve spektrech na *Obr. 6.66* až *Obr. 6.68* viditelná složka kmitající na frekvenci 620 Hz a to navzdory zanedbatelnému buzení ve spektru magnetických sil. Tato frekvence je téměř shodná s vlastní frekvencí řádu 3 (viz *Obr. 6.30*), při které dochází k torzním deformacím konstrukce. Proto také není tato frekvence patrná ve spektru na *Obr. 6.65*, kde jsou vibrace čistě radiální.

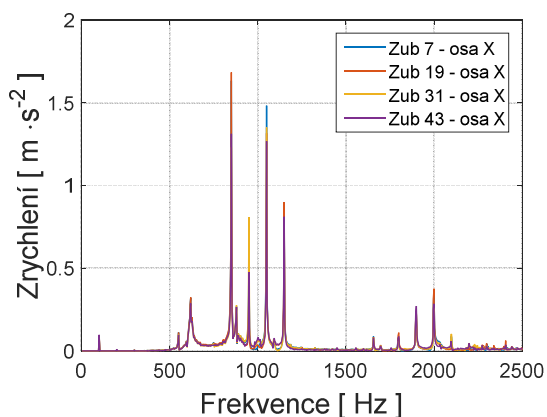
Zajímavostí je v případě této varianty modelu téměř shodné frekvenční spektrum (a to i z pohledu amplitud jednotlivých složek) nad všemi sledovanými zuby v ose z uvedené na *Obr. 6.69*. Dominantní jsou opět frekvence spjaté s průchodem tyčí rotoru a to zejména postranní pásmo na $1\,050\text{ Hz}$, ovšem je zde do jisté míry patrná také složka na $1\,000\text{ Hz}$, která je svou frekvencí velmi blízká vlastnímu tvaru č. 5 (viz *Obr. 6.33*), při kterém dochází k deformacím právě v axiálním směru.



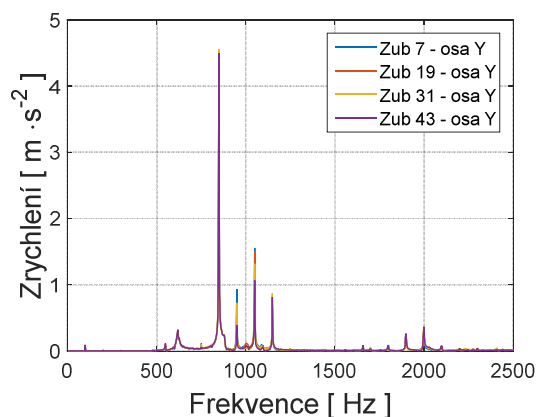
Obr. 6.65: Porovnání radiálních vibrací nad zuby ležícími v osách x a y .



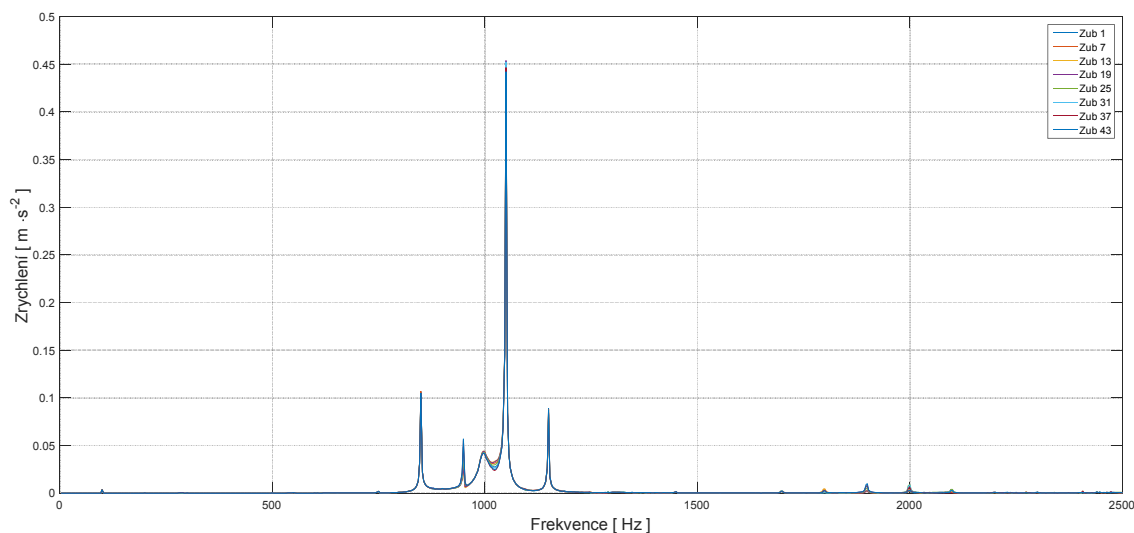
Obr. 6.66: Porovnání tangenciálních vibrací nad zuby ležícími v osách x a y .



Obr. 6.67: Porovnání vibrací v ose x nad zuby č. 7, 19, 31 a 43.



Obr. 6.68: Porovnání vibrací v ose y nad zuby č. 7, 19, 31 a 43.

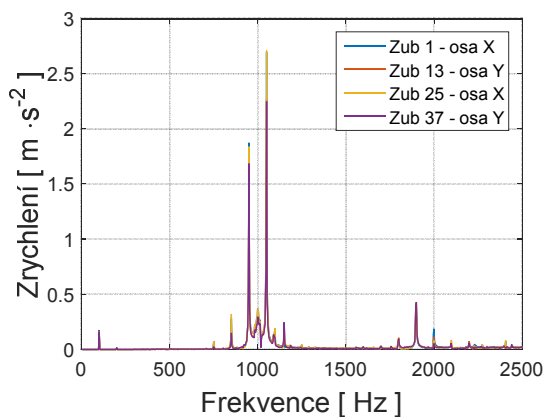


Obr. 6.69: Porovnání vibrací v ose z nad všemi sledovanými zuby.

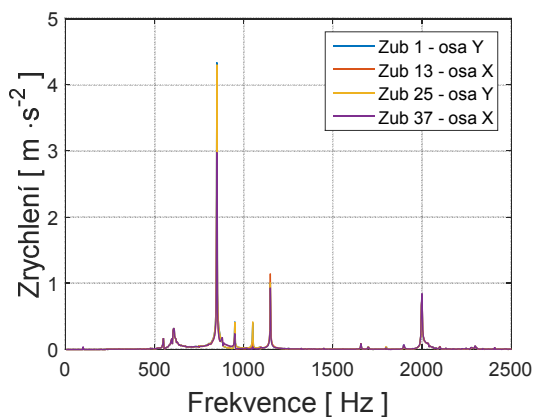
6.5.5 Model statorového paketu v kostře upevněné k nosnému rámu

Při pohledu na spektra vibrací harmonické odezvy je zřejmé, že spektra radiálních a tangenciálních vibrací, tedy vibrací v osách x a y souřadného systému modelu (viz Obr. 6.70 až Obr. 6.73), jsou v této variantě téměř shodná s variantou předchozí. Shoda platí jak ve frekvencích, tak v amplitudách jednotlivých složek. K drobnému posunu došlo pouze u frekvence torzních vibrací z původních 620 Hz u modelu paketu uloženého v kostře na $606,7 \text{ Hz}$ v modelu celého statoru připevněného na nosný rám. Tato změna je dána přeladěním frekvencí odpovídajících vlastních tvarů z $618,5 \text{ Hz}$ na $605,25 \text{ Hz}$.

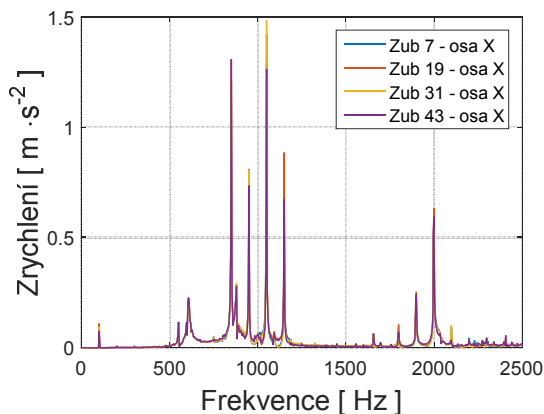
Ve spektru axiálních vibrací, tedy v ose z souřadného systému, došlo v této variantě, oproti předchozí, ke změně poměrné velikosti amplitud na frekvencích spjatých s frekvencí průchodu tyčí rotoru a odpovídajícími postranními pásmy. Amplitudy těchto složek spektra na *Obr. 6.74* a *Obr. 6.75* jsou tedy více vyrovnané, než v předchozím případě na *Obr. 6.69*, kde výrazně vynikala amplituda na $1\,050\text{ Hz}$. Jelikož je v této variantě nejvýraznější amplituda zrychlení o řád menší než v té předchozí, vynikly zde více další složky s nízkými amplitudami a spektrum axiálních vibrací se tak na první pohled zdá být o něco bohatší.



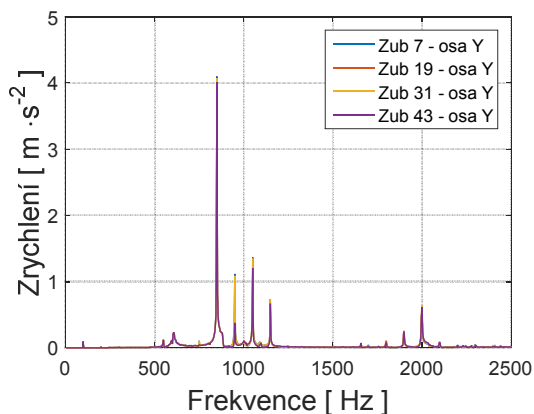
Obr. 6.70: Porovnání radiálních vibrací nad zuby ležícími v osách x a y.



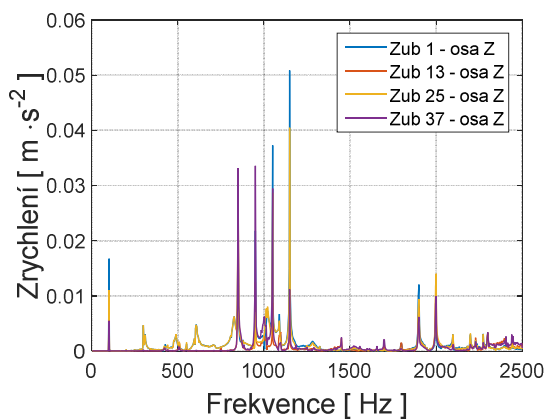
Obr. 6.71: Porovnání tangenciálních vibrací nad zuby ležícími v osách x a y.



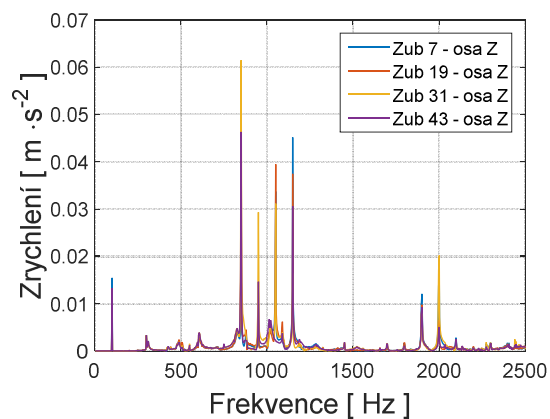
Obr. 6.72: Porovnání vibrací v ose x nad zuby č. 7, 19, 31 a 43.



Obr. 6.73: Porovnání vibrací v ose y nad zuby č. 7, 19, 31 a 43.



Obr. 6.74: Porovnání vibrací v ose z nad zuby č. 1, 13, 25 a 37.



Obr. 6.75: Porovnání vibrací v ose z nad zuby č. 7, 19, 31 a 43.

Shrnutí výsledků a závěr

V kapitole 1 je uveden postup pro analytický výpočet rozložení magnetické indukce ve vzduchové mezeře asynchronního stroje včetně diskuze o obsahu harmonických ve frekvenčním spektru indukce. Tento postup je následně aplikován na konkrétní stroj a na jeho základě jsou vypočteny Lorentzovy síly působící na tyče rotoru. Dále je zde popsán způsob výpočtu sil na zuby statoru a rotoru pomocí Maxwellova tenzoru pnutí a jejich výpočet prostřednictvím konečněprvkového modelu reálného stroje. Z výpočtů na stejném stroji je vidět, že velikost sil působících na tyče je oproti silám působícím na zuby zanedbatelná. Síly dané konečněprvkovou analýzou mohou být následně použity jako zdroj buzení vibrací ve sdružených úlohách magnetismus – mechanika.

V kapitole 2 je uveden přehled a rozdělení zdrojů chvění a poruch v elektrických strojích točivých. Vybrané poruchy jsou blíže popsány a je provedena jejich konečněprvková analýza na modelu asynchronního stroje. Nejprve je zkoumán vliv velikosti statické excentricity na velikost jednostranného magnetického tahu a zvlnění točivého momentu stroje. Je zjištěno, že velikost statické excentricity nemá na průběh momentu podstatný vliv. Největší odchylka od momentu stroje s koncentrickým rotorem vychází pro SE o velikosti 30 % vzduchové mezery mírně přes jedno procento z hodnoty jmenovitého momentu. S rostoucí velikostí SE pak roste velikost jednostranného magnetického tahu lineárně. Jednostranný magnetický tah také poněkud potlačuje vliv drážkování na spektrum sil ve vzduchové mezeře. Poté je analyzován vliv kombinace statické excentricity a přerušené tyče rotoru. Je zjištěno, že složka UMP od přerušené tyče je větší, než složka daná excentricitou.

V kapitole 3 jsou teoreticky popsány nejvýznamnější složky frekvenčního spektra vibrací a proudu statoru pro stroj v bezvadném technickém stavu a stroj s dynamickou excentricitou. Teoretické předpoklady jsou následně v kapitole 4 ověřeny měřením na bezvadném i DE stroji v chodu naprázdno a při jmenovitém zatížení. Měření ukazuje u DE stroje nárůst amplitudy na typických frekvencích ve spektru vibrací i proudu, tedy zejména na otáčkových frekvencích a jejich postranních pásmech. Jelikož vibrace na otáčkové frekvenci jsou charakteristické pro více různých poruch, je možné vyloučit některé z nich použitím MCSA.

Vyšší poměr amplitud vibrací DE/bezvadného stroje je zaznamenán v chodu naprázdno a může se tedy zdát, že právě chod naprázdno je pro diagnostiku dynamické excentricity nebo poruch obecně vhodnější. Ovšem diagnostická měření se v průmyslu

obvykle provádí v pravidelných intervalech přímo v prostorách provozu během výrobního procesu a zjištěné závady jsou odstraňovány pokud možno při plánovaných přestávkách pro údržbu. Je tedy zřejmé, že v praxi je často potřeba provádět diagnostická měření na zatížených strojích.

Důležitým výstupem práce je metodika pro modelování odezvy vibrací buzených magnetickými silami, které působí na jednotlivé zuby statoru stroje prezentovaná v kapitole 5. Je zde popsána vazba mezi tranzientní magnetickou analýzou a analýzou harmonické odezvy na plném nebo redukovaném modelu, kdy transformace budících sil z časové do frekvenční oblasti je provedena pomocí diskrétní Fourierovy transformace. Ověření metodiky je provedeno na modelu samotného statorového paketu v kapitole 6, která se zabývá také analýzou vlivu kostry statoru a konstrukce ke které je stroj upevněn, na výsledné spektrum vibrací. Jsou zde popsány nejvýznamnější vlastní frekvence a jim příslušející vlastní tvary a také nejvýraznější složky spektra zrychlení harmonické odezvy a jejich případná interakce s vlastními tvary jednotlivých analyzovaných variant. Je zjištěno, že největší vliv na výsledné spektrum vibrací má sestava kostry a statorového paketu. Naopak vliv konstrukce pro uložení stroje je v dané analýze nepatrný.

Směry dalšího zkoumání

Z hlediska dalšího zkoumání se jeví jako zajímavá varianta zahrnutí různých poruch do modelu pro magnetickou tranzientní analýzu. Otáčející se jednostranný magnetický tah bude ve spektru magnetických sil budit složku na otáčkové frekvenci a v harmonické odezvě tedy bude zajímavější zaměřit se na také na spektrum výchylky a rychlosti, kde by měly být tyto vibrace jasně patrné. Modelované poruchy by pak bylo vhodné porovnat s měřením.

Také by bylo vhodné doplnit model o napájení z frekvenčního měniče a sledovat vliv spínací frekvence na průběh sil a buzené vibrace. Dalšími perspektivními směry je pak sledování změn ve spektru harmonické odezvy při změně teplot, kdy dochází rovněž ke změně modulů pružnosti nebo rozšíření modelu o akustický projev stroje daný buzenými vibracemi.

Použitá literatura

- [1] BELAHCEN, A, J MARTINEZ a T VAIMANN. Comprehensive computations of the response of faulty cage induction machines. In: *2014 International Conference on Electrical Machines (ICEM)* [online]. 2014, s. 1510–1515. ISBN VO -. Dostupné z: doi:10.1109/ICELMACH.2014.6960382
- [2] TSYPKIN, Mikhail. Induction motor condition monitoring: Vibration analysis technique - a twice line frequency component as a diagnostic tool. In: *2013 International Electric Machines & Drives Conference* [online]. B.m.: IEEE, 2013, s. 117–124 [vid. 2018-07-10]. ISBN 978-1-4673-4974-1. Dostupné z: doi:10.1109/IEMDC.2013.6556242
- [3] ARTHUR, N. a J. PENMAN. Induction machine condition monitoring with higher order spectra. *IEEE Transactions on Industrial Electronics* [online]. 2000, **47**(5), 1031–1041 [vid. 2018-07-11]. ISSN 02780046. Dostupné z: doi:10.1109/41.873211
- [4] MARUTHI, G. S. a Vishwanath HEGDE. Mathematical analysis of unbalanced magnetic pull and detection of mixed air gap eccentricity in induction motor by vibration analysis using MEMS accelerometer. In: *2013 IEEE 1st International Conference on Condition Assessment Techniques in Electrical Systems (CATCON)* [online]. B.m.: IEEE, 2013, s. 207–212 [vid. 2018-07-11]. ISBN 978-1-4799-0083-1. Dostupné z: doi:10.1109/CATCON.2013.6737499
- [5] RODRIGUEZ, P.J., A. BELAHCEN a A. ARKKIO. Signatures of electrical faults in the force distribution and vibration pattern of induction motors. *IEE Proceedings - Electric Power Applications* [online]. 2006, **153**(4), 523 [vid. 2018-07-11]. ISSN 13502352. Dostupné z: doi:10.1049/ip-epa:20050253
- [6] RAJALAKSHMI SAMAGA, BL a K.P. VITTAL. Air gap mixed eccentricity severity detection in an induction motor. In: *2011 IEEE Recent Advances in Intelligent Computational Systems* [online]. B.m.: IEEE, 2011, s. 115–119 [vid. 2018-07-11]. ISBN 978-1-4244-9478-1. Dostupné z: doi:10.1109/RAICS.2011.6069284
- [7] KRISHNA, Merugu Siva Rama a Kiran S RAVI. Fault diagnosis of induction motor using Motor Current Signature Analysis. In: *2013 International Conference on Circuits, Power and Computing Technologies (ICCPCT)* [online]. B.m.: IEEE, 2013, s. 180–186 [vid. 2018-07-11]. ISBN 978-1-4673-4922-2. Dostupné z: doi:10.1109/ICCPCT.2013.6528849
- [8] FERNANDEZ GOMEZ, A. J. a T. J. SOBCZYK. Motor current signature analysis apply for external mechanical fault and cage asymmetry in induction motors. In: *2013 9th IEEE International Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives (SDEMPED)* [online]. B.m.: IEEE, 2013, s. 136–141 [vid. 2018-07-11]. ISBN 978-1-

- 4799-0025-1. Dostupné z: doi:10.1109/DEMPED.2013.6645708
- [9] SAADAOU, Wajdi a Kahled JELASSI. Induction motor bearing damage detection using stator current analysis. In: *2011 International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives* [online]. B.m.: IEEE, 2011, s. 1–6 [vid. 2018-07-11]. ISBN 978-1-4244-9845-1. Dostupné z: doi:10.1109/PowerEng.2011.6036429
- [10] UNGKU AMIRULDDIN, U.A., G.M. ASHER, P. SEWELL a K.J. BRADLEY. Dynamic field modelling of torque and radial forces in vector-controlled induction machines with bearing relief. *IEE Proceedings - Electric Power Applications* [online]. 2005, **152**(4), 894 [vid. 2018-07-11]. ISSN 13502352. Dostupné z: doi:10.1049/ip-epa:20045233
- [11] WEILHARTER, Bernhard, Oszkár BIRO, Siegfried RAINER a Andrej STERMECKI. Computation of Rotating Force Waves in Skewed Induction Machines Using Multi-Slice Models. *IEEE Transactions on Magnetics* [online]. 2011, **47**(5), 1046–1049 [vid. 2018-07-11]. ISSN 0018-9464. Dostupné z: doi:10.1109/TMAG.2010.2096408
- [12] SINERVO, Anssi, Antti LAIHO a Antero ARKKIO. Low-Frequency Oscillation in Rotor Vibration of a Two-Pole Induction Machine With Extra Four-Pole Stator Winding. *IEEE Transactions on Magnetics* [online]. 2011, **47**(9), 2292–2302 [vid. 2018-07-11]. ISSN 0018-9464. Dostupné z: doi:10.1109/TMAG.2011.2142007
- [13] MAHYOB, A., M. Y Ould ELMOCTAR, P. REGHEM a G. BARAKAT. Induction machine modelling using Permeance Network Method for dynamic simulation of air-gap eccentricity. In: *2007 European Conference on Power Electronics and Applications* [online]. B.m.: IEEE, 2007, s. 1–9 [vid. 2018-07-11]. Dostupné z: doi:10.1109/EPE.2007.4417662
- [14] VERMA, S.P. a A. BALAN. Experimental investigations on the stators of electrical machines in relation to vibration and noise problems. *IEE Proceedings - Electric Power Applications* [online]. 1998, **145**(5), 455 [vid. 2018-07-11]. ISSN 13502352. Dostupné z: doi:10.1049/ip-epa:19982168
- [15] SO, E.C.T., R.G.D. WILLIAMS a S.J. YANG. A simple model to calculate the stator radial vibration of a hybrid stepping motor. In: *Conference Record of the 1993 IEEE Industry Applications Conference Twenty-Eighth IAS Annual Meeting* [online]. B.m.: IEEE, 1993, s. 122–129 [vid. 2018-07-11]. ISBN 0-7803-1462-X. Dostupné z: doi:10.1109/IAS.1993.298913
- [16] LELEU, Emmanuel, Christophe ESPANET, Abdellatif MIRAOUI a Sami SIALA. Analytical modelling of electromagnetic origin vibrations in an induction machine supplied by high power PWM inverter. In: *IECON 2006 - 32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics* [online]. B.m.: IEEE, 2006, s. 836–843 [vid. 2018-07-11]. ISBN 1-4244-0390-1.

- Dostupné z: doi:10.1109/IECON.2006.347731
- [17] HELLER, Bedrich a Vaclav HAMATA. *Additional fields, forces and losses in the induction machine*. Prague: NCSAV, 1961.
- [18] JIMOH, A.A. a R.D. FINDLAY. Parasitic torques in saturated induction motors. *IEEE Transactions on Energy Conversion* [online]. 1988, **3**(1), 157–163 [vid. 2018-07-11]. ISSN 08858969. Dostupné z: doi:10.1109/60.4216
- [19] ONODERA, S. a K. YAMASAWA. Electromagnetic vibration analysis of a squirrel-cage induction motor. *IEEE Transactions on Magnetics* [online]. 1993, **29**(6), 2410–2412 [vid. 2018-07-11]. ISSN 0018-9464. Dostupné z: doi:10.1109/20.281000
- [20] GOLEBIEWSKI, L. a D. MAZUR. The effect of strong parasitic synchronous and asynchronous torques in induction machine with rotor eccentricity. In: *2000 10th Mediterranean Electrotechnical Conference. Information Technology and Electrotechnology for the Mediterranean Countries. Proceedings. MeleCon 2000 (Cat. No.00CH37099)* [online]. B.m.: IEEE, nedatováno, s. 982–985 [vid. 2018-07-11]. ISBN 0-7803-6290-X. Dostupné z: doi:10.1109/MELCON.2000.879697
- [21] HELLER, Bedrich a A. JOKL. Tangential Forces in Squirrel-Cage Induction Motors. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems* [online]. 1969, **PAS-88**(4), 484–492 [vid. 2018-07-11]. ISSN 0018-9510. Dostupné z: doi:10.1109/TPAS.1969.292484
- [22] BAŠTA, Jan, Jaroslav CHLÁDEK a Imrich MAYER. *Teorie elektrických strojů*. 1. vyd. Praha: SNTL, 1968.
- [23] BOLDEA, Ion a Syed NASAR. *The Induction Machine Handbook* [online]. B.m.: CRC Press, 2001 [vid. 2018-07-11]. Electric Power Engineering Series. ISBN 978-0-8493-0004-2. Dostupné z: doi:10.1201/9781420042658
- [24] KINDL, Vladimír. *Analýza dynamických silových účinků na rotor asynchronního stroje velkého výkonu*. Disertační práce, 2011. Západočeská univerzita v Plzni.
- [25] MAYER, Daniel. *Aplikovaný elektromagnetismus*. České Budějovice: KOPP, 2012. ISBN 978-80-7232-436-1.
- [26] PROMBERGER, Miroslav. *Použití matic a tensorů v theoretické elektrotechnice*. Praha: SNTL, 1955.
- [27] MEEKER, D. C. *Finite Element Method Magnetics, Version 4.2 (11Oct2010 Build)* [online]. 2006. Dostupné z: <http://www.femm.info>
- [28] DOMBROWSKY, W.W., M.D. KHANIN a Z.M. KUCHINSKA. Common software for electromagnetic and heat fields analysis of electrical machines including the force calculation.

- Advances in Engineering Software* [online]. 1995, **22**(3), 147–152 [vid. 2018-07-11]. ISSN 0965-9978. Dostupné z: doi:10.1016/0965-9978(95)00023-P
- [29] VIJAYRAGHAVAN, P. a R. KRISHNAN. Noise in electric machines: a review. *IEEE Transactions on Industry Applications* [online]. 1999, **35**(5), 1007–1013 [vid. 2018-08-29]. ISSN 00939994. Dostupné z: doi:10.1109/28.793360
- [30] FINLEY, W.R., M.M. HODOWANEC a W.G. HOLTER. An analytical approach to solving motor vibration problems. *IEEE Transactions on Industry Applications* [online]. 2000, **36**(5), 1467–1480 [vid. 2018-07-11]. ISSN 00939994. Dostupné z: doi:10.1109/28.871297
- [31] ČSN EN 60034-14 ed. 2. *Točivé elektrické stroje - Část 14: Mechanické vibrace určitých strojů s výškou osy od 56 mm - Měření, hodnocení a mezní hodnoty mohutnosti vibrací*. Praha: Český normalizační institut, 2004.
- [32] ČSN ISO 10816-3. *Vibrace - Hodnocení vibrací strojů na základě měření na nerotujících částech - Část 3: Průmyslové stroje se jmenovitým výkonem nad 15 kW a jmenovitými otáčkami mezi 120 1/min a 15 000 1/min při měření in situ*. Praha: Úřad pro technickou normalizaci, metrologii a státní zkušebnictví, 2010.
- [33] BILOŠ, Jan a Alena BILOŠOVÁ. *Aplikovaný mechanik jako součást týmu konstruktérů a vývojářů: část Vibrační diagnostika*. 1. Ostrava: VŠB-TU Ostrava, 2012. ISBN 978-80-248-2755-1.
- [34] BATE, Glenn H. *Application notes: Vibration diagnostics for industrial electric motor drives*. 1988.
- [35] ZEMAN, Vladimír a Zdeněk HLAVÁČ. *Kmitání mechanických soustav*. 2. Plzeň: Západočeská univerzita, 2004. ISBN 80-7043-337-X.
- [36] ANSYS® *Academic Research Mechanical and CFD, Release 17.2*. B.m.: ANSYS, Inc.
- [37] ANSYS® *Electromagnetics Suite, Release 17.2, Help System, Maxwell to ANSYS Harmonic Force Coupling*. 2016.
- [38] ANSYS® *Mechanical, Release 17.2, Help System, Importing Data into a Harmonic Analysis*. 2016.
- [39] *isovac 270-50 A Data sheet*. Voestalpine Steel Division. 2017.
- [40] BOUZEK, Lukáš. *Elektromagnetické pole, síly, chvění a hluk v elektrických strojích*. Disertační práce, 2014. Západočeská univerzita v Plzni.
- [41] ANSYS® *Electromagnetics Suite, Release 17.2, Help System, Assigning a Winding Setup for a 2D Transient Solver*. 2016.

Publikace autora týkající se tématu disertační práce

- [A.1] SOBRA, J. a V. KINDL. FEM Model of Induction Machine's Air Gap Force Distribution. In: *Mechatronics 2013* [online]. Cham: Springer International Publishing, 2014 [vid. 2018-07-12], s. 307–313. Dostupné z: doi:10.1007/978-3-319-02294-9_39
- [A.2] ŠOBRA, Jan. Rozložení sil ve vzduchové mezeře asynchronního stroje. In: *Elektrotechnika a informatika 2013 část první - Elektrotechnika*. Plzeň: Západočeská univerzita v Plzni, 2013, s. 147–150. ISBN 978-80-261-0233-5.
- [A.3] ŠOBRA, Jan. Vliv excentricity na sílu působící na rotor asynchronního stroje. ZČU v Plzni: Západočeská univerzita, 2013. 15 s.
- [A.4] SOBRA, Jan, Vladimír KINDL a Bohumil SKALA. Determination of the force caused by broken rotor bar and static eccentricity in an induction machine. In: *2014 ELEKTRO* [online]. B.m.: IEEE, 2014, s. 375–378 [vid. 2018-07-12]. ISBN 978-1-4799-3721-9. Dostupné z: doi:10.1109/ELEKTRO.2014.6848921
- [A.5] SOBRA, Jan, Miroslav BYRTUS, Vladimír KINDL a Karel HRUSKA. Analysis of rotor's eccentricity influence on bearing load of induction machine. In: *Proceedings of the 16th International Conference on Mechatronics - Mechatronika 2014* [online]. B.m.: IEEE, 2014, s. 71–78 [vid. 2018-07-12]. ISBN 978-80-214-4816-2. Dostupné z: doi:10.1109/MECHATRONIKA.2014.7018238
- [A.6] KINDL, Vladimír, Karel HRUSKA, Jan SOBRA a Miroslav BYRTUS. Effect of induction machine's load and rotor eccentricity on space harmonics in the air gap magnetic flux density. In: *Proceedings of the 16th International Conference on Mechatronics - Mechatronika 2014* [online]. B.m.: IEEE, 2014, s. 463–468 [vid. 2018-07-12]. ISBN 978-80-214-4816-2. Dostupné z: doi:10.1109/MECHATRONIKA.2014.7018303
- [A.7] ŠOBRA, Jan. Harmonická analýza sil působících na excentricky uložený rotor asynchronního stroje. In: *Elektrotechnika a informatika 2014. Část 1., Elektrotechnika*. Plzeň: Západočeská univerzita v Plzni, 2014, s. 135–138. ISBN 978-80-261-0367-7.
- [A.8] ŠOBRA, Jan a Vladimír KINDL. Vliv excentricity na sílu působící na rotor asynchronního stroje - harmonická analýza síly. Západočeská univerzita v Plzni, 2014.
- [A.9] ŠOBRA, Jan. Diagnostika dynamické excentricity v asynchronních strojích. In: *Elektrotechnika a informatika 2015. Elektrotechnika, elektronika, elektroenergetika*. Plzeň: Západočeská univerzita v Plzni, 2015, s. 103–106. ISBN 978-80-261-0514-5.

- [A.10] KINDL, Vladimír, Karel HRUSKA, Roman PECHANEK, Jan SOBRA a Bohumil SKALA. The effect of space harmonic components in the air gap magnetic flux density on torque characteristic of a squirrel-cage induction machine. In: *2015 17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'15 ECCE-Europe)* [online]. B.m.: IEEE, 2015, s. 1–5 [vid. 2018-07-12]. ISBN 978-9-0758-1522-1. Dostupné z: doi:10.1109/EPE.2015.7309221
- [A.11] SOBRA, Jan, Anouar BELAHCEN a Toomas VAIMANN. Vibration and stator current spectral analysis of induction machine operating under dynamic eccentricity. In: *2015 International Conference on Electrical Drives and Power Electronics (EDPE)* [online]. B.m.: IEEE, 2015, s. 285–290 [vid. 2018-07-12]. ISBN 978-1-4673-7376-0. Dostupné z: doi:10.1109/EDPE.2015.7325307
- [A.12] ŠOBRA, Jan. Vibrace asynchronního stroje buzené jednostranným magnetickým tahem při různých poruchách rotoru. In: *Elektrotechnika a informatika 2016. Elektrotechnika, elektronika, elektroenergetika*. Plzeň: Západočeská univerzita v Plzni, 2016, s. 71–74. ISBN 978-80-261-0516-9.
- [A.13] SKALA, Bohumil, Jan SOBRA a Vladimír KINDL. Simulation and investigation of rotor vibration causes. In: *2016 ELEKTRO* [online]. B.m.: IEEE, 2016, s. 216–219 [vid. 2018-07-12]. ISBN 978-1-4673-8698-2. Dostupné z: doi:10.1109/ELEKTRO.2016.7512068
- [A.14] SOBRA, Jan, Michal KRIZEK, Tomas KAVALIR, Miroslav BYRTUS, Vladimír KINDL a Karel HRUSKA. Natural frequencies of small squirrel cage induction machine rotor — Finite element model optimization. In: *2016 18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe)* [online]. B.m.: IEEE, 2016, s. 1–8 [vid. 2018-07-12]. ISBN 978-9-0758-1524-5. Dostupné z: doi:10.1109/EPE.2016.7695578
- [A.15] SOBRA, Jan, Toomas VAIMANN a Anouar BELAHCEN. Mechanical vibration analysis of induction machine under dynamic rotor eccentricity. In: *2016 17th International Scientific Conference on Electric Power Engineering (EPE)* [online]. B.m.: IEEE, 2016, s. 413–416 [vid. 2018-07-12]. ISBN 978-1-5090-0908-4. Dostupné z: doi:10.1109/EPE.2016.7521732
- [A.16] BYRTUS, Miroslav, Jan SOBRA, Michal KRIZEK, Tomas KAVALIR, Vladimír KINDL a Karel HRUSKA. Dynamic load of induction machine due to rotor's eccentricity and bearing clearance. In: *2016 18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe)* [online]. B.m.: IEEE, 2016, s. 1–10 [vid. 2018-07-12]. ISBN 978-9-0758-1524-5. Dostupné z: doi:10.1109/EPE.2016.7695684
- [A.17] SATHYAN, Sabin, Anouar BELAHCEN, Juhani KATAJA, Toomas VAIMANN a Jan SOBRA. Computation of stator vibration of an induction motor using nodal magnetic forces. In: *2016 XXII International Conference on Electrical Machines (ICEM)* [online]. B.m.: IEEE,

- 2016, s. 2198–2203 [vid. 2018-07-12]. ISBN 978-1-5090-2538-1. Dostupné z: doi:10.1109/ICELMACH.2016.7732827
- [A.18] LAKSAR, Jan, Jan SOBRA a Lukas VEG. Numerical calculation of the effect of the induction machine load on the air gap magnetic flux density distribution. In: *2017 18th International Scientific Conference on Electric Power Engineering (EPE)* [online]. B.m.: IEEE, 2017, s. 119–124 [vid. 2018-07-12]. ISBN 978-1-5090-6406-9. Dostupné z: doi:10.1109/EPE.2017.7967260
- [A.19] ŠOBRA, Jan. Diagnostika statické excentricity asynchronního stroje pomocí frekvenčních spekter hluku. In: *Elektrotechnika a informatika 2017. Elektrotechnika, elektronika, elektroenergetika*. Plzeň: Západočeská univerzita v Plzni, 2017, s. 71–74. ISBN 978-80-261-0712-5.
- [A.20] SOBRA, Jan, Tomas KAVALIR a Jiri SIKA. Comparison of Vibration and Noise Measurement of Induction Machine Under Static Eccentricity. In: [online]. B.m.: Springer, Cham, 2018 [vid. 2018-07-12], s. 592–598. Dostupné z: doi:10.1007/978-3-319-65960-2_73
- [A.21] VAIMANN, Toomas, Jan SOBRA, Anouar BELAHCEN, Anton RASSÖLKIN, Michal ROLAK a Ants KALLASTE. Induction machine fault detection using smartphone recorded audible noise. *IET Science, Measurement & Technology* [online]. 2018, **12**(4), 554–560 [vid. 2018-07-12]. ISSN 1751-8822. Dostupné z: doi:10.1049/iet-smt.2017.0104
- [A.22] TALLINN UNIVERSITY OF TECHNOLOGY. Elektrimasina tehnilise seisundi jälgimise meetod (Method for monitoring of the technical condition of the electrical machine). Původci: VAIMANN, Toomas, Jan SOBRA, Anouar BELAHCEN a Ants KALLASTE. Estonsko. Užiténý vzor U20180009. 25.04.2018.

Ostatní publikace autora

- [B.1] ŠOBRA, Jan. Ověření platnosti numerického výpočtu turboalternátoru pomocí MKP. In: *Elektrotechnika a informatika 2012. Část 1., Elektrotechnika*. Plzeň: Západočeská univerzita v Plzni, 2012, s. 137–140. ISBN 978-80-261-0120-8.
- [B.2] HRUŠKA, Karel., Bohumír HÁNA, Pavel SVĚTLÍK a Jan ŠOBRA. *Analysis of Permanent Magnet Synchronous Generators Failures*. Plzeň : Ingersoll Rand Engineering and Technology Center, 2014. 30 s.
- [B.3] HRUŠKA, Karel., Bohumír HÁNA, Pavel SVĚTLÍK a Jan ŠOBRA. *Power System of a New Generation: Electromechanical Converters, part I*. Plzeň : Ingersoll Rand Engineering and Technology Centre, 2014. 57 s.
- [B.4] HRUŠKA, Karel., Bohumír HÁNA, Pavel SVĚTLÍK a Jan ŠOBRA. *Power System of a New Generation: Electromechanical Converters, part II*. Plzeň : Ingersoll Rand Engineering and Technology Center, 2014. 46 s.
- [B.5] KINDL, Vladimír, Tomas KAVALIR, Roman PECHANĚK, Bohumil SKALA a Jan SOBRA. Key construction aspects of resonant wireless low power transfer system. In: *2014 ELEKTRO* [online]. B.m.: IEEE, 2014, s. 303–306 [vid. 2018-07-12]. ISBN 978-1-4799-3721-9. Dostupné z: doi:10.1109/ELEKTRO.2014.6848907
- [B.6] SKALA, Bohumil, Vladimír KINDL, Roman PECHANĚK a Jan SOBRA. Problems with the drive of the coal-conveyor. In: *2014 ELEKTRO* [online]. B.m.: IEEE, 2014, s. 218–221 [vid. 2018-07-12]. ISBN 978-1-4799-3721-9. Dostupné z: doi:10.1109/ELEKTRO.2014.6847904
- [B.7] VEG, Lukas, Jan LAKSAR a Jan SOBRA. Verification of actual mechanical losses on the rotor of induction machine. In: *2017 IEEE Conference on Energy Conversion (CENCON)* [online]. B.m.: IEEE, 2017, s. 236–240 [vid. 2018-07-12]. ISBN 978-1-5386-3935-1. Dostupné z: doi:10.1109/CENCON.2017.8262490
- [B.8] SKALA, Bohumil, Vladimír KINDL, Jan SOBRA a Roman PECHANĚK. Autotransformer design with zig-zag connection Zna0. In: *2018 ELEKTRO* [online]. B.m.: IEEE, 2018, s. 1–6 [vid. 2018-07-18]. ISBN 978-1-5386-4759-2. Dostupné z: doi:10.1109/ELEKTRO.2018.8398280