

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

DIPLOMOVÁ PRÁCE

Brno, 2016

Bc. Adam Vícha



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV VÝKONOVÉ ELEKTROTECHNIKY A ELEKTRONIKY

DEPARTMENT OF POWER ELECTRICAL AND ELECTRONIC ENGINEERING

VLIVY VÝROBNÍCH TOLERANCÍ PERMANENTNÍCH MAGNETŮ NA SYNCHRONNÍ MOTORY S PERMANENTNÍMI MAGNETY

EFFECT OF MANUFACTURING VARIATIONS OF PERMANENT MAGNETS IN SURFACE-MOUNTED
PERMANENT MAGNET MOTORS

DIPLOMOVÁ PRÁCE
MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE
AUTHOR

Bc. Adam Vícha

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR

Ing. Jan Bárta

BRNO 2016



Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor **Silnoproudá elektrotechnika a výkonová elektronika**

Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky

Student: Bc. Adam Vícha

ID: 146992

Ročník: 2

Akademický rok: 2015/16

NÁZEV TÉMATU:

Vlivy výrobních tolerancí permanentních magnetů na synchronní motory s permanentními magnety

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

1. Seznamte se a sepište základní rešerši na zadané téma. Dále popište magnetický obvod synchronního stroje s permanentními magnety ve vztahu k indukovanému napětí.
2. Provedte elektromagnetický a konstrukční návrh synchronního stroje v provedení vhodném pro praktické ověření vlivu špatného uložení magnetů na rotoru. Vytvořte dále jeho elektromagnetický model v Ansys Maxwell.
3. Na vytvořeném elektromagnetickém modelu studujte hlavní dopady výrobních tolerancí permanentních magnetů na funkčnost stroje.
4. Diskutujte dopady na výrobu, technologické omezení a navrhňte opatření.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] J. Pyrhonen, J. Jokinen, V. Hrabovcova "Design of Rotating Electrical Machines" John Wiley & Sons, Ltd, 2008. 512 s. ISBN 978-0-470-69516-6(H/B)

[2] A. E. Fitzgerald, Ch. Kingsley, S. Umans "Electric Machinery", McGraw-Hill Companies Inc., 2003. 688 s. ISBN 0-07-112193-5

Termín zadání: 21.9.2015

Termín odevzdání: 24.5.2016

Vedoucí práce: Ing. Jan Bárta

Konzultant diplomové práce:

Ing. Ondřej Vítek, Ph.D., předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor diplomové práce nesmí při vytváření diplomové práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č.40/2009 Sb.

Abstrakt

Diplomová práce pojednává o problematice spojené s uložením permanentních magnetů na povrch rotoru synchronního stroje. Literární rešerše se skládá ze dvou částí. V první části jsou rozebrány studie a experimenty zabývající se vlivem na parazitní reluktanční moment jednotlivých druhů magnetů a chybami, které mohou při výrobě a uložení permanentních magnetů nastat. V druhé části je popsán vliv permanentních magnetů na magnetickou indukci ve vzduchové mezeře a indukované napětí. V praktické části je navržen prototyp stroje ke zkoumání vlivu chyb, na jehož základě je vytvořen parametrický model v programu Maxwell. Na modelu byly simulovány chyba odsazení, snížení magnetizace a špatný směr magnetizace. V závěru práce jsou srovnány výsledky průběhů parazitního reluktančního momentu a indukovaných napětí.

Abstract

Master's thesis sums up issues of mounting permanent magnets on rotor surface of permanent magnet synchronous machine. Literature research is divided in two parts. First one shows studies and experiments researching the impact of manufacturing tolerances of permanent magnets and wrong mounting on the rotor on cogging torque. The second part focus on analytical approach of defining influence of permanent magnets on magnetic flux density in the air gap and phase induced voltage. Practical part focus on design of a prototype machine, which will be used to research the impact of tolerances and imperfections. Parametric model of the prototype machine is created in Maxwell and is subjected to analysis via finite element method. Three different analysis were run, offset of permanent magnet, decrease and wrong direction of magnetization. At last the result of cogging torque and induced voltage are compared.

Klíčová slova

Metoda konečných prvků; permanentní magnety, synchronní stroj, výrobní nepřesnosti, na povrchu rotoru, parazitní reluktanční moment

Keywords

Finite element method, permanent magnets, synchronous machine, manufacture imperfections, surface mounted, cogging torque

Bibliografická citace

VÍCHA, A. *Vlivy výrobních tolerancí permanentních magnetů na synchronní motory s permanentními magnety*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2016. 82 s. Vedoucí diplomové práce Ing. Jan Bárta.

Prohlášení

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma Vlivy výrobních tolerancí permanentních magnetů na synchronní motory s permanentními magnety jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

V Brně dne

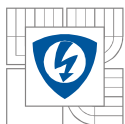
Podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu diplomové práce Ing. Janu Bártovi za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce.

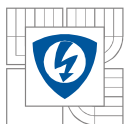
V Brně dne

Podpis autora

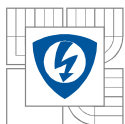


OBSAH

SEZNAM GRAFICKÝCH ZÁVISLOSTÍ.....	9
1 ÚVOD.....	15
1.1 ROTORY S PERMANENTNÍMI MAGNETY	16
2 VLIV VÝROBNÍCH TOLERANCÍ MAGNETŮ A NEPŘESNOSTI JEJICH ULOŽENÍ NA VLASTNOSTI STROJE.....	17
2.1 PARAZITNÍ RELUKTANČNÍ MOMENT.....	17
2.1.1 DEFINICE	17
2.1.2 KOMPONENTY.....	17
2.2 MAXWELLŮV NAPĚŤOVÝ TENSOR.....	18
2.2.1 VYJÁDŘENÍ PRM POMOCÍ MAXWELLOVA NAPĚŤOVÉHO TENSORU	20
2.3 VLIV SEGMENTACE MAGNETŮ	20
2.3.1 VLIV NA ZVLNĚNÍ MOMENTU.....	20
2.3.2 VLIV NA ZTRÁTY V ŽELEZE	20
2.4 VLIV ROVNÝCH MAGNETŮ	21
2.4.1 VLIV NA MAGNETICKOU INDUKCI VE VZDUCHOVÉ MEZEŘE.....	21
2.4.2 ANALYTICKÝ POPIS	23
2.4.3 MAGNETICKÝ ODPOR OBVODU S TVAROVANÝMI MAGNETY.....	24
2.4.4 MAGNETICKÝ ODPOR OBVODU S ROVNÝMI MAGNETY	24
2.5 KATEGORIZACE VLIVŮ ZPŮSOBUJÍCÍCH NÁRŮST PRM.....	25
2.5.1 TVAR MAGNETU A ZPŮSOB MAGNETIZACE.....	26
2.5.2 ŠPATNÉ ULOŽENÍ MAGNETŮ	26
2.5.3 ROZMĚRY MAGNETŮ	27
2.5.4 OTEVŘENÍ DRÁŽEK.....	28
2.5.5 ANISOTROPIE ELEKTROTECHNICKÝCH PLECHŮ	28
2.5.6 EXCENTRICITA A PROMĚNNÁ VZDUCHOVÁ MEZERA.....	29
2.6 ZPŮSOBY REDUKCE PARAZITNÍHO RELUKTANČNÍHO MOMENTU.....	29
2.6.1 DESIGN MAGNETICKÉHO PÓLU	29
2.6.2 TLUMÍCÍ DRÁŽKY	30
2.6.3 POSUNUTÍ MAGNETŮ ROTORU	31
2.6.4 ZKOSENÍ STATOROVÝCH DRÁŽEK A ODSUPŇOVÁNÍ MAGNETŮ	32
2.7 INDUKOVANÉ NAPĚTÍ ZPŮSOBENÉ PERMANENTNÍMI MAGNETY.....	33
2.7.1 ODVOZENÍ FUNKCE MAGNETICKÉ INDUKCE JEDNOHO ZÁVITU	33
2.7.2 MAGNETICKÁ INDUKCE VE VZDUCHOVÉ MEZEŘE MOTORU S PERMANENTNÍMI MAGNETY ...	34
2.7.3 INDUKOVANÉ NAPĚTÍ	35
3 NÁVRH PROTOTYPU STROJE	37
3.1 NÁVRH VINUTÍ TESTOVACÍHO STROJE	37
3.1.1 VÝPOČET POČTU ZÁVITŮ.....	37
3.1.2 VÝPOČET PRŮMĚRU VODIČE VINUTÍ	38
3.1.3 PLNĚNÍ DRÁŽKY	39
3.1.4 MOŽNÝ ODEBÍRANÝ PROUD.....	39

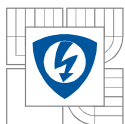


3.1.5 ODPOR JEDNÉ FÁZE VINUTÍ.....	39
3.2 MECHANICKÝ NÁVRH ROTORU.....	41
3.2.1 VOLBA ZÁKLADNÍCH ROZMĚRŮ HŘÍDELE	41
3.2.2 STANOVENÍ ZÁKLADNÍCH SIL	42
3.2.3 ČINITEL MAGNETICKÉHO TAHU	42
3.2.4 EKVIVALENTNÍ MOMENTY SETRVAČNOSTI	44
3.2.5 PŘÍČNÍKOVÉ ČINITELE	46
3.2.6 PRŮHYB HŘÍDELE	47
3.2.7 SÍLA PŮSOBÍCÍ NA TĚŽIŠTĚ F_R	47
3.2.8 REAKCE V LOŽISCÍCH.....	48
3.2.9 KRITICKÉ OTÁČKY	48
3.3 VZHLED PROTOTYPU	50
4 2D PARAMETRICKÝ MODEL	51
4.1 DEFINICE ZÁKLADNÍCH BODŮ MAGNETU	52
4.2 ROZMĚROVÁ PARAMETRIZACE A POLOHOVÁ PARAMETRIZACE.....	53
4.3 PARAMETRIZACE MAGNETIZACE	54
4.4 OPTIMALIZACE SÍTĚ KONEČNÝCH PRVKŮ VE VZDUCHOVÉ MEZEŘE	54
5 SIMULACE.....	56
5.1 BEZCHYBNÉ NASTAVENÍ	57
5.2 ODSAZENÍ MAGNETU.....	59
5.2.1 ZÁVISLOST MEZI ODSAZENÍM A PRŮBĚHEM PRM	62
5.3 CHYBNÁ SMĚROVÁ MAGNETIZACE MAGNETU	63
5.4 SNÍŽENÁ MAGNETIZACE MAGNETU	67
5.5 VÍCEPÓLOVÉ NASTAVENÍ.....	69
6 NÁVRHY A OPATŘENÍ PRO VÝROBU	71
7 ZÁVĚR.....	73
LITERATURA	75
PŘÍLOHY	77
PŘÍLOHA A: NÁČRT HŘÍDELE.....	77
PŘÍLOHA B: NÁČRT ROTOROVÉHO PLECHU	78
PŘÍLOHA C: NÁČRT SESTAVY.....	79
PŘÍLOHA D: LOŽISKO - DATASHEET	80
PŘÍLOHA E: LOŽISKOVÉ TĚLESO – DATASHEET	81

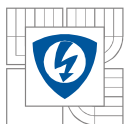


SEZNAM OBRÁZKŮ

Obrázek 1: Typy uložení permanentních magnetů na rotoru [2] (a) na povrchu uložené (b) na povrchu vnořené (c) vyniklé (d) tečně vnořené (e) radiálně vnořené (f) V pozice (g) v barierách v reluktančních strojích	16
Obrázek 2: Zobrazení toku elektrického stroje [2]	19
Obrázek 3: Uzavírání magnetického toku mezi rovnými magnety jednoho pólu [4]	21
Obrázek 4: Graf závislosti redukčního faktoru na počtu pólových dvojic stroje a počtu magnetu jednoho pólu [4]	23
Obrázek 5: Geometrické ztvárnění vzduchové mezery a) tvarovaného b) rovného magnetu [4]..	24
Obrázek 6: Zjednodušená odporová síť tvarovaného a rovného magnetu [4]	24
Obrázek 7: (a) rozdělení vzduchové mezery na elementy (b) rozměry elementu (c) paralelní řazení elementů vzduchové mezery (d) pohled na element z vrchu [4]	25
Obrázek 8: Různé druhy tlumících drážek [10]	30
Obrázek 9: Ukázky posunutí jednotlivých magnetů: a) $2p=4$ b) $2p=6$ c) $2p=8$ [8]	31
Obrázek 10: Ukázka odstupňování magnetů rotoru [8]	32
Obrázek 11: Tok uvnitř motoru [12]	33
Obrázek 12: Nahrazení PM proudovými plechy [12]	34
Obrázek 13: Schéma navrženého vinutí	40
Obrázek 14: Model hřídele	41
Obrázek 15: Zjednodušené rozměrové schéma hřídele	44
Obrázek 16: Rozměrové schéma hřídele	44
Obrázek 17: Rozměry pro ekvivalentní moment setrvačnosti tělesa mezi ložisky pro F_k	46
Obrázek 18: Vzhled prototypu	50
Obrázek 19: Parametrický model motoru	51
Obrázek 20: Definice základních souřadnic jednotlivých bodů rotoru	52
Obrázek 21: Definice základních proměnných rotoru	52
Obrázek 22: Definice středového bodu magnetu	52
Obrázek 23: Parametrizace rozměrů a pohybu magnetu	53
Obrázek 24: Ukázka vlivu radiální a tangenciální chyby na uložení magnetu	53
Obrázek 25: Původní síť konečných prvků vzduchové mezery	54
Obrázek 26: Optimalizovaná síť konečných prvků ve vzduchové mezeře	55
Obrázek 27: Síť konečných prvků mezi částmi rotoru	55
Obrázek 28: Odsazení PM:	59
Obrázek 29: Uzavírání toku při odsazení magnetu	60

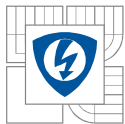


<i>Obrázek 30: Realizace chyb odsazení</i>	<i>63</i>
<i>Obrázek 31: Chybná směrová magnetizace magnetu.....</i>	<i>65</i>

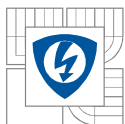


SEZNAM GRAFICKÝCH ZÁVISLOSTÍ

<i>Graf 1: Ukázka M_{PR} pro $Q=27$, $2p=6$ [3]</i>	18
<i>Graf 2: Zvlnění momentu v závislosti na segmentaci magnetů [9]</i>	20
<i>Graf 3: Magnetická indukce ve vzduchové mezeře pro rovnými magnety podle počtu magnetů [4]</i>	22
<i>Graf 4: Rozklad průběhu magnetické indukce ve vzduchové mezeře pro tvarované a rovné magnety [4]</i>	22
<i>Graf 5: PRM pro různé tvary a magnetizace PM [8]</i>	26
<i>Graf 6: Vliv špatného uložení PM na PRM [3]</i>	26
<i>Graf 7: a) Jednotlivé kombinace posunutí b) velikost PRM v závislosti na velikosti posunutí [10]</i>	27
<i>Graf 8 :Vypočtené harmonické komponenty PRM v závislosti šířkové toleranci PM [3]</i>	27
<i>Graf 9: Vypočtené harmonické komponenty PRM v závislosti výškové toleranci PM [3]</i>	28
<i>Graf 10: Závislost PRM na otevřenosti drážek [10]</i>	28
<i>Graf 11:Effect anisotropie na PRM a) magnetická orientace v jednom směru b) rozložená orientace napříč délky svazku [10]</i>	29
<i>Graf 12: Vliv excentricity a) $Q=27$ $2p=6$ b) $Q=9$ $2p=6$ [10]</i>	29
<i>Graf 13: Závislost PRM na šířce magnetu [10]</i>	30
<i>Graf 14: a) Provedení tlumících drážek b) Vliv tlumících drážek na PRM [8]</i>	31
<i>Graf 15: Průběh PRM bez optimalizované sítě</i>	55
<i>Graf 16:Průběh PRM - Bezchybné nastavení</i>	57
<i>Graf 17:Harmonická analýza PRM - Bezchybné nastavení</i>	57
<i>Graf 18: Průběh indukovaného napětí</i>	58
<i>Graf 19: Harmonická analýza indukovaného napětí bezchybného nastavení</i>	58
<i>Graf 20: Magnetická indukce ve vzduchové mezeře radiální a tangenciální složka – odsazení magnetu</i>	60
<i>Graf 21:Průběh PRM - Odsazení magnetu</i>	61
<i>Graf 22: Přídavná složka PRM – Odsazení magnetu</i>	61
<i>Graf 23: Přírůstky jednotlivých harmonických indukovaného napětí - Odsazení magnetu</i>	62
<i>Graf 24: Průběhy PRM - vliv odsazení</i>	63
<i>Graf 25: Magnetická indukce ve vzduchové mezeře radiální a tangenciální složka – chybná směrová magnetizace</i>	65
<i>Graf 26: Průběh PRM – Chybná směrová magnetizace</i>	66
<i>Graf 27: Přídavná složka PRM – Chybná směrová magnetizace</i>	66

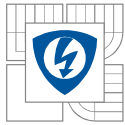


<i>Graf 28: Přírůstky jednotlivých harmonických indukovaného napětí – Chybná směrová magnetizace</i>	<i>67</i>
<i>Graf 29: Magnetická indukce ve vzduchové mezeře radiální a tangenciální složka – Snížená magnetizace</i>	<i>68</i>
<i>Graf 30: Průběh PRM – Snížená magnetizace.....</i>	<i>68</i>
<i>Graf 31: Přídavná složka PRM – Snížená magnetizace magnetu.....</i>	<i>69</i>
<i>Graf 32: Přírůstky jednotlivých harmonických indukovaného napětí – Snížená magnetizace.....</i>	<i>69</i>
<i>Graf 33: Přírůstky jednotlivých harmonických indukovaného napětí – vícepólové nastavení.....</i>	<i>70</i>



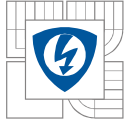
SEZNAM TABULEK

<i>Tabulka 1: Ztráty v železe SMPM v závislosti na segmentaci pólů [9].....</i>	<i>21</i>
<i>Tabulka 2: Základní parametry navrhovaného stroje.....</i>	<i>37</i>
<i>Tabulka 3: Hodnoty pro mechanický výpočet hřídele a rotoru</i>	<i>42</i>
<i>Tabulka 4: Hodnoty pro výpočet činitele magnetického tahu.....</i>	<i>43</i>
<i>Tabulka 5: Vstupní hodnoty momentů setrvačnosti průřezů hřídele.....</i>	<i>45</i>
<i>Tabulka 6: Výsledné náhradní momenty setrvačnosti.....</i>	<i>46</i>
<i>Tabulka 7: Výsledné příčnickové činitele.....</i>	<i>47</i>
<i>Tabulka 8: Hodnoty bezchybného nastavení PRM.....</i>	<i>57</i>
<i>Tabulka 9: Tabulka kombinací odsazení permanentních magnetu.....</i>	<i>59</i>
<i>Tabulka 10: Tabulka kombinací při chybné směrovosti magnetizace magnetu</i>	<i>64</i>
<i>Tabulka 11: Tabulka kombinací při snížené magnetizaci magnetu</i>	<i>67</i>
<i>Tabulka 12: Tabulka kombinací vícepolohového nastavení.....</i>	<i>70</i>

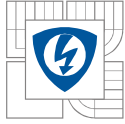


SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK

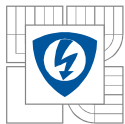
A	hodnota, amplituda	
A_{Cu}	průřez vodiče s izolací	m^2
AHC	dodatečné harmonické komponenty	
B	magnetická indukce	T
B_r	remanentní magnetická indukce	T
B_δ, B_{ag}	magnetická indukce ve vzduchové mezeře	T
B_{av}	průměrná hodnota magnetické indukce	T
B_k	vrcholová hodnota magnetické indukce na povrchu PM	T
B_r	radiální složka magnetické indukce	T
B_{tan}	tečná složka magnetické indukce	T
B_{lpeak}	vrcholová hodnota 1. harmonické magnetické indukce	T
b_l	oblast vlivu drážky	m
b_{qs}	otevření drážky	m
C_n	koeficient cosinové řady	
D_n	průměr vodiče	m
D_r	průměr rotoru	m
D_δ	střední průměr vzduchové mezery	m
E_{oc}	model pružnosti oceli	Pa
F	magnetomotorické napětí	A
F_r	síla v těžišti	N
FM	rovné magnety	
f_{PM}	frekvence na povrchu PM	Hz
G	tíhová síla	N
g	velikost vzduchové mezery	m
g	tíhové zrychlení	ms^{-1}
H_c	koercitivní intenzita magnetické pole	A/m
H_r	radiální složka intenzity magnetického pole	A/m
H_{tan}	tečná složka intenzity magnetického pole	A/m
h_{ag}	výška vzduchové mezery	m
h_{PM}	výška permanentního magnetu	m
i, j	ordinální číslo	
J_i	moment setrvačnosti průřezu	mm^2
J_k, J_{ab}, J_{abk}	náhradní moment setrvačnosti	mm^2
K_c, K_e	Steinmetzovi koeficienty vířivých a přebytečných ztrát	
K_{FM}	redukční faktor	
k	ordinální číslo, konstanta	
k_c	Carterův činitel	
k_{pCu}	činitel plnění mědi	
k_{pQ}	činitel plnění drážky	
k_{11}, k_{12}, k_{22}	příčnickové součinitele	m/kg
l, l_{Fe}	délka svazku železa	m
l_z	délka závitu	m
l_ξ	délka čela vinutí	m



k_{FM}	korekční činitel	
M	moment	Nm
M	magnetický tah	N
M_{PR}	parazitní reluktanční moment	Nm
M_k	amplituda jednotlivých harmonických řádů PRM	Nm
M_{NHC}	původní složka PRM	Nm
M_{AHC}	přídavné složka PRM	Nm
MSX,MSY	souřadnice středových dosedacích ploch magnetů	
m	počet fází	
m	hmotnost	kg
m	činitel magnetického tahu	Nmm ⁻¹
m_{rot}	hmotnost rotoru	kg
m_{set}	hmotnost setrvačníku	kg
m_{wi}	šířka magnet	m
m_{he}	výška magnetu	m
N_{NHC}	harmonické řády původní složky PRM	
N_{AHC}	harmonické řády přídavné složky PRM	
N_f	počet vodičů fáze	
N_p	počet period PRM	
N_n	počet tlumících drážek zubu	
n_k	kritické otáčky	min ⁻¹
LCM	nejmenší společný násobek	
NHC	původní harmonické komponenty	
n_{FM}	počet rovných magnetů pólu	
n_{syn}	synchronní otáčky	min ⁻¹
PRM	parazitní reluktanční moment	Nm
P_c	ztráty vířivými proudy	W
P_h	ztráty hysterezní	W
P_e	ztráty přebytečné	W
P_{PM}	ztrátová hustota způsobená vířivými proudy	W/m ³
Q	počet drážek	
Q_s	počet statorových drážek	
q	počet drážek na pól a fázi	
R_A, R_B	Reakce v ložiscích	N
R_{Cu}	odpor vinutí	Ω
R_m	magnetický odpor	H ⁻¹
R_{ag}	magnetický odpor vzduchové mezery	H ⁻¹
R_{FM}	magnetický odpor rovného magnetu	H ⁻¹
RFM	radiální chyba uložení	m
R_{ad}	dodatečná složka magnetického odporu vzduchové mezery	H ⁻¹
r	poloměr	m
S	plocha	m ²
S_s	plocha drážky	m ²
S_{sCu}	plocha mědi v drážce	m ²



S_n	průřez vodiče	m^2
SCM	tvarované magnety	
T	perioda	s
TFM	tečná chyba uložení	m
t_{thick}	tloušťka PM	m
U	napětí	V
U_i	indukované napětí	V
V_{rot}	objem rotoru	m^3
w_{rm}, w_{rmk}, w_k	průhyb hřídele	mm
Z_q	počet vodičů v drážce	
$2p$	počet pólů	
α, β, φ	úhel	°
α_{PM}	pólové krytí	°
α_p	úhel pólu	°
α_v	úhel výběžku mezi pólu	°
α_m	úhel magnetu	°
λ	drážková rozteč	
δ	délka vzduchové mezery	m
δ_{misp}	odchylka špatného uložení PM	m
δ_{PM}	hloubka vniku PM	m
ε	excentricita	m
μ_0	permeabilita vakua	Vs/Am
μ_r	relativní permeabilita	
$\mu_{r,PM}$	permeabilita PM	Vs/Am
ρ_{PM}	resistivita PM	Ωm
σ	vodivost	S
σ_{Ftan}	tečná složka napětí	Pa
σ_{Fn}	normálová složka napětí	Pa
τ	rozteč	m
τ_u	pólová rozteč	m
τ_{Qs}	drážková rozteč	
ϑ_m	mechanický úhel pootočení rotoru	°
ϑ_{sk}	úhel zkosení	°
Φ	magnetický tok	Wb
ω	úhlová rychlost	$rads^{-1}$
ω_{PM}	úhlová rychlost mag. indukce na povrchu PM	$rads^{-1}$
ω_k	kritická úhlová rychlost	$rads^{-1}$



1 ÚVOD

Synchronní stroje s permanentními magnety se využívají zejména pro jejich jednoduchost řízení a vysoký moment a výkon vzhledem k rozměrům stroje. Pohony se synchronními stroji buzenými permanentními magnety v posledních letech značně zvyšují své uplatnění v průmyslových aplikacích [2][3].

Problematika permanentních magnetů je v poslední době celkem ožehavé téma. Cena motorů s permanentními magnety je díky monopolu prodeje vzácných zemin, který vede v dnešní době Čína, velmi vysoká. Právě proto se klade velký důraz na kvalitu a technologii výroby těchto typů elektrických strojů. Většina výroby rotorů strojů s permanentními je pořád především ruční práce, tudíž se zde zanáší náhodná i systematická chyba lidské práce [1].

Nedílnou součástí těchto strojů je parazitní reluktanční moment, jenž nám působí stále i u nenabuzeného stroje ve směru, kde je odpor magnetického obvodu nejnižší. Následkem parazitního reluktančního momentu je zvlnění momentu stroje, jenž nám brání v hladkém provozu stroje. Zvlnění momentu způsobuje množství nezanedbatelných parazitních vlastností, mezi které patří zejména zvýšené vibrace a výrazná hlučnost [2][3][5].

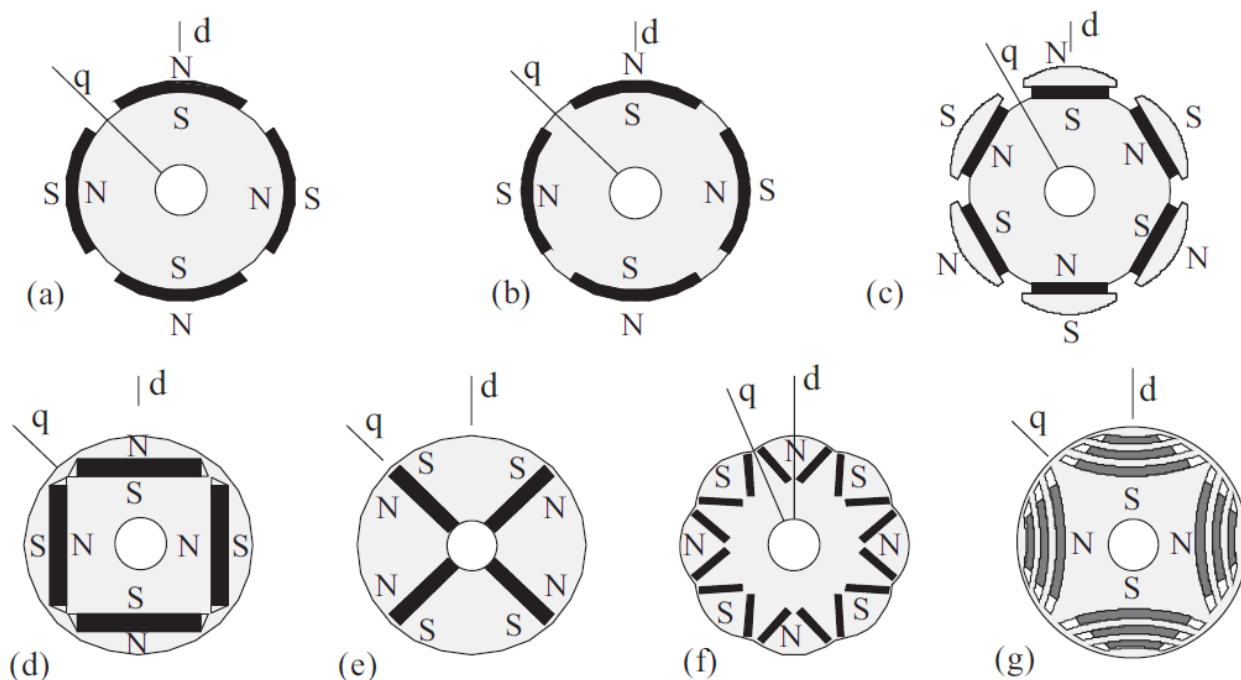
Právě parazitní reluktanční moment je silně ovlivněný výrobními chybami, které mohou při velkovýrobě motorů vznikat. Tyto chyby se dají rozdělit na chyby vznikající již ve výrobě permanentních magnetů, které zahrnují především tolerance rozměrů magnetů nebo chyby ve směru a velikosti magnetizace. Dále to jsou chyby, které vznikají při montáži při užití většího množství lepidla nebo při nepřesném uložení.

Práce se člení na několik oddílů. Začátek práce je zaměřený na literární rešerši, jenž se zabývá několika tématy. První téma je na užití permanentních magnetů v synchronních strojích. Ukazuje, jaké typy magnetu se používají a jaké chyby v souladu s jejich užitím mohou nastat. Je u nich zkoumán vliv na průběh magnetické indukce ve vzduchové mezeře a taktéž vliv těchto chyb na parazitní reluktanční moment. Studie zabývající se vlivem na magnetickou indukci se zaměřují nejčastěji analytickým odvozením jejího průběhu ve vzduchové mezeře a implikace chyb uložení permanentních magnetů do výpočtu [5][6][7]. Je zde taktéž zahrnuta numerická metoda odporové sítě [4]. Studie a experimenty vlivu na parazitní reluktanční moment se zabývají zejména studiem pravděpodobností vzniku chyb a na jednoduchých příkladech ukazují, kolik možných variací a jak velkou hodnotou ovlivňují parazitní reluktanční moment [3].

Praktická část zahrnuje návrh stroje, na kterém jsou chyby zkoumány a vytvoření jeho 2D modelu v programu Maxwell. Stroj je navržen na základě daných plechů rotoru a statoru. Ze stroje je následně vytvořen plně parametrický 2D model pomocí VBA skriptu. Na modelu se simuluje vliv chyb na magnetickou indukci ve vzduchové mezeře, indukované napětí v cívkách statoru a parazitní reluktanční moment, na nějž je práce primárně soustředěna.

V praxi není možné každý magnet před jeho uložení na motor kontrolovat kvůli správnosti jeho výrobních parametrů a tolerancí. Taktéž není možné ani kontrolovat každý vyrobený rotor, proto je důležité znát vliv jednotlivých chyb na vlastnosti stroje a popřípadě přizpůsobit konstrukci a design motoru, tak aby bylo chybám zamezeno již v návrhové fázi.

1.1 Rotory s permanentními magnety



Obrázek 1: Typy uložení permanentních magnetů na rotoru [2]

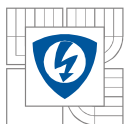
(a) na povrchu uložené (b) na povrchu vnořené (c) vyniklé (d) tečně vnořené (e) radiálně vnořené
(f) V pozice (g) v barierách v reluktančních strojích

Tato práce se zabývá uložením typu (a), které způsobuje právě nejvyšší parazitní reluktanční moment a je nejvíce užívaným řešením v průmyslu.

Vkládáním magnetů kompletně do materiálu rotoru ztrácíme značnou část magnetického toku produkovaného magnety, typicky se jedná o jednu čtvrtinu. Část toku se stane rozptylovým v konstrukci rotoru. Na druhou stranu jsou magnety v motoru chráněné před mechanickým a magnetickým poškozením. Při použití dvou magnetů na jeden pól lze dosáhnout větší magnetické indukce ve vzduchové mezeře [2].

Nejvyššího využití permanentních magnetů lze dosáhnout jejich uložením na povrchu rotoru, což způsobí podstatně menší synchronní indukčnost. Motory tohoto typu dosahují vzhledem k rozměrům nejvyšších momentů. Ovšem takto uložené magnety jsou náchylnější na magnetické a mechanické poškození. V některých případech může dojít i k demagnetizaci permanentního magnetu [2].

U uložení permanentních magnetů na povrchu rotoru je důležité snažit se snížit parazitní reluktanční moment. Relativní šířka magnetů může mít značný vliv na kvalitu momentu stroje, kdy špatná šířka může způsobit značné zvlnění momentu [2].



2 VLIV VÝROBNÍCH TOLERANCÍ MAGNETŮ A NEPŘESNOSTI JEJICH ULOŽENÍ NA VLASTNOSTI STROJE

2.1 Parazitní reluktanční moment

2.1.1 Definice

Parazitní reluktanční moment (dále jen PRM) je moment způsobený interakcí mezi permanentními magnety a anisotropií způsobenou drážkováním statoru. Tudíž motory, které mají uzavřené statorové drážkování, mají zanedbatelný vliv PRM. Tudíž PRM je způsobený variací magnetického pole způsobeného PM s mechanický úhlem posunutí rotoru vůči statoru ϑ_m . PRM může pak být popsán pomocí Fourierovy řady [2][8]:

$$M_{PR}(\vartheta_m) = \sum_{k=1}^{\infty} M_k \sin(kQ\vartheta_m + \varphi_k) \quad (2.2.1)$$

Počet period PRM je závislý na počtu pólů stroje a počtu statorových drážek. Lze ho zapsat jako [8]:

$$N_p = \frac{2p}{HCF\{Q, 2p\}} \quad (2.2.2)$$

Kde HCF znamená největší společný dělitel. Poté lze počet period zahrnout do vztahu (2.2.1) [8]:

$$M_{PR}(\vartheta_m) = \sum_{k=1}^{\infty} M_{kN_p} \sin(kN_p Q \vartheta_m + \varphi_{kN_p}) \quad (2.2.3)$$

2.1.2 Komponenty

PRM PSMS motoru se skládá ze dvou základních skupin harmonických. První skupina představuje původní harmonické T_{NHC} , jenž jsou způsobeny konstrukčními vlastnostmi, z většiny počtem drážek statoru a magnetických pólů. Druhá skupina harmonických jsou dodatečné T_{AHC} , jenž jsou způsobené materiálovými a výrobními nepřesnostmi, tudíž neexistují v bezchybně vyrobeném stroji. Tyto dodatečné harmonické jsou způsobeny nepřesnostmi na straně rotoru i statoru (tudíž i výrobními nepřesnostmi permanentních magnetů vzhledem k výrobním tolerancím). PRM je periodická funkce, jenž závisí na poloze rotoru ϑ_m . Matematicky lze složky popsat [2][3]:

$$M_{PR}(\vartheta_m) = M_{NHC}(\vartheta_m) + M_{AHC}(\vartheta_m) \quad (2.2.4)$$

Jednotlivé složky lze rozložit na nekonečné řady [3]:

$$M_{NHC}(\vartheta_m) = \sum_{i=1}^{\infty} M_{NHC i} \cdot \sin(N_{NHC i} \cdot \vartheta_m + \varphi_{NHC i}) \quad (2.2.5)$$

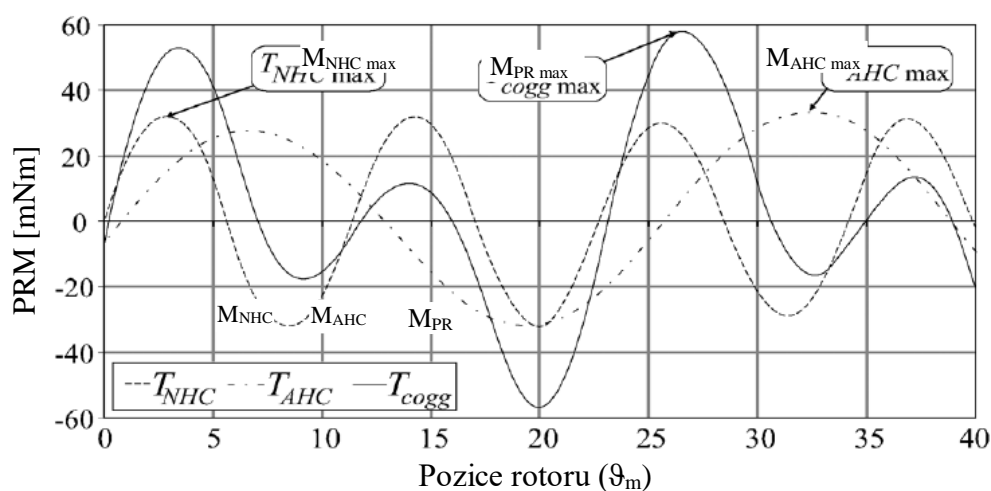
$$M_{AHC}(\vartheta_m) = \sum_{i=1}^{\infty} M_{AHC i} \cdot \sin(N_{AHC i} \cdot \vartheta_m + \varphi_{AHC i}) \quad (2.2.6)$$

Kde komponenty základní harmonické momentu jsou dány nejmenším společným násobkem (LCM) počtu statorových drážek a pólů [3]:

$$N_{NHC i} = LCM(Q, 2p) \cdot i \quad (2.2.7)$$

Zatímco špatně uložené a vyrobené magnety, jejich špatné namagnetování, atd. přidávají komponenty [3]:

$$N_{AHC rot i} = Q \cdot i \quad (2.2.8)$$

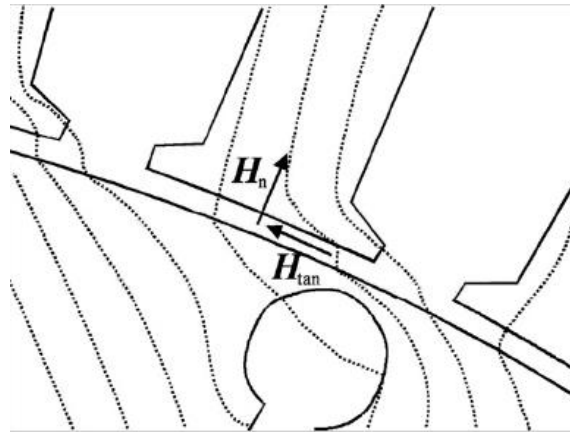


Graf 1: Ukázka M_{PR} pro $Q=27$, $2p=6$ [3]

Graf 1 ukazuje způsob, jakým se spolu sčítají jednotlivé složky parazitního reluktančního momentu.

2.2 Maxwellův napěťový tensor

Maxwellův napěťový tensor je nejjednodušším popsání produkování magnetických napětí, sil a momentů. Magnetické pole vyvolává složky síly, které působí na povrchu oceli. Takovéto složky síly jsou podstatou ve vytváření tečného napětí a momentu v elektrických strojích s točivým magnetickým polem. Maxwellův napěťový tensor je často využíván v numerických výpočtech pro počítání momentů a sil [2][5][8].



Obrázek 2: Zobrazení toku elektrického stroje [2]

Na Obrázek 2 je vidět zobrazení toku elektrického stroje pod velkým zatížením, aby bylo vidět zakřivení čar magnetického toku. Na obrázku lze vidět, že siločáry procházejí vzduchovou mezerou nakloněny do tečného směru [2].

Síla magnetického pole mezi dvěma objekty ve vakuu vytváří, podle Maxwellovy teorie, následující napětí působící na povrchu objektů [2]:

$$\sigma_F = \frac{1}{2} \cdot \mu_0 \cdot H^2 \quad (2.3.1)$$

Napětí se vyskytuje ve směru síly a vytváří tlak kolmo ve směru této síly. Napětí lze rozložit na složku tečnou a normálovou [2]:

$$\sigma_{Fn} = \frac{1}{2} \cdot \mu_0 \cdot (H_n^2 - H_{tan}^2) \quad (2.3.2)$$

$$\sigma_{Ftan} = \mu_0 \cdot H_n \cdot H_{tan} \quad (2.3.3)$$

Na tvorbě momentu se tudíž podílí obě složky magnetické indukce. Z integruje-li se všechno napětí přes uzavřenou plochu, přes kterou přestupuje tok skrz vzduchovou mezeru, získá se celkový moment vyvíjený rotorem. Rozměry plochy jsou dané poloměrem vzduchové mezery a délkou svazku železa. Moment je pak vyjádřen jako [2][5]:

$$M = \frac{l}{\mu_0} \int_{\Gamma} \vec{r} \times ((\vec{B} \cdot \vec{n})BdS - \frac{\vec{B}^2 \vec{n}}{2})d\Gamma \quad (2.3.4)$$

Vyjádření neobsahuje tečnou sílu přispívající k momentu. Vektory n a r jsou rovnoběžné tudíž, tato rovnice představuje pouze normálové napětí. Vyjádření se tudíž k výpočtům pomocí FEM nehodí a využívá se jeho obdoba na základě Arkkiovi metody [8].

$$M_{PR} = \frac{l}{g\mu_0} \int_{S_g} r B_n B_{tan} dS \quad (2.3.5)$$

V závislosti na typu elektrického stroje se typicky pohybuje velikost napětí na povrchu rotoru a statoru mezi 10 a 60 kPa. U synchronních strojů s permanentními magnety je tato hodnota v rozmezí 20 až 30 kPa.

2.2.1 Vyjádření PRM pomocí Maxwellova napěťového tensoru

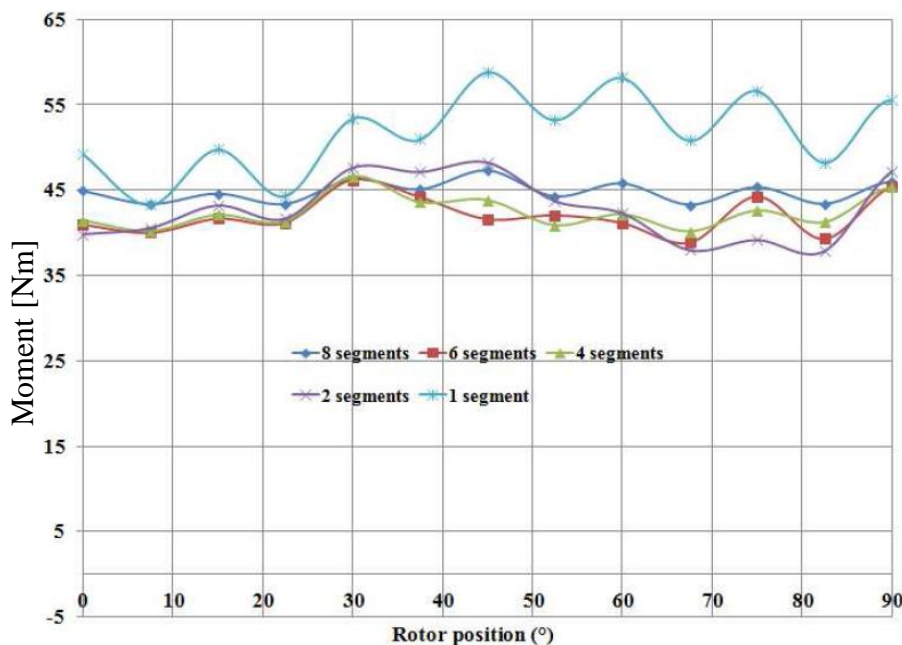
Parazitní reluktanční moment je závislý na úhlu natočení. Zkonkretizuje-li se a převede předchozí vztah **do** radiální soustavy v závislosti na úhlu natočení, získá se základní vztah pro PRM [5]:

$$M_{PR}(\vartheta_m) = \frac{l}{\mu_0} R^2 \int_0^{2\pi} B_n(\vartheta_m, \alpha) \cdot B_{tan}(\vartheta_m, \alpha) \cdot d\alpha \quad (2.3.6)$$

2.3 Vliv segmentace magnetů

V praxi se většina pólů rotorů s permanentními magnety realizují jako segmentované a rozdělují se na několik magnetů na šířku pólu. Podle [9] už segmentace permanentní magnetů má vliv na zvlnění momentu stroje a taktéž i na ztráty v železe.

2.3.1 Vliv na zvlnění momentu



Graf 2: Zvlnění momentu v závislosti na segmentaci magnetů [9]

Z výsledků simulací na Graf 2 lze vidět, že největšího elektromagnetického momentu, ovšem i zvlnění o velikosti 44%, dosahuje motor s jedním segmentem. S rostoucí segmentací magnetu se zmenšuje společně se zvlněním momentu i elektromagnetický moment. Motor s 8 segmenty na jeden pól má zvlnění 11%. [9]

2.3.2 Vliv na ztráty v železe

Pro výpočet ztrát v železe **byly ve studii** [9] použité rovnice zakládající se na Steinmetzově modelu, ovšem upravené pro nesinusový průběh magnetického pole ve vzduchové mezeře. Uvažuje se základní rozdělení ztrát na hysterezní P_h , vířivými proudy P_c a přebytečné P_e . [9]

$$P_{Fe} = P_h + P_c + P_e \quad (2.4.1)$$

Stroj použitý pro simulace byl motor $Q=48$, $2p=4$.

Komponenty ztrát	Segmentace				
	1 segment	2 segmenty	3 segmenty	4 segmenty	5 segmenty
Ztráty vířivými proudy [W]	62	43	65.3	65	52
Hysterézní ztráty [W]	155	110	160	159	134.7
Dodatečné ztráty [W]	11	8	11	11	10
Celkové ztráty [W]	228	161	236.3	235	196.7

Tabulka 1: Ztráty v železe SMPM v závislosti na segmentaci pólů [9]

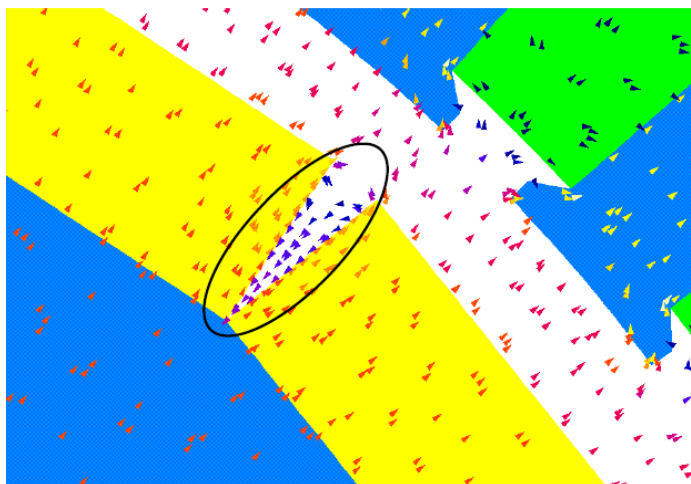
Z výsledků této studie vyplývá, že pouhou segmentací magnetů jednotlivých pólů lze dosáhnout nižších ztrát v železe.

2.4 Vliv rovných magnetů

2.4.1 Vliv na magnetickou indukci ve vzduchové mezeře

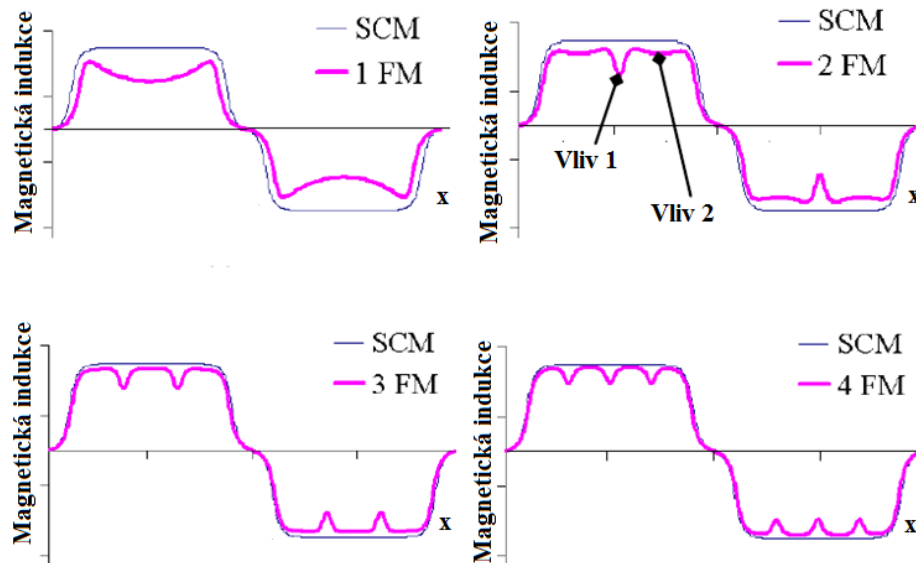
Studie [4] se zabývá problémy vznikajícími s užitím rovných magnetů.

Jedním z problémů, který vzniká, je větší rozptylový tok, kdy se uzavírá tok mezi magnety stejného pólu, jak lze vidět na Obrázek 3. Tento jev snižuje efektivní hodnotu magnetického toku. Navíc ve vysokootáčkových aplikacích tento jev způsobuje vysoké ztráty vířivými proudy. [4]



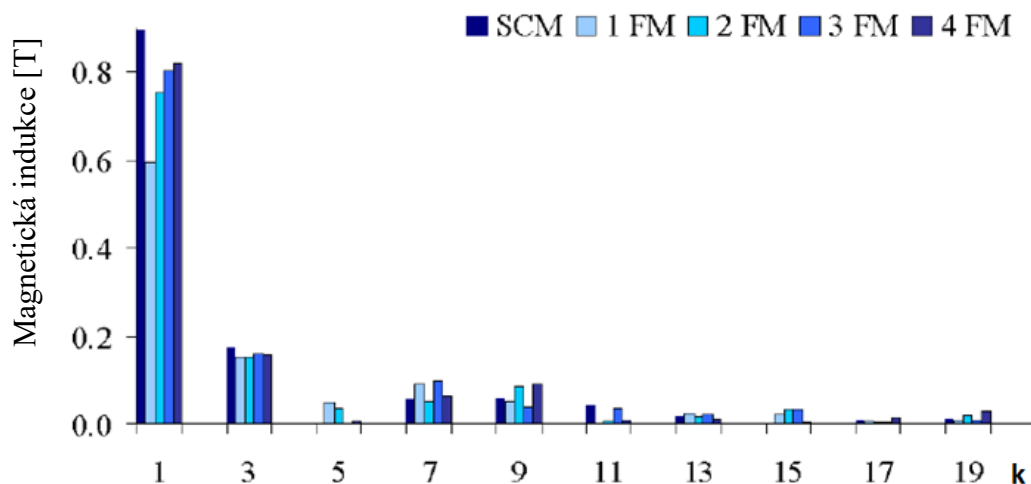
Obrázek 3: Uzavírání magnetického toku mezi rovnými magnety jednoho pólu [4]

Ve studii [4] byli vzaty pro porovnání dva různé rotory, jeden s tvarovaným magnetem (SCM), druhý s rovnými magnety (FM). Když se zanedbá vliv drážkování statoru, zůstane jen čistý průběh magnetické indukce vytvářený permanentními magnety. Na obrázku 4 lze vidět průběh magnetické indukce vzduchové mezery pro oba druhy rotorů [4].



Graf 3: Magnetická indukce ve vzduchové mezeře pro rovnými magnety podle počtu magnetů [4]

Na Graf 3 lze vidět dva vlivy. U prvního dochází k propadu magnetické indukce vlivem mezery mezi magnety, u druhého dochází k propadům vlivem nerovnoměrné vzduchové mezery nad magnetem. Tímto se snižuje celková hodnota magnetické indukce ve vzduchové mezeře. Tento jev lze pozorovat na harmonickém rozkladu těchto průběhů na Graf 4 [4].

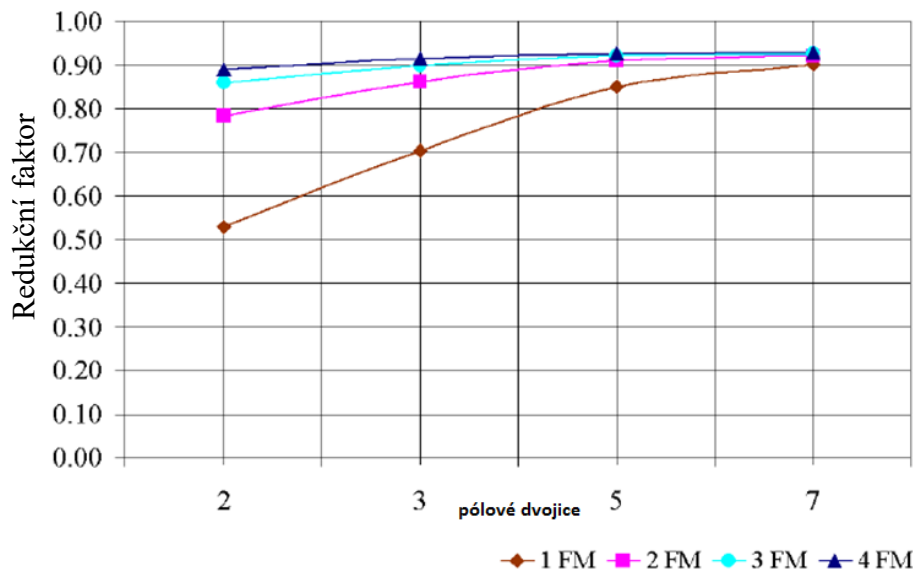


Graf 4: Rozklad průběhu magnetické indukce ve vzduchové mezeře pro tvarované a rovné magnety [4]

Lze vidět, že základní harmonická je snížena a limitně se bude přibližovat k hodnotě u tvarovaných magnetů. Vezmou-li se v potaz další harmonické, jsou násobky tří, vinutím stroje odstraněny. Pokles první harmonické lze charakterizovat redukčním faktorem [4]:

$$K_{FM} = \frac{B_{ag,1(FM)}}{B_{ag,1(SCM)}} \quad (2.5.1)$$

Redukční faktor je závislý na počtu magnetu jednoho pólu a na počtu pólových dvojic stroje:



Obrázek 4: Graf závislosti redukčního faktoru na počtu pólových dvojic stroje a počtu magnetů jednoho pólu [4]

2.4.2 Analytický popis

Pro analytické porovnání magnetického obvodu rotoru s rovnými i tvarovanými magnety lze využít magnetické analogie Ohmova zákona [4]:

$$\Phi_{(SCM)} = B_{ag(SCM)} \cdot S_{ag,SCM} = \frac{F_{SCM}}{R_{(SCM)}} \quad (2.5.2)$$

$$\Phi_{(FM)} = B_{ag(FM)} \cdot S_{ag,FM} = \frac{F_{FM}}{R_{(FM)}} \quad (2.5.3)$$

Přijme-li se zjednodušení, že obsahy ploch, kterými nám prochází siločáry magnetické indukce, $S_{ag,SCM}$ a $S_{ag,FM}$ jsou stejné lze vztahy (2.5.2) a (2.5.3) zapsat jako [4]:

$$\frac{\Phi_{(FM)}}{\Phi_{(SCM)}} = \frac{B_{ag(FM)} \cdot S_{ag}}{B_{ag(SCM)} \cdot S_{ag}} = \frac{\frac{F_{FM}}{R_{(FM)}}}{\frac{F_{SCM}}{R_{(SCM)}}} \quad (2.5.4)$$

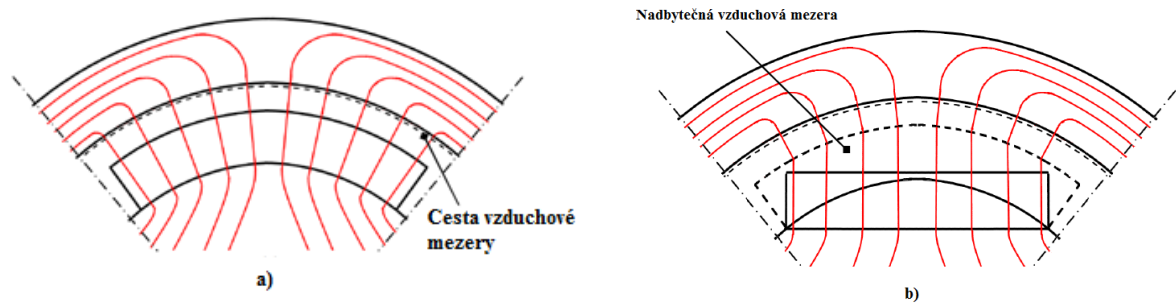
Velikosti magnetomotorické síly jsou podle Hopkinsonova zákona $F=H_c \cdot h_{PM}$, tudíž při stejném materiálu a výšce se musí rovnat. Pak vznikne úpravou (2.5.4) vztah [4]:

$$\frac{B_{ag(FM)}}{B_{ag(SCM)}} = \frac{R_{(SCM)}}{R_{(FM)}} \quad (2.5.5)$$

Tímto lze zapsat již dříve zmíněný korekční činitel jako:

$$k_{FM} = \frac{B_{ag(FM)}}{B_{ag(SCM)}} = \frac{R_{(SCM)}}{R_{(FM)}} \quad (2.5.6)$$

Pak magnetická indukce vzduchové mezery má jedinou proměnou v sobě a tou je magnetický odpor.



Obrázek 5: Geometrické ztvárnění vzduchové mezery a) tvarovaného b) rovného magnetu [4]

2.4.3 Magnetický odpor obvodu s tvarovanými magnety

Při zanedbání magnetického odporu železa lze zapsat magnetický odpor jako:

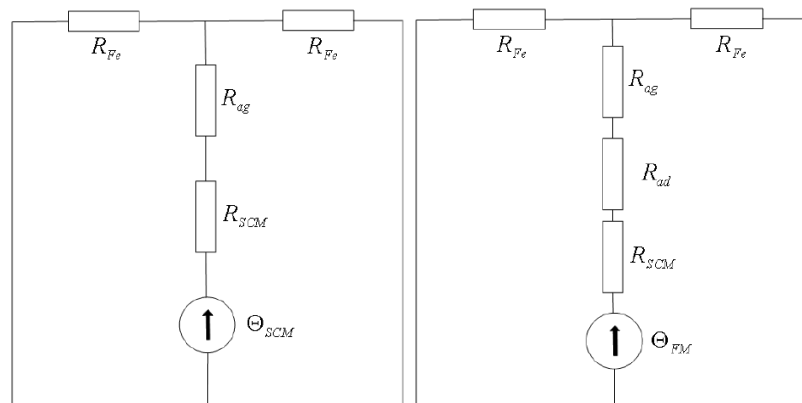
$$R_{(SCM)} = R_{SCM} + R_{ag} \quad (2.5.7)$$

Kde:

$$R_{SCM} = \frac{h_{PM}}{\mu_{r,PM}\mu_0 S_{SCM}} \quad (2.5.8)$$

$$R_{SCM} = \frac{h_{ag}}{\mu_0 S_{ag}} \quad (2.5.9)$$

Kde h_{PM} je výška magnetu, h_{ag} je vzduchové mezery, $\mu_{r,PM}$ je relativní permeabilita magnetu, μ_0 je permeabilita vzduchu, S_{SCM} je svrchní povrch magnetu a S_{ag} plocha vzduchové mezery. [4]



Obrázek 6: Zjednodušená odporová síť tvarovaného a rovného magnetu [4]

2.4.4 Magnetický odpor obvodu s rovnými magnety

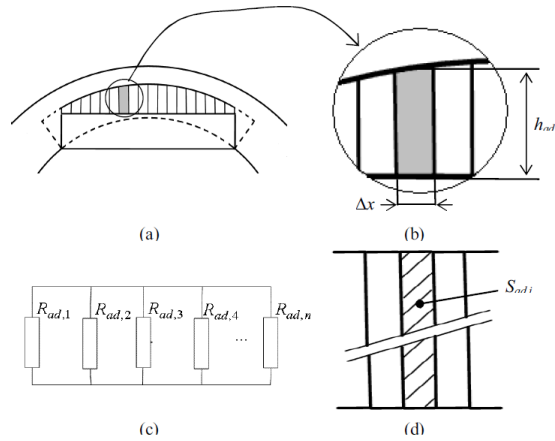
Při modelování odporové sítě magnetického obvodu s rovnými magnety je zapotřebí si uvědomit, že vzduchová mezera už není na cestě magnetického toku konstantní. Proměnou složku představuje v Obrázek 6 odpor R_{ad} . Tudíž celkový odpor magnetického obvodu bude o tuto složku obohacen [4]:

$$R_{(FM)} = R_{FM} + R_{ag} + R_{ad} \quad (2.5.10)$$

Kde:

$$R_{FM} = \frac{h_{PM}}{\mu_{r,PM}\mu_0 S_{FM}} \quad (2.5.11)$$

Dodatečná složka magnetického odporu je znázorněna a diskretizována na Obrázek 7.



Obrázek 7: (a) rozdělení vzduchové mezery na elementy (b) rozměry elementu (c) paralelní řazení elementů vzduchové mezery (d) pohled na element z vrchu [4]

Poté odpor jednoho elementu dodatečné složky lze zapsat jako:

$$R_{ad,i} = \frac{h_{ad,i}}{\mu_0 S_{ad,i}}, \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (2.5.12)$$

n je počet elementů, na které se daná oblast rozdělí. Čím větší bude počet elementů, tím přesnější bude výsledek.

Celková vodivost dodatečné vzduchové mezery je pak [4]:

$$\frac{1}{R_{ad,i}} = \sum_{i=1}^n \frac{1}{R_{ad,i}} \quad (2.5.13)$$

Vztah je možno zobecnit na libovolný počet rovných magnetů pólu [4]:

$$\frac{1}{R_{ad,i}} = n_{FM} \sum_{i=1}^n \frac{1}{R_{ad,i}} \quad (2.5.14)$$

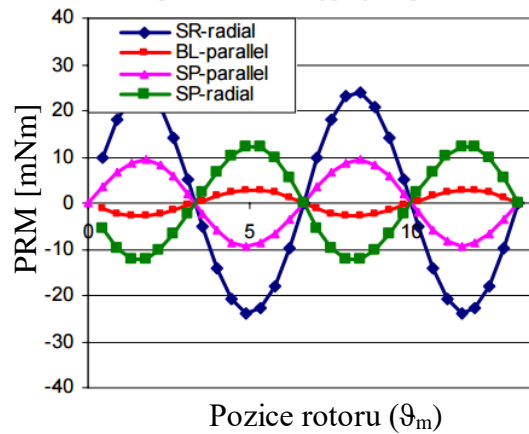
Těmito vztahy lze s určitou přesností definovat rozdělení magnetického toku ve vzduchové mezeře.

2.5 Kategorizace vlivů způsobujících nárůst PRM

K potlačení vlivů způsobujících nárůst PRM existuje velké množství technik popsané v [8][10]. Všechny jsou velice efektivní, ovšem jejich účinnost je limitována a to především výrobními postupy a tolerancemi. Zredukování PRM se stalo důležitým úkolem zejména v oblasti řízení a robotiky. Následující kategorizace ukazuje, jakým způsobem a hlavně jak velkou hodnotou přídavného PRM přispívají jednotlivé vlivy.

2.5.1 Tvar magnetu a způsob magnetizace

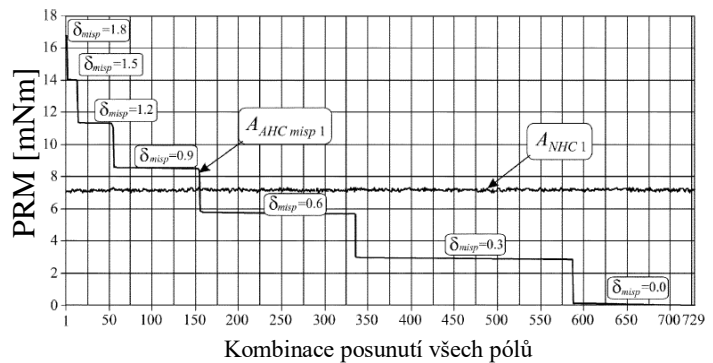
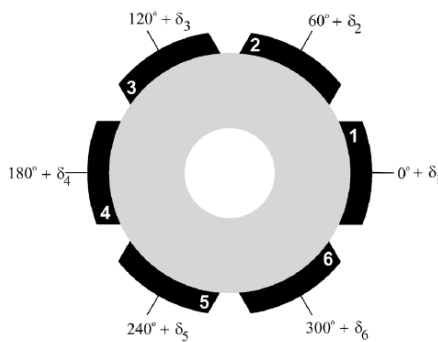
Na výrobu rotorů existuje velké množství druhů tvarů permanentních magnetů jako magnety rovné, obepínající rotor (SP – obr.1 (a), SR - obr.1 (b)) nebo mírně zapařené tvarované na povrchu do sinusovky (BL – obr. 1 (c)). Všechny tyto druhy mohou mít i různé magnetizační schéma, buď paralelní, nebo radiální. Lze na výsledcích vidět, že radiální magnetizace zvedá u SR typu PRM o 30% [8].



Graf 5: PRM pro různé tvary a magnetizace PM [8]

2.5.2 Špatné uložení magnetů

Ideálně by měl rotor mít rozložené permanentní magnety po 60° . Ve skutečnosti díky výrobním tolerancím ovšem tomu tak není. Chybné uložení se tady v tomto případě pohybuje o $\pm 0,3^\circ$ [3].



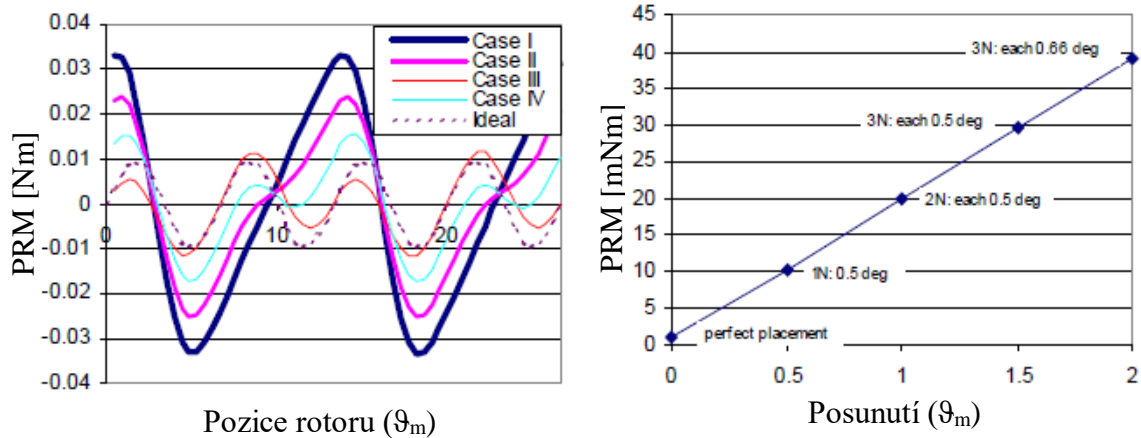
Graf 6: Vliv špatného uložení PM na PRM [3]

Graf 6 ukazuje všechny možné kombinace posunutí permanentních magnetů a jejich vliv na PRM, kdy se bere v potaz tři základní polohy magnetů (správná, $+0,3^\circ$, $-0,3^\circ$). Tudíž vzniká při šesti permanentních magnetech právě 3^6 kombinací posunutí [3].

Pomocí simulací na jiných motorech byl zjištěn, při zkoumání vlivu na PRM, princip reciprocity mezi počtem pólů, počtem statorových drážek, špatným uložením magnetů a N_{AHC} . Jak ukazují výsledky simulací, tak PRM s rostoucí celkovou hodnotou špatného uložení roste v konstantních krocích [3].

$$A_{AHC \text{ misp } 1} = K_{PRM} \cdot \delta_{misp} \quad (2.6.1)$$

Kde K_{cogg} je tedy konstanta závislá pouze na rozměrech stroje a velikosti v jaké magnety posouváme.

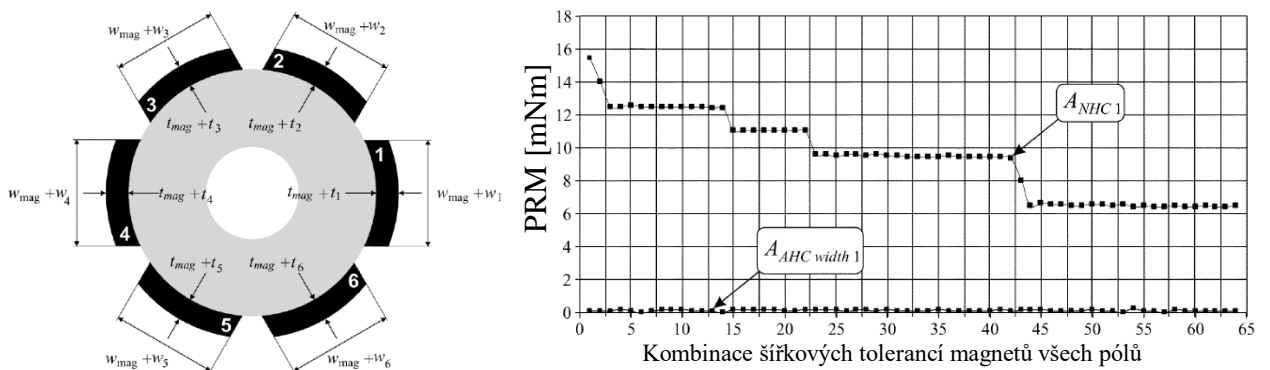


Graf 7: a) Jednotlivé kombinace posunutí b) velikost PRM v závislosti na velikosti posunutí [10]

Část Graf 7 a) ukazuje konkrétní případy simulace, kdy C1 má všechny 3 severní póly posunutý o stupeň ve stejném směru, C2 dva póly ve stejném směru, C3 2 póly v opačném směru a C4 jeden pól. Na grafu b) je ukázána závislost PRM i na velikosti daného posunutí [10].

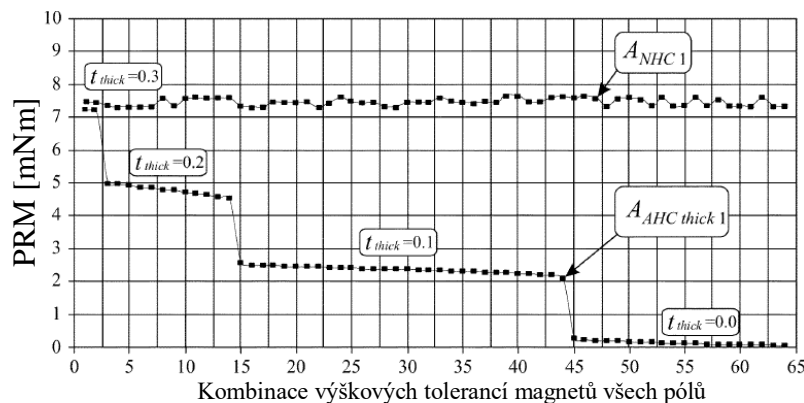
2.5.3 Rozměry magnetů

Výšková a šířková tolerance rozměrů permanentních magnetů je jednou z nejčastějších komplikací. Parametrické modely ukázaly velkou závislost mezi AHC a NHC a tvarem permanentních magnetů. Při tomto experimentu byla použita jako základní tolerance výšky $\pm 0,2\text{mm}$. Graf 8 ukazuje všechny možné kombinace tolerance šířky permanentních magnetů a jejich vliv na PRM, kdy se bere v potaz dvě základní šířky magnetů ($+0.2\text{mm}, -0.2\text{mm}$). Tudíž vzniká právě 2^6 kombinací posunutí [3].



Graf 8 : Vypočtené harmonické komponenty PRM v závislosti šířkové toleranci PM [3]

Ukázalo se, že šířka magnetů má vliv amplitudu původních harmonických komponent a na dodatečné komponenty má zanedbatelný vliv [3].



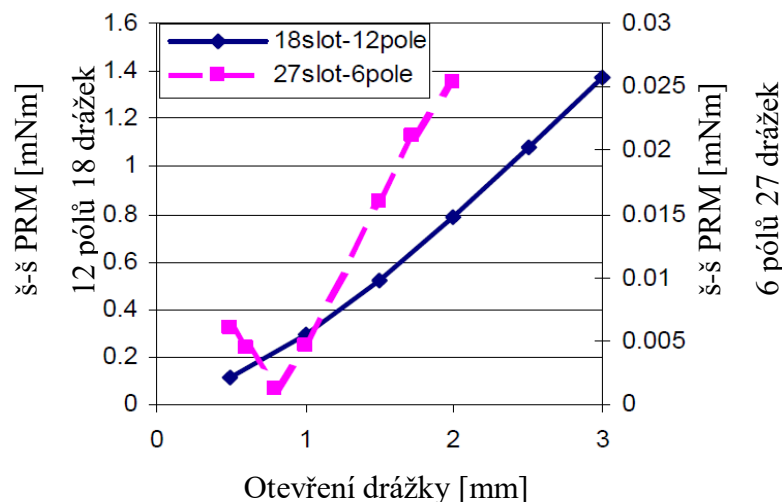
Graf 9: Vypočtené harmonické komponenty PRM v závislosti výškové toleranci PM [3]

Graf 9 ukazuje všechny možné kombinace tolerance výšky permanentních magnetů a jejich vliv na parazitní reluktanční moment, kdy se bere v potaz dvě základní výšky magnetů (+0.2mm, -0.2mm). Tudíž vzniká právě 2^6 kombinací posunutí. Bylo zjištěno, že na amplitudu původní složky nemá tolerance výšky téměř žádný vliv. Oproti tomu rostou dodatečné složky. Opět zde bylo zjištěno, že amplituda dodatečné složky parazitního reluktančního momentu konstantně přibývá v závislosti na změnách v tloušťce permanentních magnetů [3].

$$A_{AHC\ thick\ 1} = K_{thick} \cdot t_{thick} \quad (2.6.2)$$

2.5.4 Otevření drážek

Základem PRM je interakce mezi magnety a drážkováním statoru. Právě proto má drážkování hlavní vliv na velikost PRM. Jak je známo, tak velikost PRM klesá s uzavřeností drážky. Ovšem záleží i na tom jednotlivý magnet reaguje s daným drážkováním [10].

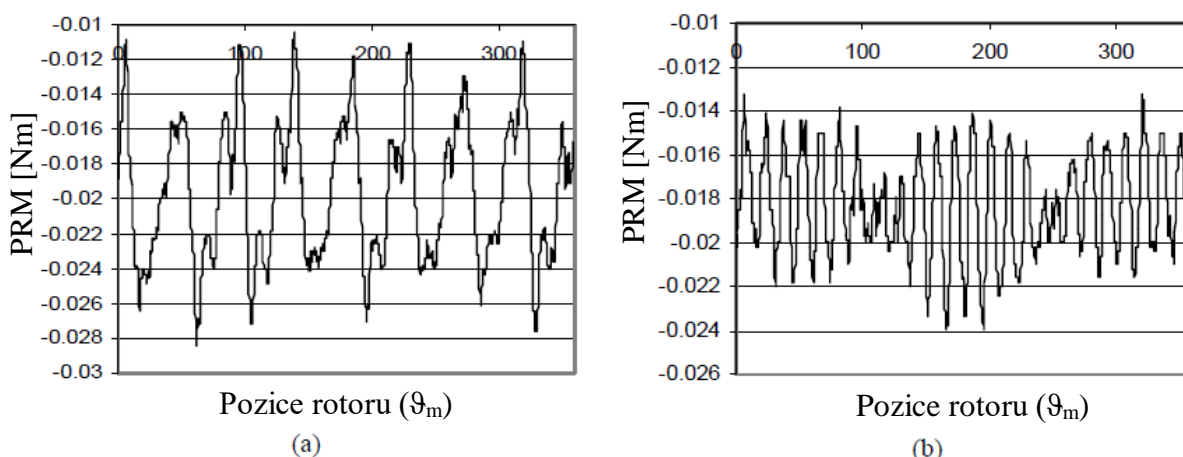


Graf 10: Závislost PRM na otevřenosti drážek [10]

Graf 10 ukazuje, že pro každý stroj existuje optimální hodnota otevření drážek statoru.

2.5.5 Anisotropie elektrotechnických plechů

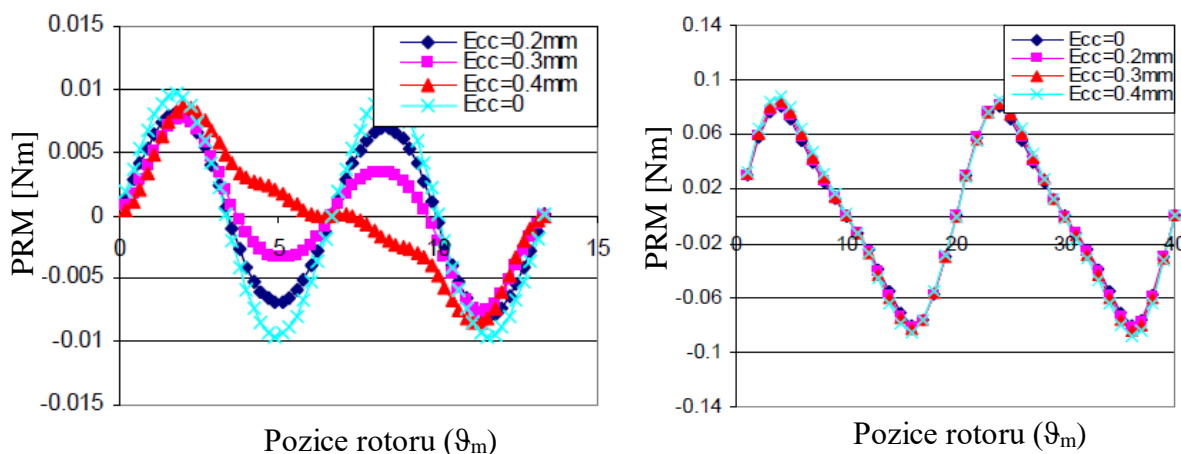
Ve skutečnosti statorové plechy nemají ve všech směrech isotropní magnetické vlastnosti. Anisotropie tak malým přírůstkem přispívá k PRM. K tomuto vlivu přispívají i procesy úpravy plechů jako ražení, řezání laserem, svařování plechů k sobě [8][10].



Graf 11: Effect anisotropy na PRM a) magnetická orientace v jednom směru b) rozložená orientace napříč délkou svazku [10]

2.5.6 Excentricita a proměnná vzduchová mezera

Excentricita rotoru vůči vycentrované poloze způsobuje nejednotnou velikost vzduchové mezery. Největším problémem je, že excentricita způsobuje nevyvážený magnetický tah, kdy je rotor stroje jednosměrně přitahován ke statoru [10].



Graf 12: Vliv excentricity a) $Q=27$ $2p=6$ b) $Q=9$ $2p=6$ [10]

Jak lze vidět na Graf 12, tak excentricita má větší vliv na motory s vyšším počtem drážek. Z hlediska samotného PRM nezvyšuje hodnotu špička-špička, ale přidává do jeho spektra vyšší harmonické [10].

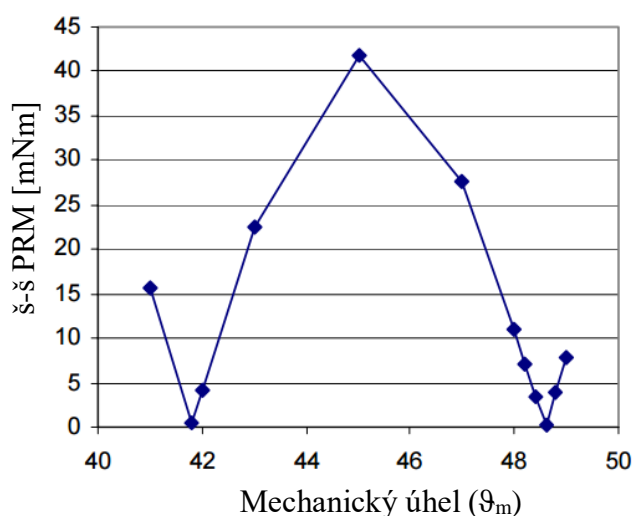
2.6 Způsoby redukce parazitního reluktančního momentu

2.6.1 Design magnetického pólu

Z předchozí kapitoly je jisté, že tvary magnetů mají značný vliv na velikost PRM. Jedním způsobem jak zmenšit PRM je optimalizace rozměrů magnetu [10].

Studie [11] ukazuje empirický vztah pro design PM, který napomáhá snižovat PRM. Popisuje přímou úměru mezi šířkou magnetu w a drážkovou roztečí λ .

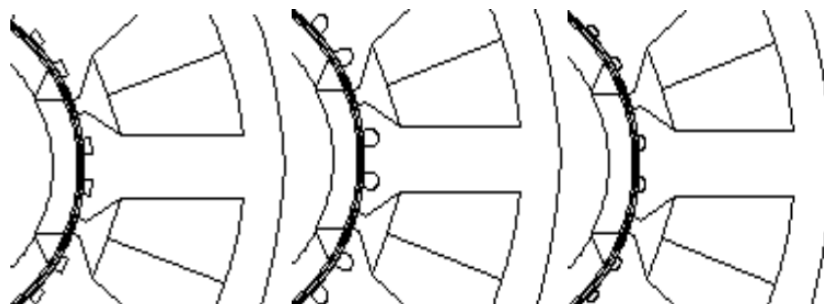
$$w = \left(\frac{n}{F} + 0,14\right) \cdot \lambda \quad (2.7.1)$$



Graf 13: Závislost PRM na šířce magnetu [10]

Graf 13 ukazuje výsledky simulace ze studie [10] a důležitost optimalizace šířky PM.

2.6.2 Tlumící drážky



Obrázek 8: Různé druhy tlumících drážek [10]

Jednou z populárních možností redukce PRM je vytvoření tlumících drážek na statorových zubech. Tento způsob redukce se využívá především na zubových vinutích statoru. Drážky bývají většinou s rovnoměrnými mezerami o stejné šířce, jako šířka otevření drážky. Obecně platí pro tlumící drážky pravidlo, které stanovuje počet tlumících drážek na jednom zubu [8][10]:

$$HCF\{(N_n + 1), N_p\} = 1 \quad (2.7.2)$$

Oproti tomu musí platit, aby nikdy nenastala rovnost:

$$N_n + 1 = N_p \quad (2.7.3)$$

V tomto speciálním případě dojde ke zvýšení původního PRM na všech harmonických řádech.

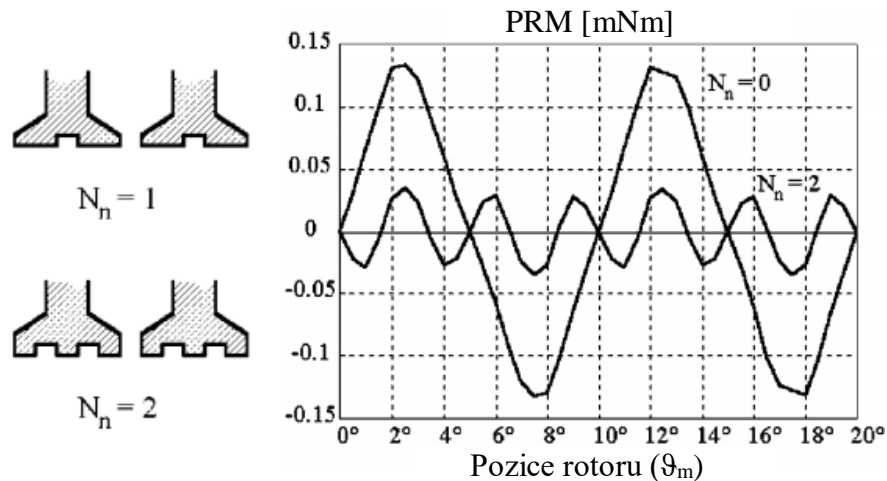
Správnou interakcí tlumících drážek s permanentními magnety na rotoru vzniká další PRM, který má tentokrát periodu danou nikoli roztečí statorových drážek, ale roztečí tlumících drážek tudíž o úhlu [8][10]:

$$\varphi_n = \frac{2\pi}{Q(N_n + 1)} \quad (2.7.4)$$

Kde N_n je počet tlumících drážek na jednom zubu. S odkazem na vztah (2.3.6) je poté PRM dán závislostí [8][10].

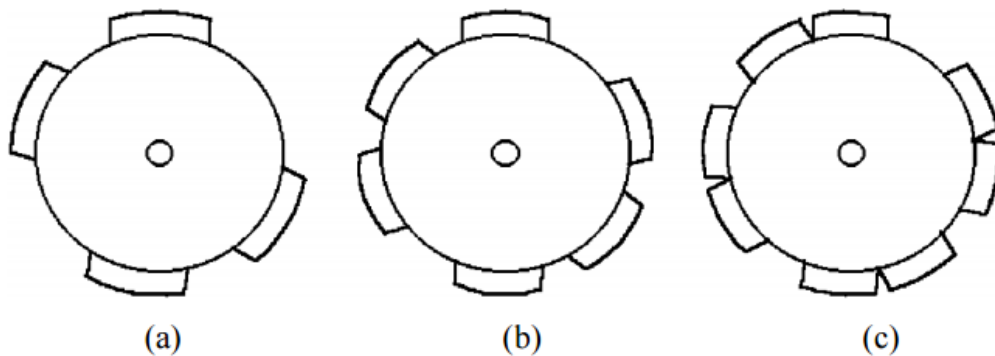
$$M'_{cog}(\vartheta_m) = \sum_{k=1}^{\infty} M_k \sin(kQ(\vartheta_m + \varphi_n) + \varphi_k) \quad (2.7.5)$$

Výsledný PRM je charakterizován především vysokou frekvencí a tyto výsledné vyšší harmonické mají obecně menší základní harmonickou. Druhou možností jak dosáhnout stejného efektu je přidání tlumících zubů do každého otevření jako ve studii [8][10].



Graf 14: a) Provedení tlumících drážek b) Vliv tlumících drážek na PRM [8]

2.6.3 Posunutí magnetů rotoru



Obrázek 9: Ukázky posunutí jednotlivých magnetů: a) $2p=4$ b) $2p=6$ c) $2p=8$ [8]

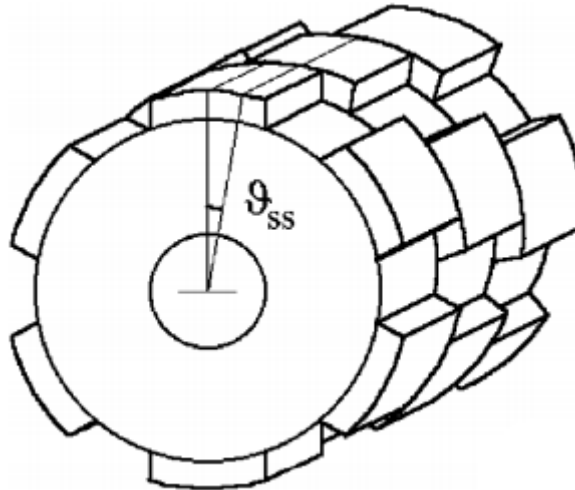
Posunutí magnetů je mnohem populárnější technika než zkosení statorových drážek. Pomocí vytvoření nesymetrie uložení permanentních magnetů je možné značně snížit velikost PRM. Přispění posunutí k PRM se dá pospat [8][10]:

$$M_{cog}(\vartheta_m) = \sum_{j=1}^{2p} \sum_{k=1}^{\infty} M_k j \sin(kQ(\vartheta_m + \varphi_{sh,j}) + \varphi_k) \quad (2.7.6)$$

Pro efektivní snížení PRM je důležité, aby jeden posunutí každého j -tého PM bylo podle úhlu [8]:

$$\varphi_{sh,j} = \frac{2\pi(j-1)}{2pN_pQ} \quad (2.7.7)$$

2.6.4 Zkosení statorových drážek a odstupňování magnetů



Obrázek 10: Ukázka odstupňování magnetů rotoru [8]

Zkosení statorových drážek napomáhá ke snížení PRM. Aby zkosení bylo efektivní, musí být úhel zkosení ϑ_{sk} rovna periodě PRM [8][10]:

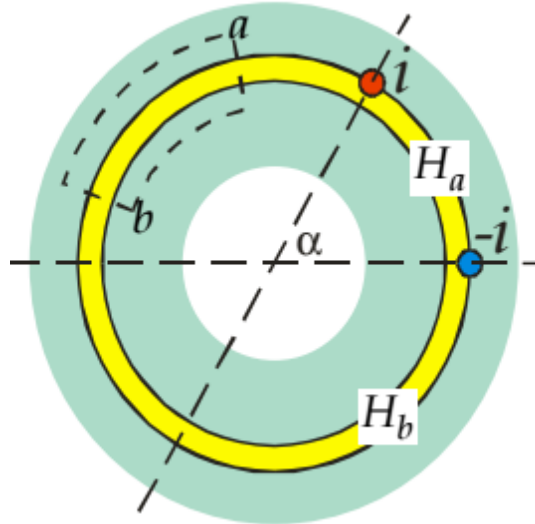
$$\vartheta_{sk} = \frac{1}{N_p} \frac{2\pi}{Q} \quad (2.7.8)$$

PRM je po zkosení motoru, je tudíž eliminováno [8][10]:

$$\begin{aligned} M_{sk} &= \frac{1}{\vartheta_{sk}} \int_0^{\vartheta_{sk}} M_{cog}(\vartheta_m) d\vartheta_m \\ &= \frac{1}{\vartheta_{sk}} \sum_{k=1}^{\infty} \int_0^{2\pi/N_p Q} M_{kN_p} \sin(kN_p Q \vartheta_m + \varphi_{kN_p}) d\vartheta_m = 0 \end{aligned} \quad (2.7.9)$$

2.7 Indukované napětí způsobené permanentními magnety

2.7.1 Odvození funkce magnetické indukce jednoho závitů



Obrázek 11: Tok uvnitř motoru [12]

Základem pro stanovení indukovaného napětí je zapotřebí si stanovit magnetické pole vzniklé z jednoho vodiče.

$$\oint H \cdot dl = \sum i \quad (1.8.1)$$

Integrační cesta prochází dvakrát skrz vzduchovou mezeru v případě, že je uvnitř smyčky zdroj proudu [12].

$$\begin{aligned} \oint H \cdot dl &= H_a \delta + H_{core1} \delta_{core1} - H_{core2} \delta_{core2} - H_b \delta \\ &= 0 \end{aligned} \quad (1.8.2)$$

Vezme-li se v potaz, že železo je ideální magnetický vodič, poté je magnetické napětí vzduchové mezery v obou průchodech stejné:

$$H_a = H_b \quad (1.8.3)$$

Změna v intenzitě magnetického pole vyvolá proud.

$$\oint H \cdot dl = H_a \delta - H_b \delta = i \rightarrow H_a - H_b = \frac{i}{\delta} \quad (1.8.4)$$

Jelikož tok prochází tam i zpátky přes vzduchovou mezeru.

$$\oint H \cdot dS = 0 \rightarrow r l \alpha H_a + r l (2\pi - \alpha) H_b = 0 \quad (1.8.5)$$

Dosadí-li se závislost 1.8.3 do přechodního vztahu dostane se:

$$H_a + \frac{\alpha}{(2\pi - \alpha)} H_a = \frac{2\pi}{(2\pi - \alpha)} H_a = \frac{1}{\delta} \quad (1.8.6)$$

Závislost mezi intenzitou magnetického pole a magnetickou indukcí je známá:

$$B = \mu_0 H \quad (1.8.7)$$

Poté:

$$B_a = \frac{(2\pi - \alpha)\mu_0 i}{2\pi\delta}; \quad B_b = -\frac{\alpha\mu_0 i}{2\pi\delta} \quad (1.8.8)$$

Magnetická indukce ve způsobená jedním závitem je funkcí magnetického toku ϕ a lze jí popsat jako Fourierovu řadu [12]:

$$B(\phi) = B_0 + \sum_{n=1}^{\infty} C_n \cos n \phi \quad (1.8.9)$$

Pro stanovení magnetické indukce se využije cosinové řady:

$$C_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} B(\phi) \cos n \phi d\phi \quad (1.8.10)$$

Jestliže, se stanoví, že původní magnetická indukce $B_0=0$, pak se odvozením vztahu získá:

$$C_n = 2 \frac{B_a - B_b}{\pi n} \sin n \frac{\alpha}{2} \quad (1.8.11)$$

Dosazením vztahů 1.8.8 do předchozího vztahu:

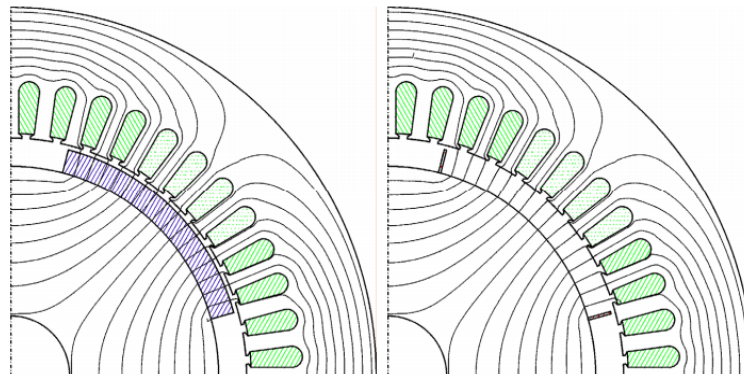
$$C_n = \frac{2\mu_0 i}{\pi\delta} \frac{1}{n} \sin n \frac{\alpha}{2} \quad (1.8.12)$$

Dosazení do vztahu magnetické indukce se získá funkce magnetické indukce:

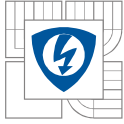
$$B(\phi) = \frac{2\mu_0 i}{\pi\delta} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \sin n \frac{\alpha}{2} \cos n \phi \quad (1.8.13)$$

2.7.2 Magnetická indukce ve vzduchové mezeře motoru s permanentními magnety

Pro stanovení indukovaného napětí se využije odvození magnetické indukce závitu vinutí z předchozí kapitoly. Permanentní magnety se dají nahradit proudovými plechy na kraji. Objem magnetů se dá nahradit vzduchem, jelikož jeho permeabilita je přibližně rovna μ_0 [12].



Obrázek 12: Nahrazení PM proudovými plechy [12]



Pro využití vztahu po magnetickou indukci závitů vinutí je zapotřebí vztahu mezi proudem i a magnetického pole permanentních magnetů. Magnetické napětí z permanentního magnetu je dáno [12]:

$$\int_a^b H \cdot dl = \frac{B_r}{\mu} h = \frac{B_r}{\mu_0} h \rightarrow i = \frac{B_r}{\mu_0} h \quad (1.8.14)$$

Nyní lze stanovit magnetickou indukci způsobenou všema PM. Do rovnice je potřeba zahrnout exponent -1, který stanovuje to, že každý druhý magnet vytváří tok opačného směru [12].

$$B(\phi^r) = \frac{2\mu_0 i B_r h}{\pi \delta \mu_0} \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{1}{n} \sin n \frac{\tau}{2} \right) \sum_{k=0}^{2p-1} (-1)^k \cos n \left(\phi^r - k \frac{\pi}{p} \right) \quad (1.8.15)$$

τ reprezentuje šířku magnetu. Nejdříve se rozdělí vztah na severní a jižní póly.

$$\begin{aligned} & \sum_{k=0}^{2p-1} (-1)^k \cos n \left(\phi^r - k \frac{\pi}{p} \right) \\ &= \sum_{k=0}^{p-1} \cos n \left(\phi^r - k \frac{2\pi}{p} \right) - \sum_{k=0}^{p-1} \cos n \left(\phi^r - \frac{\pi}{p} - k \frac{2\pi}{p} \right) \end{aligned} \quad (1.8.16)$$

Po odvození se dostává finální vztah pro magnetickou indukci ve vzduchové mezeře:

$$B(\phi^r) = \frac{4B_r h}{\pi \delta} \sum_{v=1}^{\infty} \frac{1}{(2v-1)} \sin \left[(2v-1)p \frac{\tau}{2} \right] \cos[(2v-1)p\phi^r] \quad (1.8.17)$$

Kde v je celé číslo. Tato rovnice je odvozená pro plochu rotoru jako referenci. Přetransformujeme-li se vztah k referenci na stator [12].

$$B(\phi^s) = \frac{4B_r h}{\pi \delta} \sum_{v=1}^{\infty} \frac{1}{(2v-1)} \sin \left[(2v-1)p \frac{\tau}{2} \right] \cos[(2v-1)p\phi^s - (2v-1)p\Omega_m t] \quad (1.8.18)$$

2.7.3 Indukované napětí

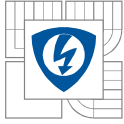
Využije-li se vztah z [12]:

$$e = -2\omega r l N B_n \frac{1}{n} \sin \left(n \frac{\alpha}{2} \right) \cos(\omega t - \gamma_n) \quad (1.8.19)$$

Tato rovnice byla odvozena pro vlnu magnetické indukce:

$$B_r = B_n \sin(n\phi - \omega t + \gamma_n) \quad (1.8.20)$$

Permanentní magnety produkují celou řadu vln, a indukované napětí v cívice je získáno od elektromagnetických polí všech harmonických této řady [12]:



$$e = \frac{8rlhNB_r}{\pi\delta} \Omega_m \sum_{\nu=1}^{\infty} \frac{1}{(2\nu-1)} \sin \left[(2\nu-1)p \frac{\tau}{2} \right] \sin \left[(2\nu-1)p \frac{\alpha}{2} \right] \cos[(2\nu-1)p\Omega_m t] \quad (1.8.21)$$

Základní frekvence se dostane při dosazení za $\nu=1$.

Pro užití vztahu pro indukované napětí je důležité stanovit parametry α a τ . Vzhledem k odporovým ztrátám by měla být základní harmonická indukovaného napětí co největší [12].

$$\frac{1}{(2\nu-1)} \sin \left[(2\nu-1)p \frac{\tau}{2} \right] \sin \left[(2\nu-1)p \frac{\alpha}{2} \right] \quad (1.8.22)$$

Tato součást vztahu určuje velikost jednotlivých harmonických indukovaného napětí. Aby se získala největší základní harmonická indukovaného napětí, musí být:

$$p \frac{\alpha}{2} = \frac{\pi}{2}; p \frac{\tau}{2} = \frac{\pi}{2} \rightarrow \tau = \frac{\pi}{p}; \alpha = \frac{\pi}{p} \quad (1.8.23)$$

Základní harmonická napětí je přiměřená následujícímu faktoru:

$$\zeta = \sin \left(p \frac{\tau}{2} \right) \quad (1.8.24)$$

Objem permanentního magnetu jednoho pólu je:

$$V = \tau l h \left(r_r - \frac{1}{2} h \right) \quad (1.8.25)$$

3 NÁVRH PROTOTYPU STROJE

3.1 Návrh vinutí testovacího stroje

Testovací vzorek synchronního stroje s permanentními magnety na povrchu rotoru je navržen jako skládací přípravek. Rotor bude vyroben ze šesti částí (stejně jak počet pólů), jenž budou mít na sobě jednotlivé chyby uloženy a různým skládáním bude dosahováno požadovaných kombinací.

Při jeho návrhu byl brán ohled zejména na ekonomickou stránku, aby se ušetřily náklady na výrobu. Proto byly pro návrh vybrány, již zadavatelem používané statorové a rotorové plechy a permanentní magnety.

Počet pólů	$2p$ [-]	6
Počet fází	m [-]	3
Počet drážek statoru	Q_s [-]	36
Obsah statorové drážky	S_s [mm ²]	135
Vnitřní průměr statoru	D_{is} [mm]	110
Požadované indukované napětí	U_{ief} [V]	40
Požadované otáčky	n [min ⁻¹]	100
Efektivní délka železa	l_{Fe} [mm]	75

Tabulka 2: Základní parametry navrhovaného stroje

Kvůli ekonomickým důvodům byla zvolena efektivní délka svazku železa 75mm a odpovídá délce tří permanentních magnetů v řadě. Byly zvoleny nízké otáčky, aby bylo možné motor používat jako předváděcí vzorek a změny a vlivy zejména na indukované napětí šlo pozorovat při otáčení motoru pouze lidskou silou.

3.1.1 Výpočet počtu závitů

Při výpočtu se začne stanovením pólové rozteče:

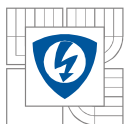
$$\tau_p = \pi \cdot \frac{D_{is}}{2p} = \pi \cdot \frac{110}{6} = 57,6 \text{ mm} \quad (3.1.1)$$

Následně se stanoví úhlová rychlost:

$$\omega = 2 \cdot \pi \cdot \frac{n}{60} = 2 \cdot \pi \cdot \frac{100}{60} = 10,47 \text{ rads}^{-1} \quad (3.1.2)$$

V [2] se doporučuje stanovit velikost první harmonické magnetické indukce uvnitř vzduchové mezeře pro synchronní stroje s kulatým rotorem v rozmezí od 0,8-1,05 T. Jelikož jsou použity na rotoru magnety rovné, není vzduchová mezera konstantní a dochází k mírnému poklesu magnetické indukce ve vzduchové mezeře, jak je popsáno v kapitole 2.4. Nebude se tudíž volit spodní hranice, ale zvolí se vrcholová hodnota první harmonické magnetické indukce:

$$B_{1peak} = 0,92 \text{ T}$$



Počet drážek na pól a fázi je:

$$q = \frac{Q_s}{2p \cdot m} = \frac{36}{6 \cdot 3} = 2 \quad (3.1.3)$$

Dále je nutné stanovit činitel vinutí. Jelikož se jedná o klasické rozložené vinutí s plným krokem a počtem drážek na pól a fázi $q=2$, je činitel vinutí roven pouze činiteli rozlohy. Není zapotřebí činitel počítat a stačí ho lze odečíst z tabulky [9]:

$$k_w = 0,9659$$

Nyní lze vypočítat celkový počet vodičů vinutí jedné fáze [2]:

$$\begin{aligned} N_f &= \frac{U_{ief} \cdot \sqrt{2}}{k_w \cdot \omega \cdot \alpha_{pm} \cdot B_{1peak} \cdot l_{Fe} \cdot \tau_p} \\ &= \frac{40 \cdot \sqrt{2}}{0,9659 \cdot 10,472 \cdot 0,86 \cdot 0,92 \cdot 0,075 \cdot 0,0576} = 1670 \end{aligned} \quad (3.1.4)$$

Jednotlivé cívky fáze budou do sebe zapojeny sériově, jelikož počet závitů při více paralelních větvích by byl na hranici reálného provedení při daných rozměrech. Tudíž počet paralelních větví je:

$$a = 1$$

Z toho lze odvodit počet vodičů v jedné drážce:

$$z_q = N_f \frac{a \cdot m}{Q_s} = 1670 \frac{1 \cdot 3}{36} = 139,17 \Rightarrow 140 \quad (3.1.5)$$

Nyní je zapotřebí udělat korekturu počtů vodičů jedné fáze:

$$N_f = z_q \frac{Q_s}{a \cdot m} = 140 \frac{36}{1 \cdot 3} = 1680 \quad (3.1.6)$$

3.1.2 Výpočet průměru vodiče vinutí

Nyní lze určit průměr vodiče. Pro výpočet průměru, je zapotřebí stanovit činitel plnění mědi drážky. V [2] je doporučeno zvolit činitel plnění mědi do 0,60. Pro navrhovaný stroj je volena horní hranice:

$$k_{pcu} = 0,59$$

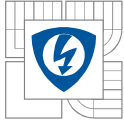
Se známým činitelem plnění mědi je stanoven obsah mědi v drážce:

$$S_{sCu} = S_s \cdot k_{pcu} = 135 \cdot 0,59 = 79,65 \text{ mm}^2 \quad (3.1.7)$$

Obsah jednoho drátu pak je:

$$S_n = \frac{S_{sCu}}{z_q} = \frac{89,1}{140} = 0,5689 \text{ mm}^2 \quad (3.1.8)$$

Průměr jednoho drátu je:



$$D_n = \sqrt{\frac{S_n \cdot 4}{\pi}} = \sqrt{\frac{0,5689 \cdot 4}{\pi}} = 0,8511 \text{ mm} \quad (3.1.9)$$

Obsah jednoho vodiče i s izolací se vezme z firemní převodní tabulky pro vodič o průměru 0,85mm:

$$A_{Cu} = 0,85 \text{ mm}^2$$

3.1.3 Plnění drážky

Se známým obsahem drážky daných plechů je nutné stanovit, zda-li je obsah drážky pro navržené vinutí dostačující.

$$S_v = z_q \cdot A_{Cu} = 140 \cdot 0,85 = 119 \text{ mm}^2 \quad (3.1.10)$$

Vztáhne-li se tato hodnota k ploše drážky:

$$k_{pQ} = \frac{S_v}{S_s} \cdot 100 = \frac{119}{135} = 88 \% \quad (3.1.8)$$

Drážka má dostatečné rozměry pro vinutí, zbývá zde i místo pro drážkovou izolaci.

3.1.4 Možný odebíraný proud

Na základě [2] se zvolí proudová hustota, která poslouží ke stanovení nominálního proudu stroje. Doporučená hodnota u synchronního stroje chlazeného vzduchem je 3-5 A/mm². Pro návrh se zvolí spodní hodnota intervalu:

$$A = 3 \text{ Amm}^{-2}$$

Nyní se stanoví proud fází statoru:

$$I_s = A \cdot S_n = 3 \cdot 0,6364 = 1,7068 \text{ A} \quad (3.1.10)$$

3.1.5 Odpor jedné fáze vinutí

Pro odpor jedné fáze vodiče je zapotřebí zvolit délku čel vinutí. Pro tento návrh se zvolí délka čel vinutí o velikosti 60% délky svazku železa.

$$l_{\zeta} = 0,6 \cdot l_{Fe} = 0,6 \cdot 75 = 45 \text{ mm} \quad (3.1.11)$$

Poté délka jednoho závitu vinutí:

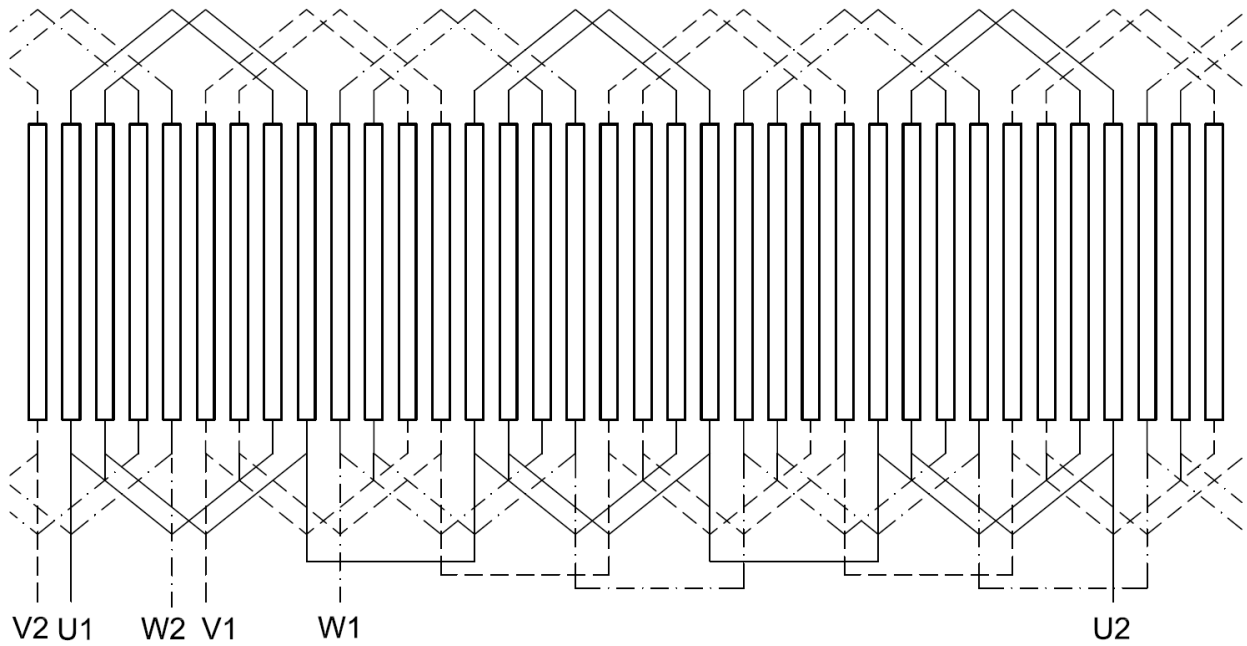
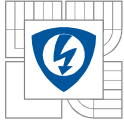
$$l_z = 2 \cdot (l_{Fe} + l_{\zeta}) = 2 \cdot (75 + 45) = 240 \text{ mm} \quad (3.1.12)$$

Vodivost mědi je známá:

$$\sigma = 56 \cdot 10^6 \text{ S}$$

Nyní lze stanovit odpor vinutí jedné fáze

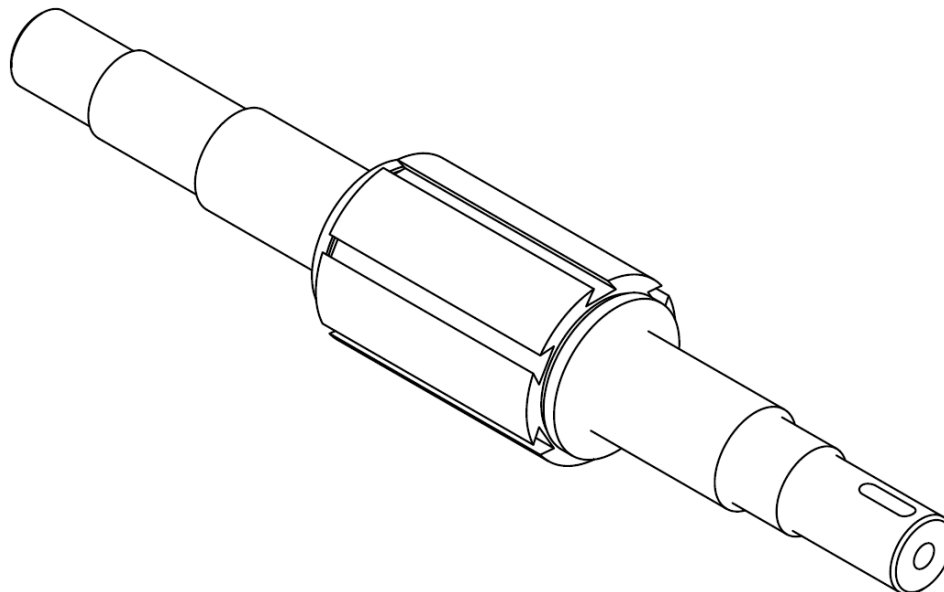
$$R_{Cu} = \frac{\frac{N_f}{2} \cdot l_z}{\sigma \cdot A_{Cu} \cdot k_{pCu}} = \frac{\frac{1680}{2} \cdot 0,24}{56 \cdot 0,85 \cdot 0,59} = 7,19 \Omega \quad (3.1.14)$$



Obrázek 13: Schéma navrženého vinutí

3.2 Mechanický návrh rotoru

3.2.1 Volba základních rozměrů hřídele



Obrázek 14: Model hřídele

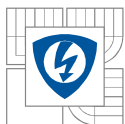
V příloze A je vidět náčrt hřídele. Tato hřídel jen navržená tak, aby se na ni daly ukládat jednotlivé části rotoru, dal se připojit setrvačnick a byla možnost ji připojit k dalšímu stroji.

Základním rozměrem je středová část hřídele s drážkami, kde se budou připojovat jednotlivé svazky plechů rotoru. Tato část je dlouhá 75 mm, což odpovídá délce svazku železa rotoru i statoru. Tento rozměr je volen, jak už bylo zmíněno v předchozí kapitole. Tato délka je rovna rozměru tří magnetů.

Další věci návrhu jsou ložiska. Na náčrtech lze vidět plochy, na které ložisko dosedá. Jsou označeny jako A a B. Na konci hřídele s drážkou na pero, která se bude připevňovat přes spojku k poháněcímu stroji, lze vidět, že uložení ložiska má délku 20mm. Pro tento konec hřídele bylo zvoleno jednořadé kuličkové ložisko z normy ČSN 02 4630 typ 6005 o vnitřním průměru 25mm. Jeho rozměry a rozměry pro jeho uložení lze naléznout v příloze D. Těmto rozměrům pro uložení odpovídá i navazující část hřídele o průměru 29mm. Pro toto ložisko bude vytvořen vlastní domek, tak aby bylo možno jednotlivé rotorové svazky vysouvat i přes ložisko.

Na druhém konci hřídele bude ložisko opět o průměru 25mm. Ovšem je zde již větší plocha pro jeho uložení. Zde již nebude klasické jednořadé ložisko, nýbrž ložiskové těleso. Na tomto konci hřídele již nejsou rozměrová omezení, která by limitovala návrh. Proto je jednodušším řešením použít ložiskové těleso. Jako těleso bylo vybráno těleso od firmy NTN APSB201, jehož rozměry lze nalézt v příloze E.

Na stranách od hlavního tělesa rotoru jsou vidět drážky. Tyto drážky slouží na pojistné kroužky pro hřídele, které brání v pohybu paketu rotoru v axiálním směru. Byly vybrány z normy ČSN 02 2930 o průměru drážky v hřídeli 42,5 mm.



Konce hřídele jsou stanoveny průměrem ložisek a průměrem spojky. Mají průměr menší než vnitřní průměr ložisek, pro jejich jednodušší uložení a zároveň odpovídají průměrům spojek používaných na FEKT VUT-Brno.

3.2.2 Stanovení základních sil

Pro mechanický výpočet hřídele je geometrie hřídele zjednodušena. Jelikož motor nebude pracovat pod zatížením, tak stačí pouze orientační výpočet. Mechanický výpočet je provedený pro dvě různá sestavení. V prvním sestavení je těleso zatíženo pouze vlastní vahou. V druhém sestavení je těleso zatíženo na jednom konci připojeným setrvačником. Důvod tohoto výpočtu je zejména průhyb hřídele. Magnety budou lepeny na rotor s vrstvou lepidla 0,8mm, tudíž průhyb hřídele větší jak 0,2 mm je nežádoucí.

Objem tělesa rotoru	$V_{rot} [cm^3]$	761
Hustota oceli	$\rho_{ocel} [kg.m^{-3}]$	7800
Tíhové zrychlení	$g [m.s^{-1}]$	9,81
Hmotnost tělesa rotoru	$m_{rot} [kg]$	5,94
Hmotnost setrvačnicku	$m_{set} [kg]$	10
Modul pružnosti oceli	$E_{oc} [N.mm^2]$	210000

Tabulka 3: Hodnoty pro mechanický výpočet hřídele a rotoru

Nejdříve je zapotřebí si stanovit síly, které působí na rotor. Jak lze vidět na obrázku XX, na rotor působí síly ve dvou bodech. První síla působí v těžišti rotoru, tudíž u zjednodušené geometrie stroje ve středu mezi ložisky stroje. Tato síla je složena ze dvou složek:

$$F_r = G + M \quad (3.2.1)$$

Kde G zastupuje tíhovou sílu, která představuje působení hmotnosti tělesa rotoru, M představuje magnetický tah neboli jednosměrnou magnetickou sílu působící na rotor.

Tíhovou sílu lze vypočítat z Newtonova gravitačního zákona:

$$G = m_{rot} \cdot g = 5,41 \cdot 9,81 = 53,09N \quad (3.2.2)$$

Tíhovou sílu setrvačnicku taktéž:

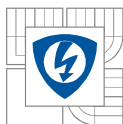
$$F_k = m_{set} \cdot g = 10 \cdot 9,81 = 98,1N \quad (3.2.3)$$

3.2.3 Činitel magnetického tahu

Magnetický tah je dán:

$$M = m \cdot \varepsilon \quad (3.2.4)$$

Kde ε zastupuje excentricitu rotoru, která v tomto případě představuje právě průhyb hřídele, m zastupuje činitel magnetického tahu, jenž lze vypočítat z geometrických rozměrů rotoru v následující tabulce.



Průměr rotoru	D_r [mm]	106,37
Délka železa	l_{Fe} [mm]	75
Pólové krytí	α_{PM} [-]	0,86
Střední průměr vzduchové mezery	D_δ [mm]	109,425
Velikost vzduchové mezery	δ [mm]	1,15
Otevření drážky statoru	b_{qs} [mm]	2,8

Tabulka 4: Hodnoty pro výpočet činitele magnetického tahu

Jako první se určí magneticky zatížený povrch tělesa:

$$p = \pi \cdot D_r \cdot l_{Fe} \cdot \alpha_{PM} = \pi \cdot 10,637 \cdot 7,5 \cdot 0,86 = 216 \text{ cm}^2 \quad (3.2.5)$$

Ke stanovení magnetického tahu je zapotřebí znát ještě indukci ve vzduchové mezeře a tudíž je nutné vypočítat i Carterův činitel. Nejdříve se stanoví drážková rozteč:

$$\tau_{qs} = \pi \cdot \frac{D_\delta}{Q_s} = \pi \cdot \frac{105,35}{36} = 19,1 \text{ mm} \quad (3.2.6)$$

Z drážkové rozteče se vypočte koeficient zohledňující poměr otevření drážky vůči vzduchové mezeře. Jelikož je poměr otevřenosti drážky vůči vzduchové mezeře $b_{qs}/\delta > 1$ lze využít jednoduššího výpočtu:

$$\kappa = \frac{\frac{b_{qs}}{\delta}}{5 + \frac{b_{qs}}{\delta}} = \frac{\frac{0,0028}{0,00115}}{5 + \frac{0,0028}{0,00115}} = 0,3275 \quad (3.2.7)$$

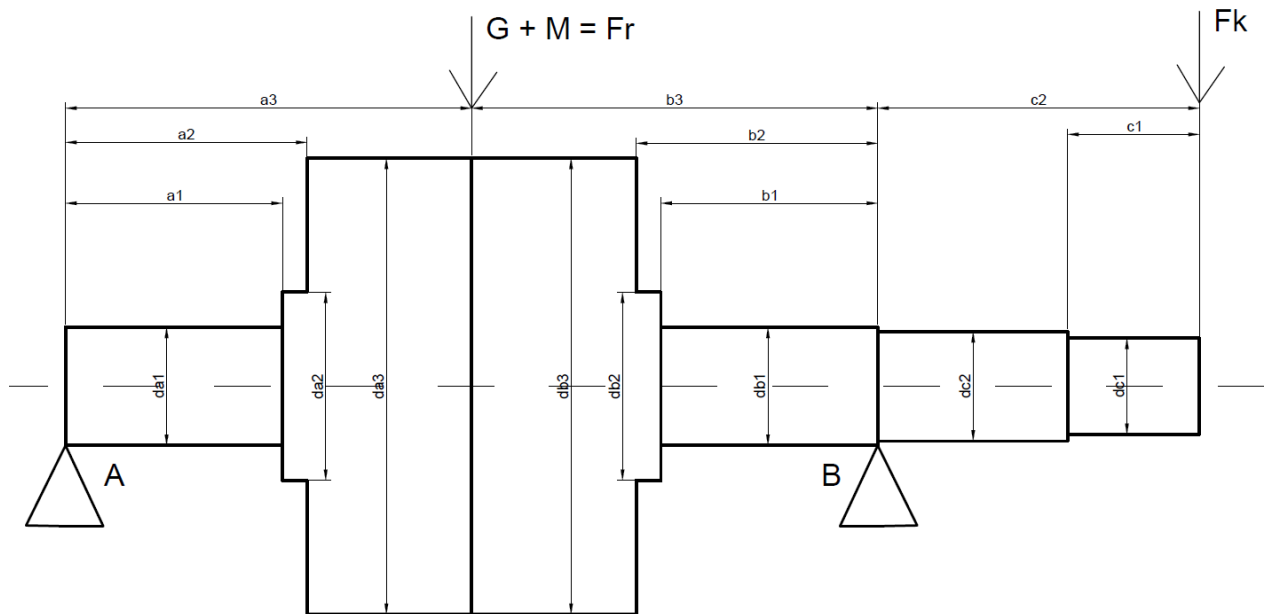
Nyní lze Carterův činitel vypočítat:

$$k_c = \frac{\tau_{qs}}{\tau_{qs} - \kappa \cdot b_{qs}} = \frac{0,0184}{0,0184 - 0,3275 \cdot 0,0028} = 1,0504 \quad (3.2.8)$$

Poté lze již vypočítat činitel magnetického tahu:

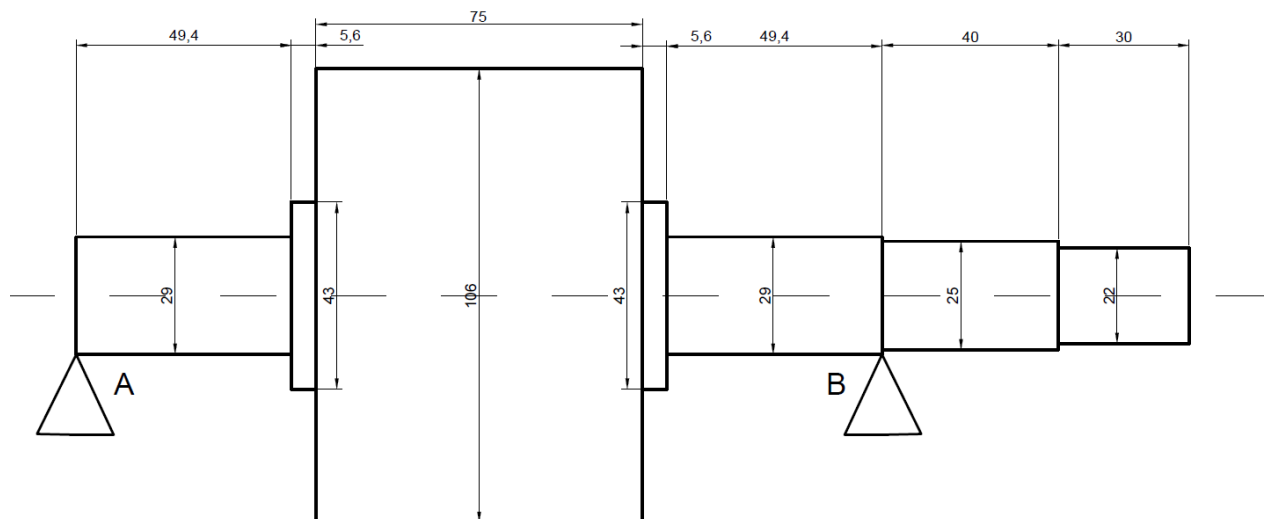
$$m = 2,67 \frac{p \cdot B_{ef}^2}{k \cdot \delta} = 2,67 \frac{216 \cdot 10^{-4} \cdot 0,7^2}{1,0525 \cdot 0,00115} = 23,34 \text{ Nmm}^{-1} \quad (3.2.9)$$

3.2.4 Ekvivalentní momenty setrvačnosti



Obrázek 15: Zjednodušené rozměrové schéma hřídele

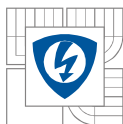
Na obrázku lze vidět jednotlivé rozměry hřídele po jejím zjednodušení pro výpočet. Těžiště tělesa mezi ložisky se díky zjednodušení posunulo do středu, kam při zaokrouhlení hodnot patří i ve skutečné hřídeli. Nejdůležitější pro mechanický výpočet je poloha ložisek vzhledem k poloze těžiště a k místu zatížení na jednom jejím konci, které v tomto případě představuje připojený setrvačnick. Ve středu mezi ložisky, lze vidět sílu působící na těžiště tělesa rotoru mezi ložisky.



Obrázek 16: Rozměrové schéma hřídele

Na obrázku lze vidět jednotlivé rozměry hřídele, které byly použity pro výpočet. Podpůrné stěny ložisek byly vyjádřeny bodově.

Nejdříve je důležité si určit jednotlivé momenty setrvačnosti daných průřezů hřídelí. Kdy je známo, že moment setrvačnosti kruhového průřezu je dán:



$$J_i = \pi \cdot \frac{D_i^2}{64} \quad (3.2.10)$$

Část rotoru	$J_i[\text{mm}^2]$
a1	41,28
a2	90,76
a3	551,55
b1	41,28
b2	90,76
b3	551,55
c1	23,76
c2	30,68

Tabulka 5: Vstupní hodnoty momentů setrvačnosti průřezů hřídele

Nyní lze vypočítat ekvivalentní moment setrvačnosti na vetknutém konci, kde má působit síla vzniklá setrvačnickem.

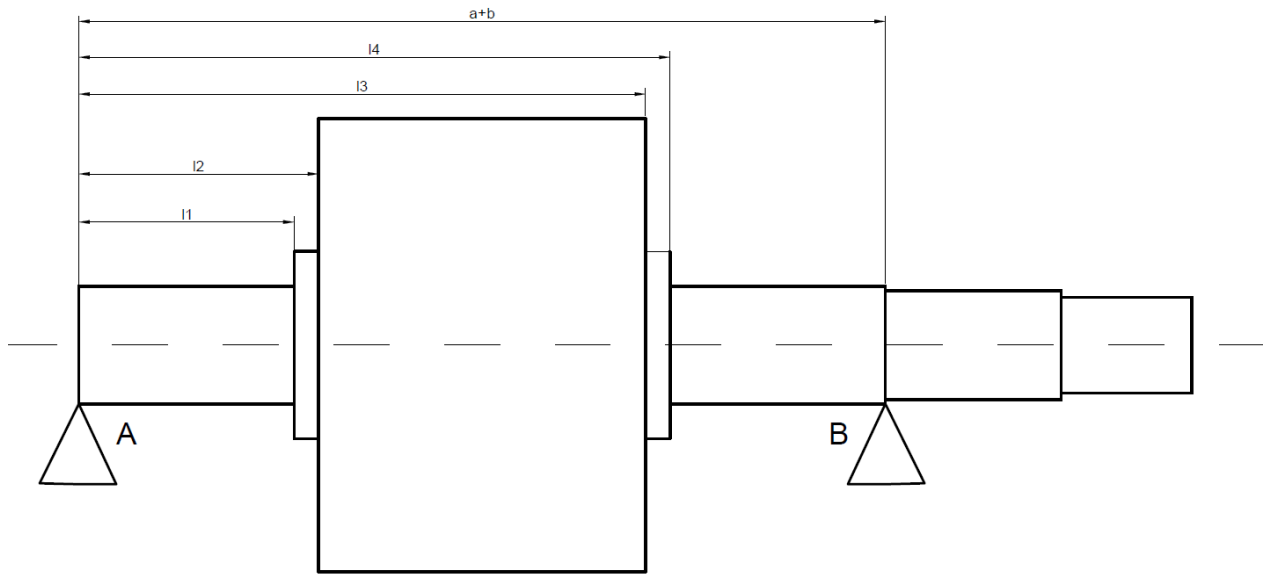
$$J_k = \frac{c^3}{\sum_{i=1}^k \frac{c_i^3 - c_{i-1}^3}{J_i}} = \frac{c^3}{\frac{c_2^3 - c_1^3}{J_{ic2}} + \frac{c_1^3}{J_{ic1}}} \quad (3.2.11)$$

Obdobně se vypočte ekvivalentní moment setrvačnosti pro těleso mezi ložisky pro sílu působící na těžiště F_r .

$$J_{ab} = \frac{a^2 \cdot (a + b)}{\sum_{i=1}^k \frac{a_i^3 - a_{i-1}^3}{J_i} - \frac{a^2}{b^3} \sum_{j=1}^k \frac{b_j^3 - b_{j-1}^3}{J_j}} \quad (3.2.12)$$

$$= \frac{a^3}{\frac{a_3^3 - a_2^3}{J_{ia3}} + \frac{a_2^3 - a_1^3}{J_{ia2}} + \frac{a_1^3}{J_{ia1}} - \frac{a^2}{b^3} \left(\frac{b_3^3 - b_2^3}{J_{ib3}} + \frac{b_2^3 - b_1^3}{J_{ib2}} + \frac{b_1^3}{J_{ib1}} \right)}$$

Nyní je zapotřebí vzít těleso rotoru mezi ložisky z pohledu síly F_k . Jeho ekvivalentní moment setrvačnosti vychází z obrázku xx.



Obrázek 17: Rozměry pro ekvivalentní moment setrvačnosti tělesa mezi ložisky pro F_k
Z Obrázek 17 jsou zřejmé jednotlivé rozměry:

$$l_1 = a_1; l_2 = a + b - b_1 \quad (3.2.13)$$

Na základě těchto rozměrů lze vypočítat ekvivalentní moment setrvačnosti.

$$J_{abk} = \frac{(a+b)^3}{\sum_{i=1}^k \frac{l_i^3 - l_{i-1}^3}{J_i}} \quad (3.2.14)$$

$$= \frac{(a+b)^3}{\frac{(a+b)^3 - l_4^3}{J_{ib1}} + \frac{l_4^3 - l_3^3}{J_{ib2}} + \frac{l_3^3 - l_2^3}{J_{ia3}} + \frac{l_2^3 - l_1^3}{J_{ia2}} + \frac{l_1^3}{J_{ia1}}}$$

J_k [mm ²]	29,99
J_{ab} [mm ²]	351,05
J_{abk} [mm ²]	204,91

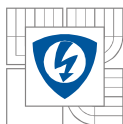
Tabulka 6: Výsledné náhradní momenty setrvačnosti

3.2.5 Příčnickové činitele

Z ekvivalentních momentů setrvačnosti lze stanovit příčnickové součinitele, jenž slouží již k výpočtu průhybu hřídele

$$k_{11} = \frac{a^2 \cdot b^2}{3 \cdot E_{oc} \cdot J_{ab} \cdot (a+b)} \quad (3.2.15)$$

$$k_{12} = k_{21} = \frac{c \cdot a \cdot ((a+b)^2 - a^2)}{6 \cdot E_{oc} \cdot J_{ab} \cdot (a+b)} \quad (3.2.16)$$



$$k_{22} = \frac{c^2 \cdot (a + b)}{3 \cdot E_{oc} \cdot J_{abk}} \cdot \left(1 + \frac{c}{a + b} \cdot \frac{J_{abk}}{J_k} \right) \quad (3.2.17)$$

$k_{11} [\text{mm}^2]$	0,0018
$k_{12} = k_{21} [\text{mm}^2]$	0,0020
$k_{22} [\text{mm}^2]$	0,0252

Tabulka 7: Výsledné příčnickové činitele

3.2.6 Průhyb hřídele

Na základě příčnickových činitelů lze vypočítat průhyb hřídele a to ve dvou bodech, v těžišti mezi ložisky a na konci hřídele se setrvačником.

Průhyb mezi ložisky je vypočítán pro obě možnosti při zatížení na konci se setrvačником i bez setrvačniku. Bez setrvačniku je:

$$w_{rm0} = \frac{G \cdot k_{11}}{1 - m \cdot k_{11}} = \frac{53,09 \cdot 0,0018}{1 - 23,34 \cdot 0,0018} = 0,0991 \text{ mm} \quad (3.2.18)$$

Se setrvačником:

$$w_{rmk} = \frac{G \cdot k_{11} - F_k \cdot k_{12}}{1 - m \cdot k_{11}} = \frac{53,09 \cdot 0,0018 - 98,1 \cdot 0,0020}{1 - 23,34 \cdot 0,0018} = -0,1088 \text{ mm} \quad (3.2.19)$$

Průhyb na konci hřídele zatížené setrvačником:

$$w_k = -(G + m \cdot w_r) \cdot k_{21} + F_k \cdot k_{22} = -(53,09 + 23,34 \cdot (-21834)) \cdot 0,0020 + 98,1 \cdot 0,0252 = 2,37 \text{ mm} \quad (3.2.20)$$

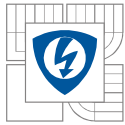
Záporná hodnota průhybu mezi ložisky hřídele značí pouze opačný směr prohnutí hřídele. Vzniká tím, že síla, která působí na volný konec hřídele, působí větším momentem, než síla způsobená tíhou tělesa rotoru. Dochází zde za pomoci páky přes ložisko B k nadzvedávání rotoru setrvačником.

3.2.7 Síla působící na těžiště F_r

Magnetický tah je dán již dříve zmíněným vztahem (3.2.4), kde je definován jako násobek činitele magnetického tahu a excentricity. V tomto případě se nahradí excentricita výše vypočtenou vzduchovou mezerou pro nezatíženou hřídel w_{rm0} .

$$M = m \cdot w_{rm0} = 23,34 \cdot 0,0991 = 2,31 \text{ N} \quad (3.2.21)$$

Výpočet magnetického tahu se setrvačником je stejný, pouze se dosadí průhyb se setrvačником w_{rmk} :



$$M_k = m \cdot w_{rmk} = 23,34 \cdot (-0,1088) = -2,54 \text{ N} \quad (3.2.22)$$

Nyní lze vypočítat sílu působící mezi ložisky na těžiště stroje, jak již bylo zmíněno ve vztahu (3.2.1):

$$F_r = G + M = 53,09 + 2,31 = 55,40 \text{ N} \quad (3.2.23)$$

Pro možnost se setrvačником:

$$F_{rk} = 50,55 \text{ N} \quad (3.2.24)$$

3.2.8 Reakce v ložiscích

Reakce v ložiscích vychází z rovnováhy momentů na jednotlivých ložiscích, kdy se celkový součet momentů působících na jedno ložisko musí rovnat nule. Rovnováha momentů působících na ložisko B:

$$\sum M_{iB} = 0 \rightarrow F_r \cdot b - F_k \cdot c - R_A(a + b) = 0 \quad (3.2.25)$$

Rovnováha momentů působících na ložisko A:

$$\sum M_{iA} = 0 \rightarrow -F_r \cdot a - F_k \cdot (a + b + c) - R_B(a + b) = 0 \quad (3.2.26)$$

Vyloučením reakční síly z rovnováhy momentů v ložisku B se dostane při zanedbání síly setrvačnicku:

$$R_A = \frac{F_r \cdot b}{a + b} = \frac{55,40 \cdot 92,5}{92,5 + 92,5} = 27,70 \text{ N} \quad (3.2.27)$$

Vyloučením reakce v ložisku A se dostane:

$$R_B = \frac{F_r \cdot a}{a + b} = \frac{55,40 \cdot 92,5}{92,5 + 92,5} = 27,70 \text{ N} \quad (3.2.28)$$

Vezme-li se v potaz i síla setrvačnicku:

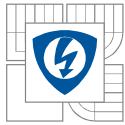
$$R_A = \frac{F_r \cdot b - F_k \cdot c}{a + b} = \frac{55,40 \cdot 92,5 - 98,1 \cdot 100}{92,5 + 92,5} = -11,84 \text{ N} \quad (3.2.29)$$

Vyloučením reakční síly z rovnováhy momentů v ložisku B se dostane při zanedbání síly setrvačnicku:

$$R_B = \frac{F_r \cdot b - F_k \cdot (a + b + c)}{a + b} = \frac{55,40 \cdot 92,5 - 98,1 \cdot (92,5 + 92,5 + 70)}{92,5 + 92,5} = 161,76 \text{ N} \quad (3.2.30)$$

3.2.9 Kritické otáčky

Z mechanického hlediska představuje rotor elektrického stroje pružnou soustavu, jenž je reprezentován příčnickem mezi dvěma stabilními body. Každá taková soustava má vlastní hodnotu



vlastních kritických transversálních kmitů. V tomto případě nastává resonance a roste amplituda kmitů až do okamžiku poruchy motoru. Kritické otáčky se stanoví:

$$\begin{aligned}\omega_k &= \sqrt{\frac{g \cdot (1 - m \cdot k_{11})}{G \cdot k_{11}}} \\ &= \sqrt{\frac{9,81 \cdot (1 - 23,34 \cdot 0,0018)}{53,09 \cdot 0,0018}} \\ &= 9,95 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}\end{aligned}\tag{3.2.31}$$

Přepočtou-li se úhlová rychlost na otáčky:

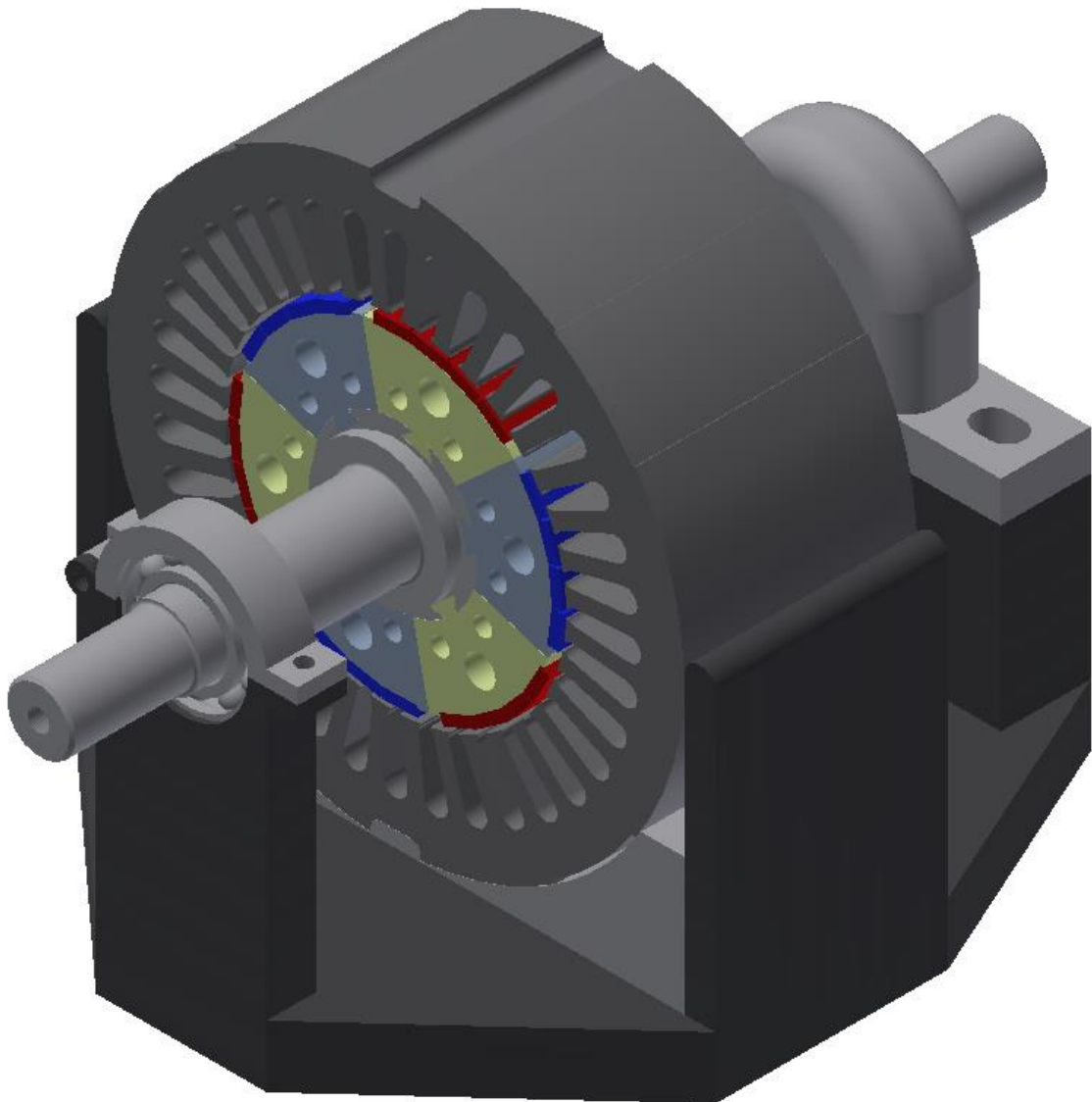
$$n_k = \omega_k \frac{60}{2 \cdot \pi} = 9,47 \frac{60}{2 \cdot \pi} = 94,99 \text{ min}^{-1}\tag{3.2.32}$$

Každý elektrický stroj musí mít navržen rotor tak, aby jeho provozní otáčky ležely mimo otáčky kritické. Je vidět, že navržený stroj má pracovní otáčky nad otáčkami kritickými. Z hlediska mechanického je tato hřídel takzvaná „pružná“ nebo „nadkritická“. Pro pružné hřídele platí, aby byl poměr mezi provozními a kritickými otáčkami:

$$\frac{n_{pmin}}{n_k} \geq 1,42\tag{3.2.33}$$

Ovšem tyto kritické otáčky lze zanedbat hned z několika důvodů. Jelikož se stroj pohybuje v nízkých provozních otáčkách, amplituda kmitů narůstat téměř nebude. Výpočet neobsahuje vliv setrvačnicku na mechanické kmitání hřídele. Jelikož jeho hmotnost je vůči hmotnosti rotoru téměř dvojnásobná, tak bude způsobovat při nízkých otáčkách značné tlumení mechanických kmitů a posune kritické otáčky na přijatelnou hranici.

3.3 Vzhled prototypu



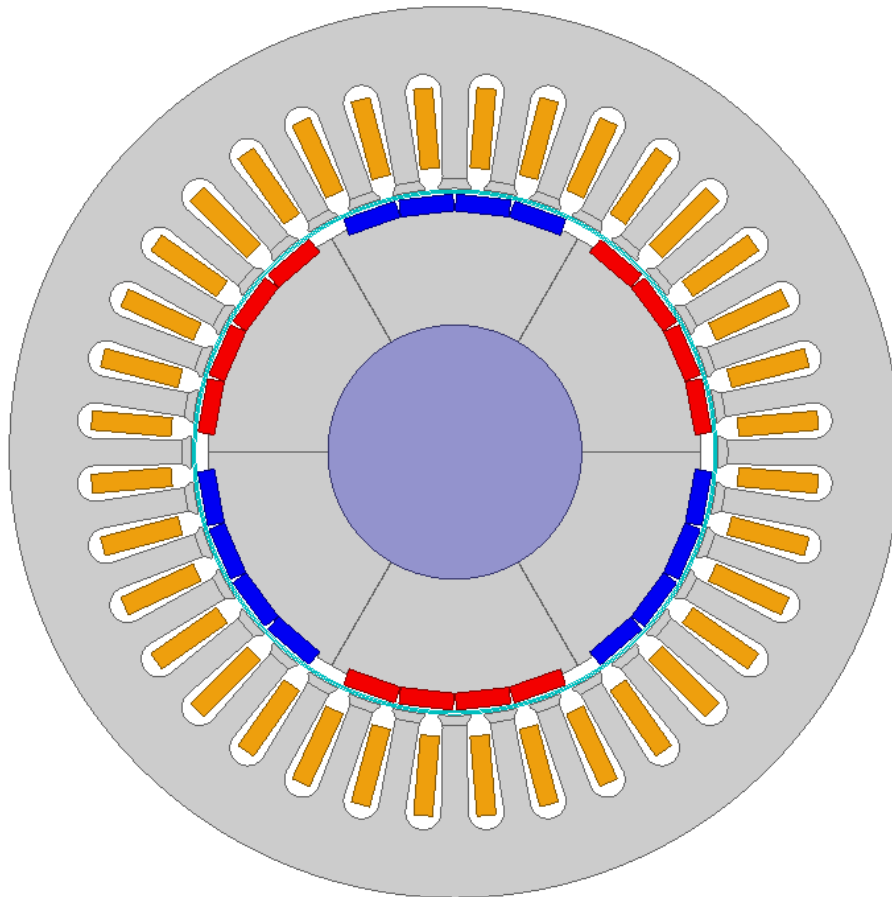
Obrázek 18: Vzhled prototypu

Na Obrázek 18 lze pozorovat, jak by měl výsledný prototyp vzhledově vypadat. Lze si určitě povšimnout, že rotor je sestaven ze šesti částí. Na přední straně je ukázán jednoduchý ložiskový domek. Pro vysunutí jedné části rotoru se domek otevře, aby se svazek mohl bez zábrany vysunout. Na zadní straně je vidět pouze reprezentaci ložiskového domku. Bude zde použit již zmiňovaný ložiskový domek od NTN. Není zapotřebí, aby se tento domek otevíral. Stator bude stát na části podstavce, jenž bude kopírovat jeho vnější tvar. Tato část podstavce bude s největší pravděpodobností vyrobena 3D tiskem. Bližší pohled na sestavu lze nalézt v příloze C.

4 2D PARAMETRICKÝ MODEL

Jako motor pro simulace byl vybrán navržený stroj v přechodí kapitole. Rotor a jeho segmentace odpovídají náčrtům v příloze B. Některé prvky z náčrtu byly zanedbány, jako montážní díry a drážky na připojení k hřídeli, jelikož na velikost simulací nebudou mít vliv a byly v simulacích nahrazeny. Původní rotorové plechy obsahovali bariéry toku, které bránili tomu, aby se tok uzavíral přes hřídel stroje. V modelu kvůli jednoduchosti tyto bariéry chybí, tudíž byl materiál hřídele zadefinován z nemagnetické oceli, aby se tok uvnitř rotoru uzavíral skrz vzduchové mezery mezi jednotlivými částmi rotoru.

Základem modelu je vytvořený parametrický model rotoru stroje. Model je plně rozměrově parametrický. Mezi základní vlastnosti tohoto modelu patří volnost pohybu všech magnetů v radiálním a tečném směru. Z hlediska rozměrů magnetů lze u každého magnetu měnit výšku a šířku. A z hlediska magnetizace, lze upravovat i vlastnosti samotného magnetu, jeho sílu a směr jeho magnetizace.

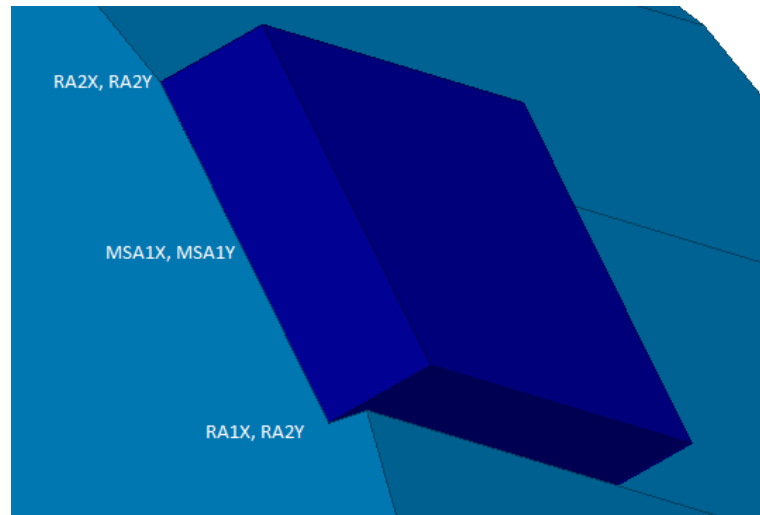


Obrázek 19: Parametrický model motoru

Tento parametrický model byl vytvořen kvůli svojí komplikovanosti pomocí Visual Basic skriptu. Byl zvolen skript, protože na rozdíl od konstrukčních programů, které jsou vhodnější k vytvoření parametrických modelů jednotlivých kusových částí, je skript vhodný k vytvoření složitějších geometrií, kde se opakuje více obdobných geometrií. V tomto případě, kdy je na rotoru uloženo 24 magnetů, je skript ideálním řešením.

Základem vytvoření parametrického modelu je nadefinování základních parametrů, od kterých se bude rozvíjet celý model. Jelikož model je parametrický hlavně z hlediska geometrie, tak základní parametry jsou průměr, rotoru a základní úhly. Konstrukční prostředí v Maxwellu funguje na souřadnicovém systému, proto jsou všechny body definovány souřadnicemi x, y, z.

4.1 Definice základních bodů magnetu



Obrázek 20: Definice základních souřadnic jednotlivých bodů rotoru

Na Obrázek 20 lze vidět, jak jsou definovány základní body rotoru. Nejedná se nyní o krajní body magnetu, ale o krajní body plochy, na kterou magnety dosedají. Na základě těchto bodů se následně vykreslí jeho rotoru.

```
' Definice souřadnice: RA1X
-----
oDesign.ChangeProperty Array("NAME:AllTabs", Array("NAME:LocalVariableTab", Array("NAME:PropServers",
"LocalVariables"), Array("NAME:NewProps", Array("NAME:RA1X", "PropType:=", "VariableProp", "UserDef:=",
true, "Value:=", "rR*cos(alfav)"))))
' Definice souřadnice: RA1Y
-----
oDesign.ChangeProperty Array("NAME:AllTabs", Array("NAME:LocalVariableTab", Array("NAME:PropServers",
"LocalVariables"), Array("NAME:NewProps", Array("NAME:RA1Y", "PropType:=", "VariableProp", "UserDef:=",
true, "Value:=", "rR*sin(alfav)"))))
```

Obrázek 21: Definice základních proměnných rotoru

Jelikož je zapotřebí simulovat špatné uložení magnetů pouze rovinně xy, není potřeba složitě definovat souřadnice z pro každý bod zvlášť, ty zůstanou pro jednotlivé roviny jako konstanty.

Při tvoření magnetů je ovšem zapotřebí postupovat jinak. Základní body rotoru se využily k vypočtení středových bodů magnetů a ploch, na které dosedají.

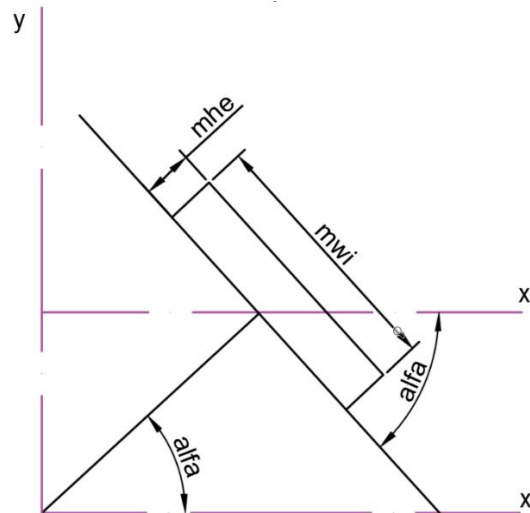
```
' Definice souřadnice: MSA1X
-----
oDesign.ChangeProperty Array("NAME:AllTabs", Array("NAME:LocalVariableTab", Array("NAME:PropServers",
"LocalVariables"), Array("NAME:NewProps", Array("NAME:MSA1X", "PropType:=", "VariableProp", "UserDef:=",
true, "Value:=", "RA1X+((RA2X-RA1X)/2)"))))
```

Obrázek 22: Definice středového bodu magnetu

Definice středového bodu spodní roviny magnetu je důležitá z hlediska následující parametrizace rozměrů magnetů, protože z hlediska složitosti vytváření modelu je jednodušší mít

vykreslování každého magnetu založené na jednom úhlu a přičítat hodnoty vypočtené pomocí sinu a cosinu jednoho úhlu, než přepočítávat jednotlivé úhly.

4.2 Rozměrová parametrizace a polohová parametrizace



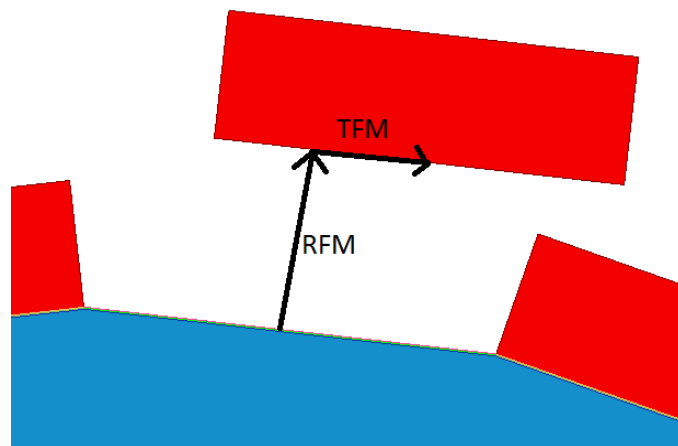
Obrázek 23: Parametrizace rozměrů a pohybu magnetu

Na Obrázek 23 lze vidět, že pro parametrizaci se využívá úhel, který svírá úsečka spojující střed magnetu se středem motoru a osa x.

Na základě středových bodů, známých rozměrů a úhlu, jenž svírá magnet se středem soustavy, lze definovat souřadnice X, Y některého z vnějších bodů magnetu následovně

$$X \rightarrow MSX \pm \frac{mwi}{2} \cdot \sin(\alpha) + mhe \cdot \cos(\alpha) + RFM \cdot \cos(\alpha) + TMF \cdot \sin(\alpha) \quad (4.2.1)$$

$$Y \rightarrow MSY \pm \frac{mwi}{2} \cdot \cos(\alpha) + mhe \cdot \sin(\alpha) + RFM \cdot \sin(\alpha) + TMF \cdot \cos(\alpha) \quad (4.2.2)$$



Obrázek 24: Ukázka vlivu radiální a tangenciální chyby na uložení magnetu

4.3 Parametrizace magnetizace

Následující rovnice ukazují, jak se vytváří špatný směr magnetizace magnetů. Pro magnetizaci je zapotřebí stanovit magnetizaci v kartézských souřadnicích. Tudíž se rozloží vektor magnetizace na složky x a y :

$$X \rightarrow \pm \cos((b_m - 1)\alpha_p + (2b_m - 1)\alpha_v + (c_m - 1) \cdot \alpha_m + \frac{\alpha_m}{2} + \alpha_d) \quad (4.3.1)$$

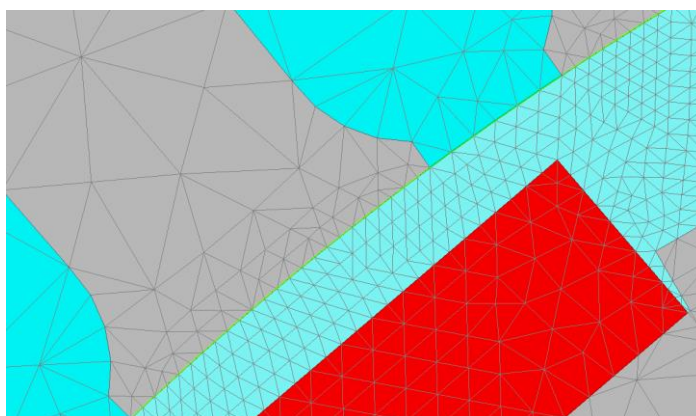
$$Y \rightarrow \pm \sin((b_m - 1)\alpha_p + (2b_m - 1)\alpha_v + (c_m - 1) \cdot \alpha_m + \frac{\alpha_m}{2} + \alpha_d) \quad (4.3.5)$$

Oproti tomu změna velikosti magnetizace (síly) magnetu se definuje pouhou konstantou, jíž se roznásobí koercitivní intenzita magnetického pole a remanentní magnetická indukce ve vlastnostech magnetu.

4.4 Optimalizace sítě konečných prvků ve vzduchové mezeře

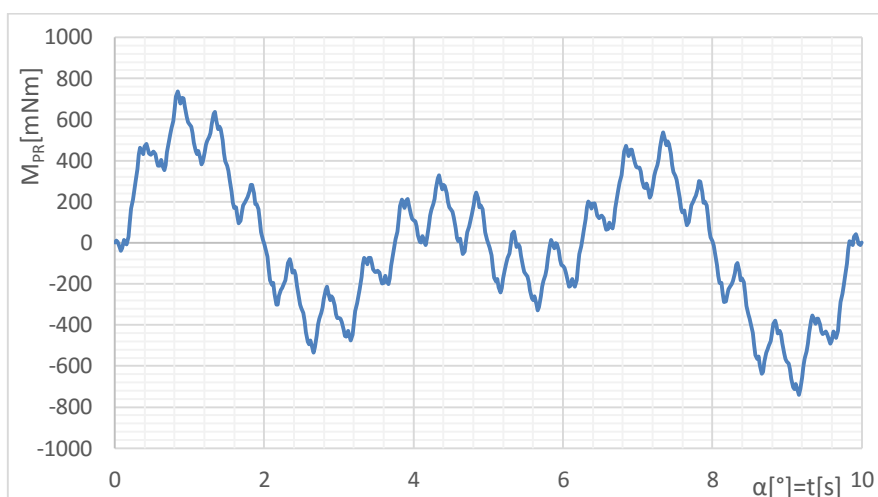
Při výpočtu musí model zůstat v celku, i když je motor šestipólový a dalo by se využít periodických okrajových podmínek. Model nelze zjednodušit jeho výpočet na 1/6 stroje, protože chyby uložení PM do něj zanáší nesymetrii a hlavním účelem této práce je zkoumat extrémní stavy, kdy dochází k největší nesymetrii. Je tudíž zapotřebí, aby síť konečných prvků byla co nejeftektivnější.

Jedním z problémů vytváření modelu pro stanovení PRM je optimalizace sítě konečných prvků. Standartní praxí je vytvořit síť konečných prvků ve vzduchové mezeře, tak aby napříč vzduchové mezery byly alespoň 3 elementy.



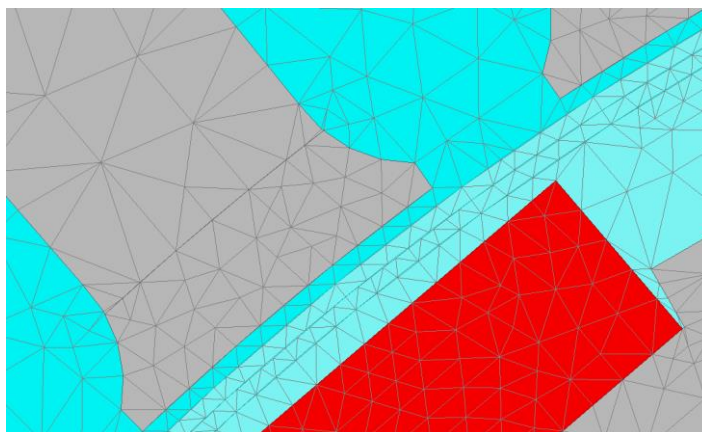
Obrázek 25: Původní síť konečných prvků vzduchové mezery

Tady tato síť je ovšem není vhodná pro simulaci PRM. Výsledný průběh PRM je poté následující:



Graf 15: Průběh PRM bez optimalizované sítě

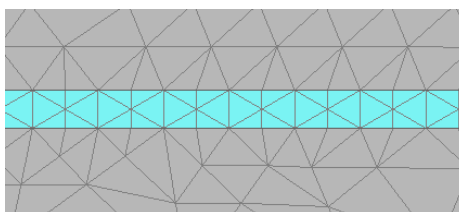
Jak lze vidět na grafu, je zde značný vliv obsahu vyšších harmonických na průběh PRM.



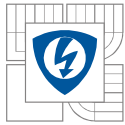
Obrázek 26: Optimalizovaná síť konečných prvků ve vzduchové mezeře

Na Obrázek 26 lze vidět optimalizovanou síť konečných prvků. Lze vidět dva pásy elementů, které jsou pevně připevněny ke geometrii kružnic, na kterých leží. Principiálně se jedná o to, že ve skutečnosti s pohybem rotoru dochází ke změně sítě vzhledem k pohybující se geometrii. Vytvořením těchto dvou pásů ležících na třech kružnicích dochází k vytvoření statických elementů, které se s pohybem rotoru nemění. Touto úpravou se průběh PRM vyhladí, jak lze půjde vidět na následující kapitole.

Pro správnost simulací je ještě zapotřebí, aby byla zdefinována i síť ve vzduchové mezeře mezi jednotlivými částmi rotoru. Je důležité, aby v této vzduchové mezeře byl alespoň jeden bod sítě. Síť konečných prvků počítá i s body na v polovině mezi dvěma krajními body elementů.



Obrázek 27: Síť konečných prvků mezi částmi rotoru



5 SIMULACE

Pro určení vlivu jednotlivých chyb uložení permanentních magnetů byly provedeny simulace pouze na 2D modelu. Zkoumaly se jednotlivé chyby a jejich možná rozmístění na jednom pólu stroje, jelikož jejich možné rozmístění na rotoru, který má v 2D 24 magnetů, má celkově, když se vezme v potaz pouze jeden chybný a jeden poruchový stav magnetu, 2^{24} možných kombinací.

1. Bezchybné nastavení
2. Odsazení magnetu
3. Chybná směrová magnetizace magnetu
4. Snížená magnetizace magnetu

Práce byla pojata se zvláštním postupem. Zkoumání vlivu jednoho magnetu postrádá smysl. Proto je zapotřebí, aby studie byla provedena systematicky a statisticky. Proto je studie zaměřená na jeden pól stroje, který je složen ze 4 magnetů a u něhož jsou zkoumány kombinace vždy jedné chyby na všech magnetech. Ze simulací budou následně vybrány nejvlivnější kombinace, u kterých budou zkoumány průběhy magnetických indukcí ve vzduchové mezeře, vliv na PRM a vliv na indukovaná napětí. Finálním krokem je využití nejvlivnějších kombinací a na všech 6 pólech zkoumat vliv jejich kombinací.

Pro efektivnost a časovou náročnost výpočtu byly kombinace vzhledem k ose pólu a motoru symetrické z nastavení modelu vyřazeny.

Všechny výsledné hodnoty harmonických analýz jsou zkoumány jako rozdíl chybného a bezchybného nastavení modelu. Tudiž je vždy zobrazována pouze změna PRM a indukovaného napětí.

Model není buzený napětím ani proudem do statoru. Pro sledování PRM je virtuálně roztáčen na otáčky $1 \text{deg} \cdot \text{s}^{-1}$ po dobu deseti sekund, díky čemuž je možné sledovat parazitní reluktanční moment. Tento pohyb odpovídá rotaci o jednu drážkovou rozteč, která je podle vztahu (2.2.2) periodou PRM.

Pro sledování indukovaného napětí je rotor roztáčen na otáčky, na které bylo navrženo vinutí v kapitole 2, tudíž na 100rpm.

Je důležité zdůraznit, že v simulacích zkoumaných chyb je upravován vždy jeden pól stroje a chyby, které se mohou zdát z pohledu jednoho pólu zanedbatelné, mohou v celém stroji při vyšší četnosti nabýt na důležitosti.

5.1 Bezchybné nastavení

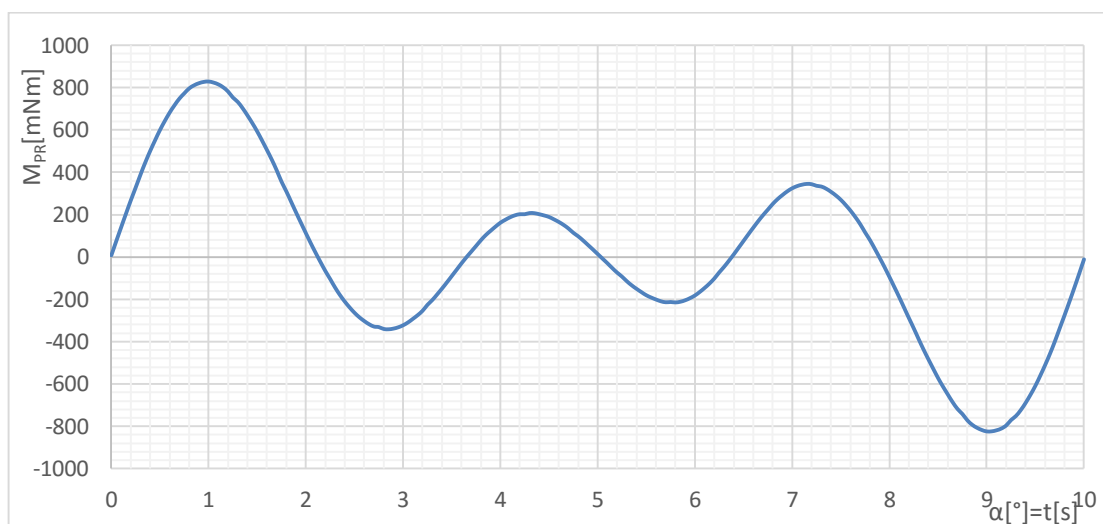
Jako první simulace proběhlo bezchybné nastavení, které slouží ke srovnávání ostatních chybových nastavení. Jak lze vidět po optimalizaci sítě konečných prvků ve vzduchové mezeře byl průběh PRM zcela vyhlazen.

	$M_{PR,p2p}[Nm]$	$U_{i,rms}[V]$
FL	1,65	37,42

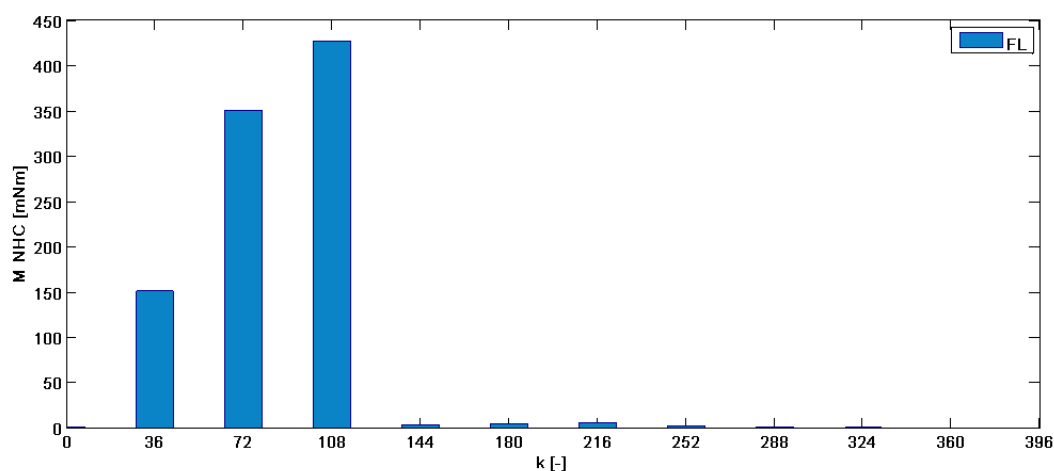
Tabulka 8: Hodnoty bezchybného nastavení PRM

Levý sloupec v tabulkách výsledků simulací vždy značí značení dané kombinace v následujících grafických závislostech

U PRM je nejvhodnější pro srovnávání hodnota „špička-špička“. Tato hodnota přímo souvisí se zvlněním momentu při běžném chodu, jelikož se PRM s momentem sčítá.



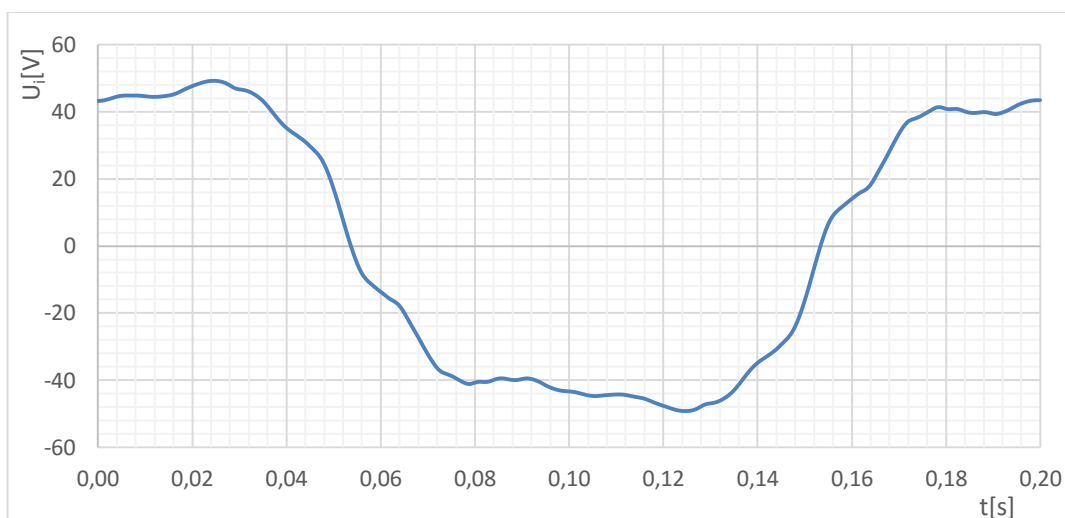
Graf 16: Průběh PRM - Bezchybné nastavení



Graf 17: Harmonická analýza PRM - Bezchybné nastavení

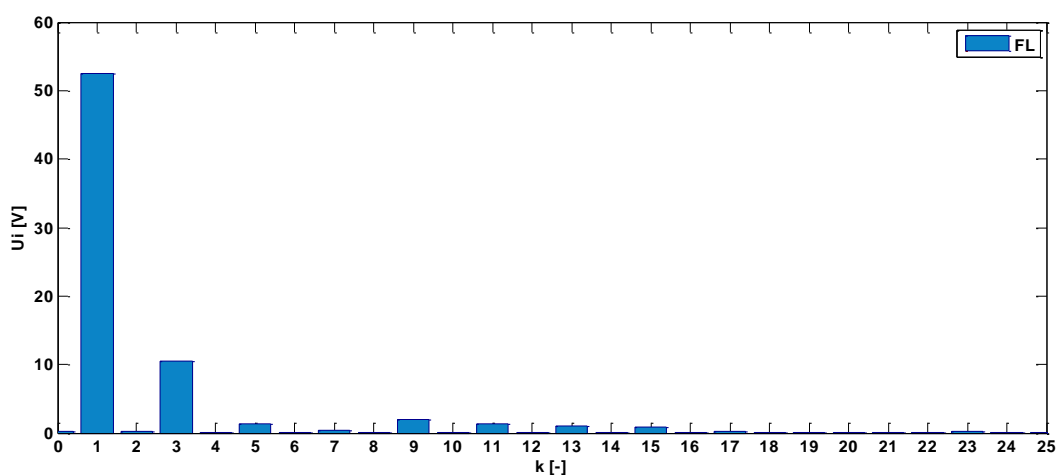
Jak lze vidět z grafů, PRM se projevuje na každé 36. harmonické. Tato skutečnost odpovídá vztahu (2.2.7). U bezchybného nastavení se jedná o složku původní popsanou rovnicí (2.2.5), která se projevuje pouze na nejmenších společných násobcích počtu drážek statoru a počtu pólů stroje.

Při pohledu na jednotlivé složky harmonického rozložení, lze identifikovat jejich původ. 36. harmonická je harmonická způsobená drážkováním statoru. 72. harmonická je s největší pravděpodobností způsobena interakcí ocelových výstupků na rotoru na ukotvení magnetů s drážkováním statoru a největší složka 108. harmonická je způsobena pravděpodobně interakcí mezer, které vytváří segmentace magnetických pólů s drážkami statoru.



Graf 18: Průběh indukovaného napětí

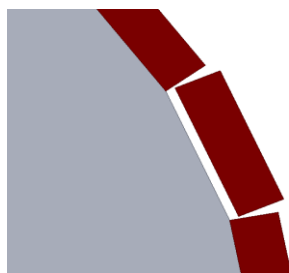
Z Graf 18 lze vidět, že výsledný průběh indukovaného napětí odpovídá návrhu vinutí stroje v kapitole 2.1. Z Tabulka 8 je vidět, že napětí je nižší než předpokládaných 40V při návrhu vinutí. Tato skutečnost je způsobena tím, že ve výpočtu není zahrnuta vzduchová mezei jednotlivými svazky železa rotoru a ani vliv rovných magnetů na magnetickou indukci ve vzduchové mezeře popisovaný v kapitole 1.5.



Graf 19: Harmonická analýza indukovaného napětí bezchybného nastavení

Z harmonické analýzy je zřejmé, že na tvar indukovaného napětí má vliv především 1. a 3. harmonická. 3. harmonická je způsobena tím, že tvar magnetické indukce má spíše obdélníkový průběh než sinusový.

5.2 Odsazení magnetu



Obrázek 28: Odsazení PM:

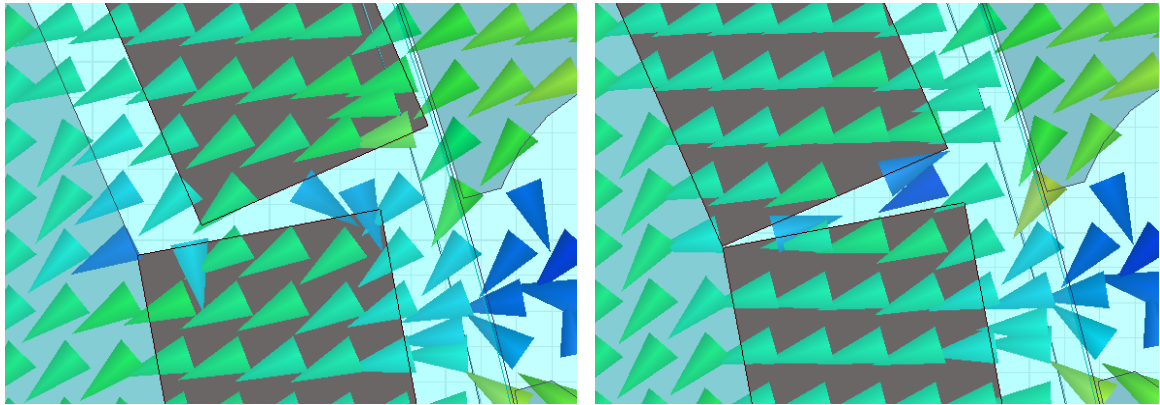
Odsazení je chyba, která může vzniknout, použije-li se více lepidla, než je zapotřebí, čímž dojde k tomu, že vznikne vrstva mezi rotorem a statorem s permeabilitou blízkou permeabilitě vakua. Vezme-li se v potaz velikost vzduchové mezery 1,15mm a průhyb rotoru přibližně 0,1mm zbyde 1,05mm vzduchové mezery pro odsazování magnetů. S připočítáním vlivu excentricity rotoru, která může při montáži a výrobě nastat, a pojistnou rezervou, jsou simulace prováděny s odsazením 0,8mm.

	MA1	MA2	MA3	MA4	$M_{PR,p2p}$ [Nm]	$U_{i,rms}$ [V]
GL1	0	0	X	0	1,65	37,42
GL2	0	X	X	0	1,59	37,4
GL3	0	0	0	X	2,4	37,45
GL4	X	0	0	X	3,01	37,47
GL5	0	X	0	X	2,39	37,43
GL6	X	X	0	X	2,86	37,44
GL7	0	0	X	X	2,21	37,44
GL8	0	X	X	X	2,2	37,41
GL9	X	X	X	X	2,71	37,43

Tabulka 9: Tabulka kombinací odsazení permanentních magnetu

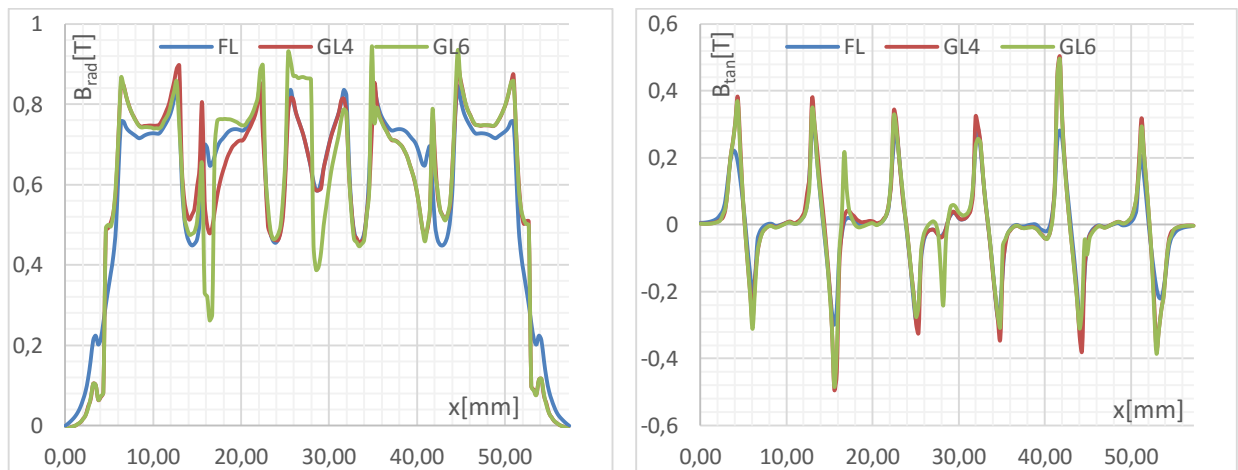
V Tabulka 9: Tabulka kombinací odsazení permanentních magnetu

jsou kombinace, které byly simulovány a jejich vliv na hodnotu PRM a indukovaného napětí. Sloupce MA1-MA4 značí jednotlivé magnety pólu, X daný magnet ovlivněných chybou. Celkem mohlo vzniknout 2^4 kombinací, ovšem po vyřazení symetrických zbyde pouze 9. Chyba odsazení se z hlediska uzavírání magnetického toku projevuje zejména vytvořením značných výkyvů v průběhu magnetické indukce ve vzduchové mezeře. Permanentní magnety, i když jejich permeabilita byla v kapitole 1.8 srovnávána s permeabilitou vakua,



Obrázek 29: Uzavírání toku při odsazení magnetu

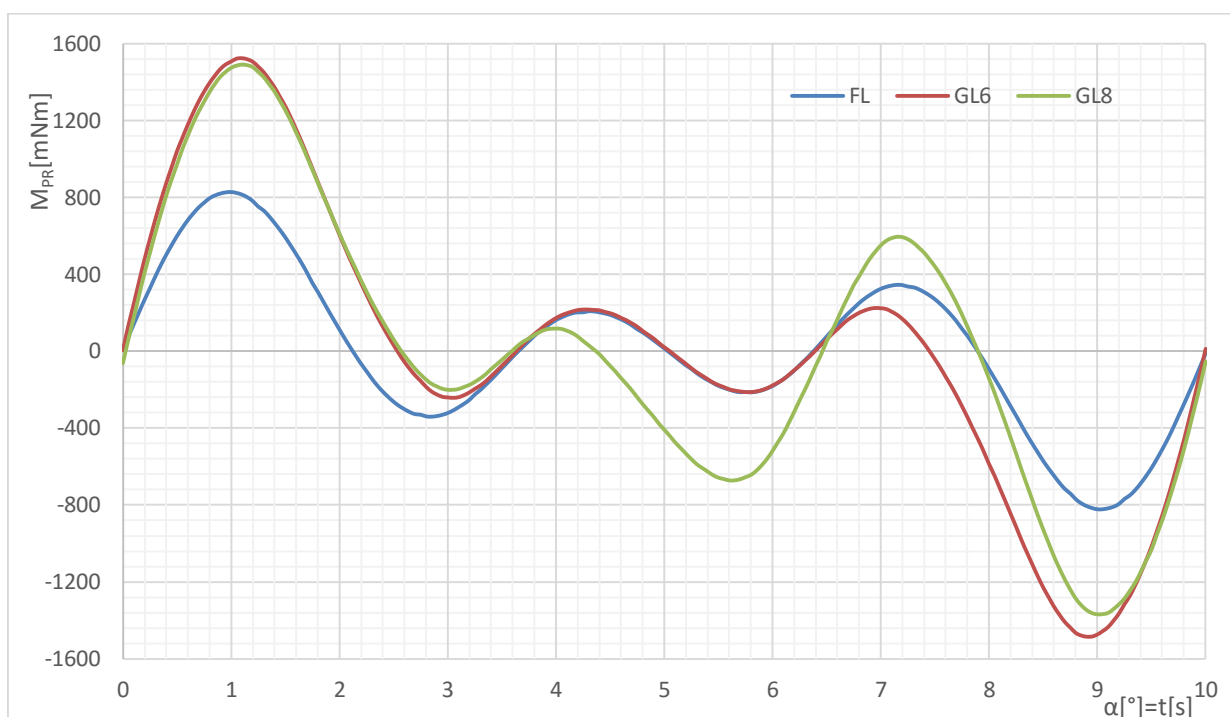
usměrňují svým charakterem proudového zdroje magnetický tok, aby se jimi primárně uzavíral. Což znamená, že v případě odsazení část magnetického toku správně uloženého magnetu přechází a uzavírá se vždy o vedlejší odsazený permanentní magnet. Tento jev způsobí velké výkyvy v průběhu magnetické indukce, jak lze vidět na Graf 20.



Graf 20: Magnetická indukce ve vzduchové mezeře radiální a tangenciální složka – odsazení magnetu

Odsazení permanentního magnetu je chyba, která může nejjednodušeji vzniknout a má obecně nejvyšší vliv na velikost PRM. Hodnoty v Tabulka 9: Tabulka kombinací odsazení permanentních magnetu

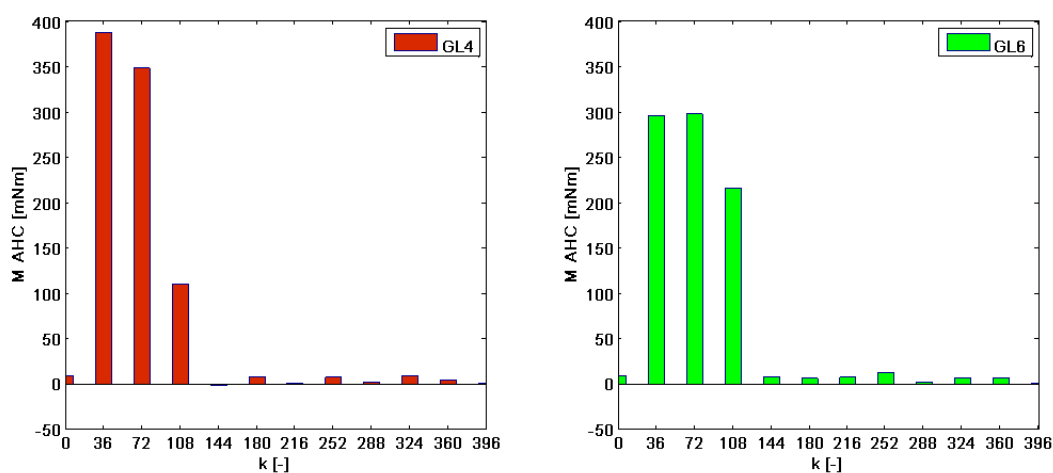
a průběhy PRM ukazují, že hodnoty PRM při vybraných případech odsazení dosahují téměř dvojnásobných špičkových hodnot.



Graf 21: Průběh PRM - Odsazení magnetu

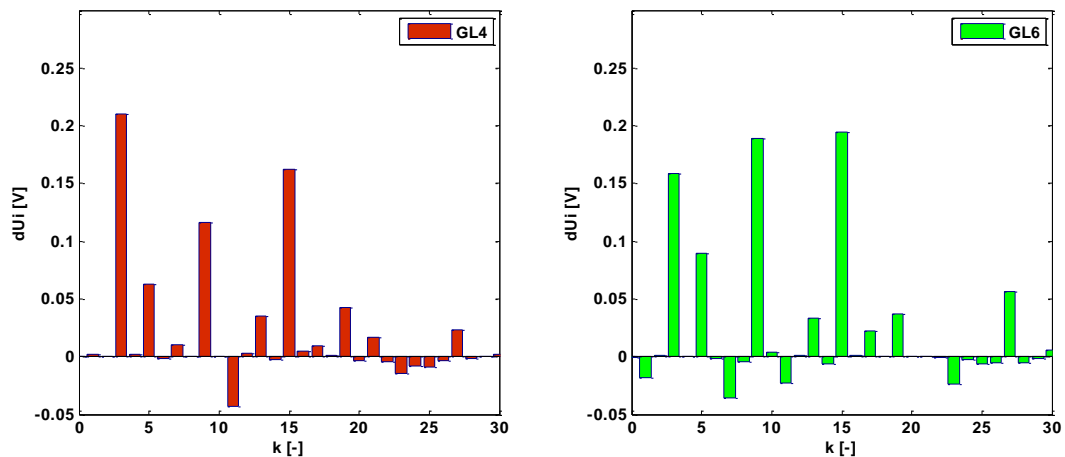
Na Graf 21 je možné si i povšimnout jejich podobnosti se skutečným uložením magnetů. Je vidět, že průběh PRM se skládá ze čtyř vln, kde každá vlna představuje jeden magnet pól. Lze tudíž konstatovat vzhledem k výsledkům simulací, že u dané konstrukce je špičková hodnota PRM způsobena právě dvěma krajními magnety. U kombinace GL6 a FL jsou průběhy středově symetrické, jelikož i uložení magnetů je vzhledem k ose jednoho pólu symetrické. U kombinace GL8 je již tato symetrie narušena, jelikož ani nejsou chyby na pólu symetricky uspořádány. Tento jev je blíže prozkoumán v následující podkapitole.

Harmonická analýza na následujícím Graf 22 ukazuje přídatnou složku PRM popsanou rovnicí (2.2.6). Lze si na harmonické analýze ověřit správnost modelu a výpočtu. Je opět vidět, že přídatná složka se projevuje na každé 36. harmonické PRM, což odpovídá počtu drážek statoru podle (2.2.8)



Graf 22: Přídatná složka PRM – Odsazení magnetu

Z Graf 22 lze taktéž vypořádat chování PRM vzhledem k chybám. Lze vidět, že odsazení magnetů od rotoru vytváří přídatnou složku PRM na stejných harmonických řádech, jako je složka původní. Tudíž nerozsířují frekvenční spektrum PRM. S počtem magnetů, na které je chyba odsazení magnetů aplikována, jsou ovlivněny více vyšší harmonické. Kombinace GL4 ovlivňuje především 36. a 72. harmonickou, oproti tomu má kombinace GL6 téměř dvojnásobný přírůstek 108. harmonické oproti GL4.

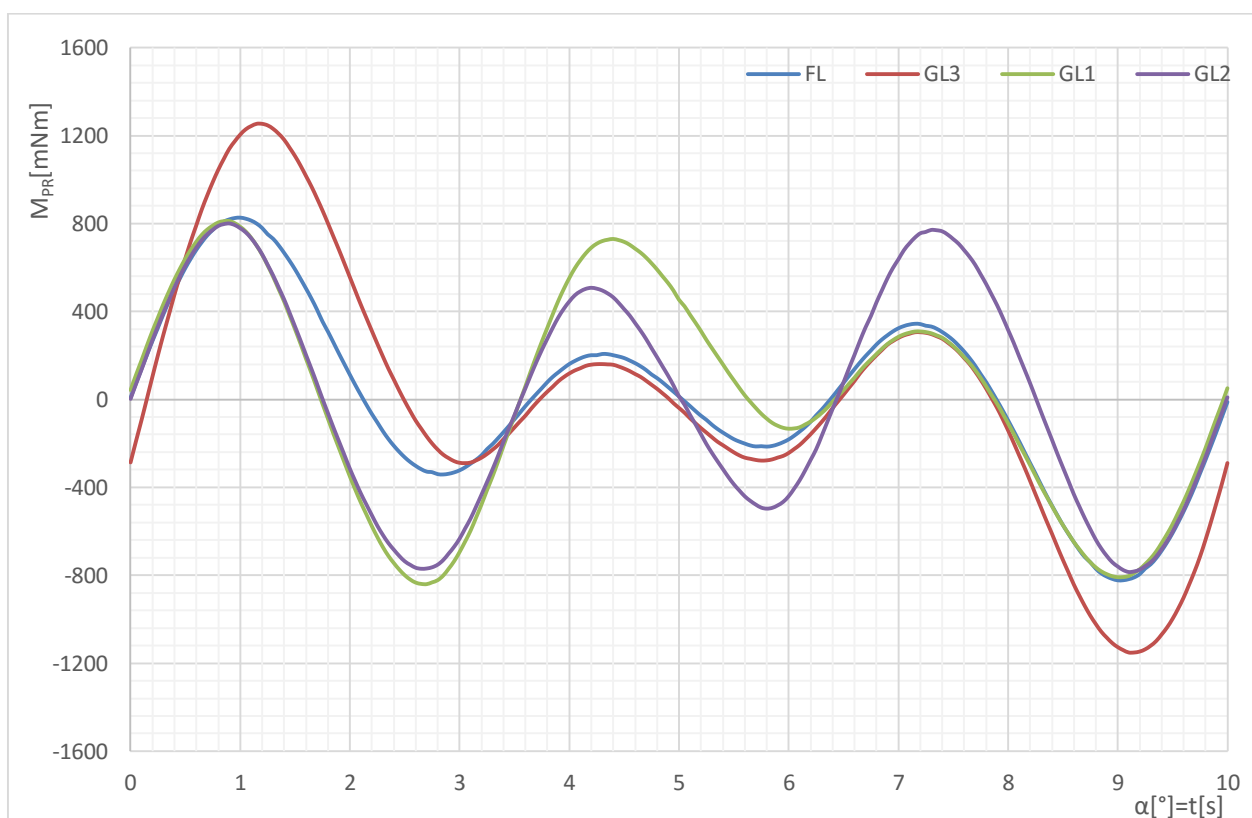


Graf 23: Přírůstky jednotlivých harmonických indukovaného napětí - Odsazení magnetu

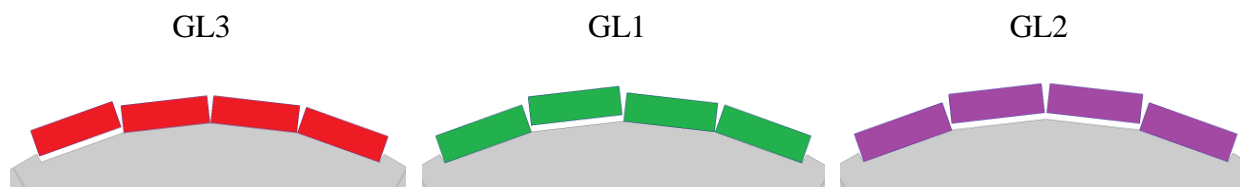
Analýza ukazuje ovlivnění jednotlivých harmonických indukovaného napětí. Lze vidět, že i když se odsazují dva nebo tři magnety jsou stále ovlivněny stejné harmonické, ovšem u obou kombinací v jiné míře. Obdobně jako u harmonické analýzy PRM s rostoucím počtem ovlivněných magnetů jsou ovlivňovány vyšší harmonické.

5.2.1 Závislost mezi odsazením a průběhem PRM

U Graf 21 byl již zmíněn vliv symetrie na průběh PRM. Pro lepší pozorování tohoto jevu byl vytvořen Graf 24. Na grafu jsou zobrazeny další chyby odsazení, na kterých lze zřetelně pozorovat závislost toho, který magnet je odsazen a kterou část průběhu ovlivňuje.



Graf 24: Průběhy PRM - vliv odsazení



Obrázek 30: Realizace chyb odsazení

Porovná-li se Obrázek 30: Realizace chyb odsazení s Graf 24, je zřetelné, že zde existuje vztah mezi magnetem, který je odsazený a určitou částí jedné periody průběhu PRM.

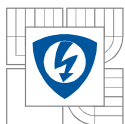
Tento vztah, lze využít k identifikaci chyb uložení z průběhů PRM. Průběh nestanoví, který pól obsahuje chybu, ale podá informaci, že např. je jeden z krajních magnetů odsazený.

Obdobně lze využít i symetrii průběhu. U bezchybného průběhu a průběhu symetrických chyb, by měl být průběh jedné periody PRM středově souměrný. Když naměřený průběh PRM je středově nesouměrný, signalizuje to chybu.

5.3 Chybná směrová magnetizace magnetu

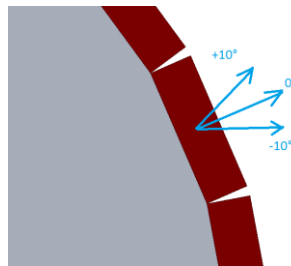
Chybná směrová magnetizace je jedinou chybou, kde magnet nabývá tří různých stavů, bezchybného, upravený směr o $+10^\circ$ a -10° . všechny tři stavy jsou ukázány na Obrázek 31. Tím vzniká 3^4 neboli 81 možných kombinací, kterých po odstranění symetrických kombinací zůstane 45.

MA1	MA2	MA3	MA4	$M_{PR,p2p}$ [Nm]	$U_{i,rms}$ [V]
-----	-----	-----	-----	-------------------	-----------------



MFS1	-10	-10	-10	-10	1,64	37,34
MFS2	0	-10	-10	-10	1,60	37,38
MFS3	10	-10	-10	-10	1,56	37,40
MFS4	-10	0	-10	-10	1,64	37,38
MFS5	0	0	-10	-10	1,60	37,41
MFS6	10	0	-10	-10	1,55	37,44
MFS7	-10	10	-10	-10	1,62	37,36
MFS8	0	10	-10	-10	1,58	37,40
MFS9	10	10	-10	-10	1,54	37,42
MFS10	-10	-10	0	-10	1,65	37,37
MFS11	0	-10	0	-10	1,62	37,42
MFS12	10	-10	0	-10	1,56	37,43
MFS13	-10	0	0	-10	1,64	37,41
MFS14	0	0	0	-10	1,60	37,46
MFS15	10	0	0	-10	1,56	37,47
MFS16	-10	10	0	-10	1,63	37,40
MFS17	0	10	0	-10	1,59	37,45
MFS18	-10	-10	10	-10	1,67	37,36
MFS19	0	-10	10	-10	1,62	37,40
MFS20	10	-10	10	-10	1,58	37,41
MFS21	-10	0	10	-10	1,65	37,39
MFS22	0	0	10	-10	1,61	37,44
MFS23	-10	10	10	-10	1,64	37,38
MFS24	0	10	10	-10	1,60	37,43
MFS25	-10	-10	-10	0	1,69	37,31
MFS26	0	-10	-10	0	1,65	37,36
MFS27	-10	0	-10	0	1,67	37,35
MFS28	0	0	-10	0	1,64	37,39
MFS29	-10	10	-10	0	1,66	37,34
MFS30	0	10	-10	0	1,63	37,39
MFS31	-10	-10	0	0	1,70	37,36
MFS32	0	-10	0	0	1,66	37,40
MFS33	-10	0	0	0	1,68	37,39
MFS34	-10	10	0	0	1,67	37,38
MFS35	-10	-10	10	0	1,71	37,33
MFS36	0	-10	10	0	1,67	37,38
MFS37	-10	0	10	0	1,69	37,37
MFS38	-10	10	10	0	1,69	37,36
MFS39	-10	-10	-10	10	1,72	37,25
MFS40	10	-10	-10	10	1,64	37,31
MFS41	-10	0	-10	10	1,71	37,29
MFS42	-10	10	-10	10	1,69	37,27
MFS43	-10	-10	0	10	1,74	37,29
MFS44	-10	0	0	10	1,72	37,33
MFS45	-10	-10	10	10	1,75	37,27

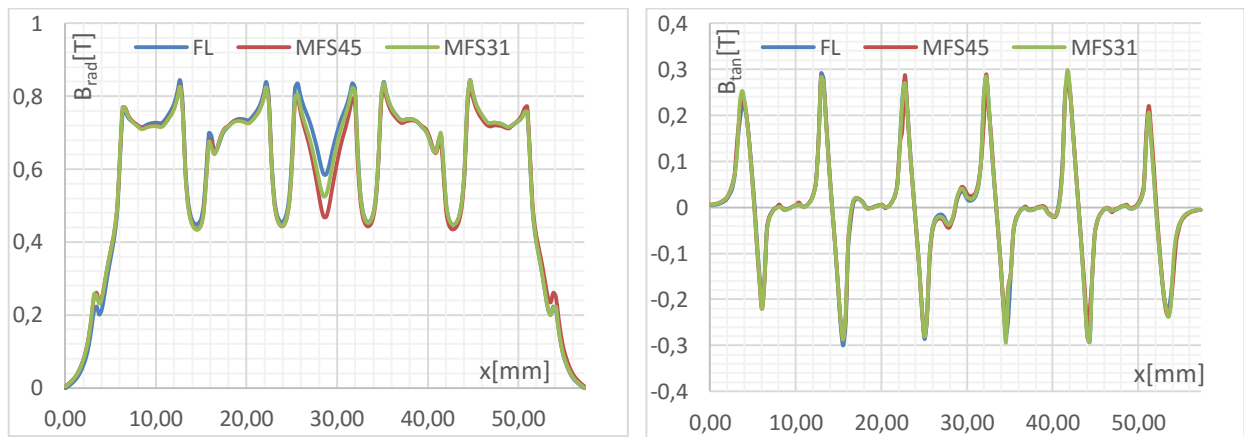
Tabulka 10: Tabulka kombinací při chybné směrovosti magnetizace magnetu



Obrázek 31: Chybná směrová magnetizace magnetu

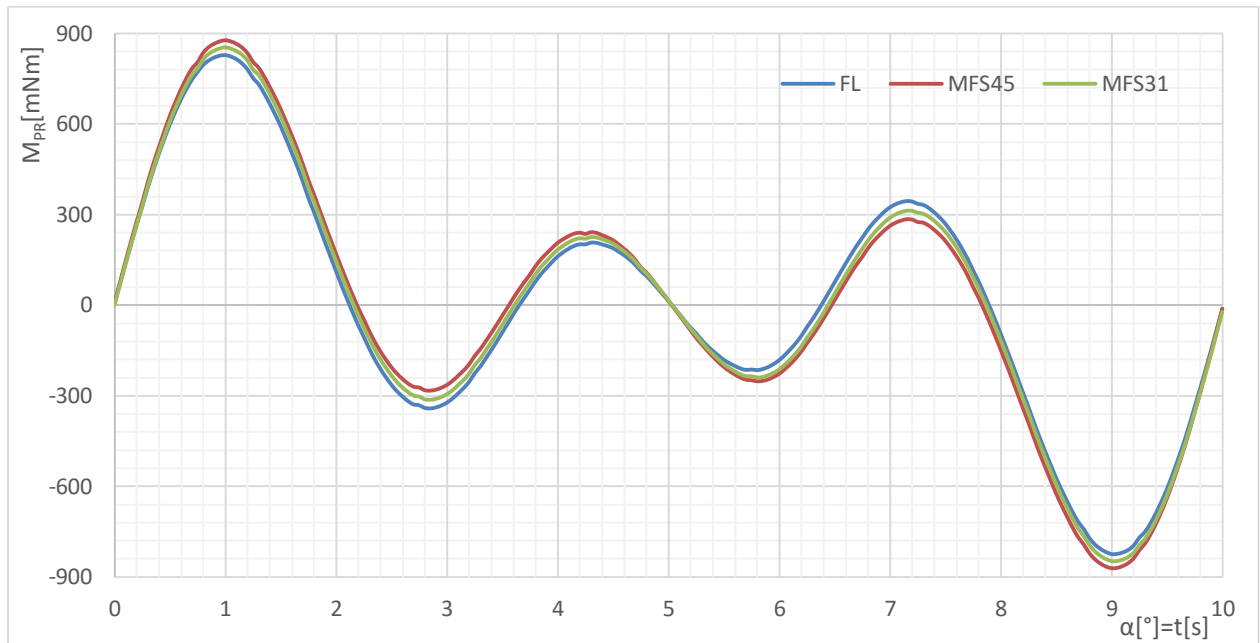
Na tTabulka 9: Tabulka kombinací odsazení permanentních magnetu

je vidět, že většina simulací způsobuje stejný PRM jako v případě bezchybného nastavení a velké množství kombinací dokonce PRM mírně snižuje. Kombinace nejvíce ovlivňující průběh PRM jsou ty, které magnetickou indukce ve vzduchové mezeře zvětšují nad okraji pólu a nad středem pólu dochází k propadu indukce. Tento jev lze pozorovat na Graf 25.



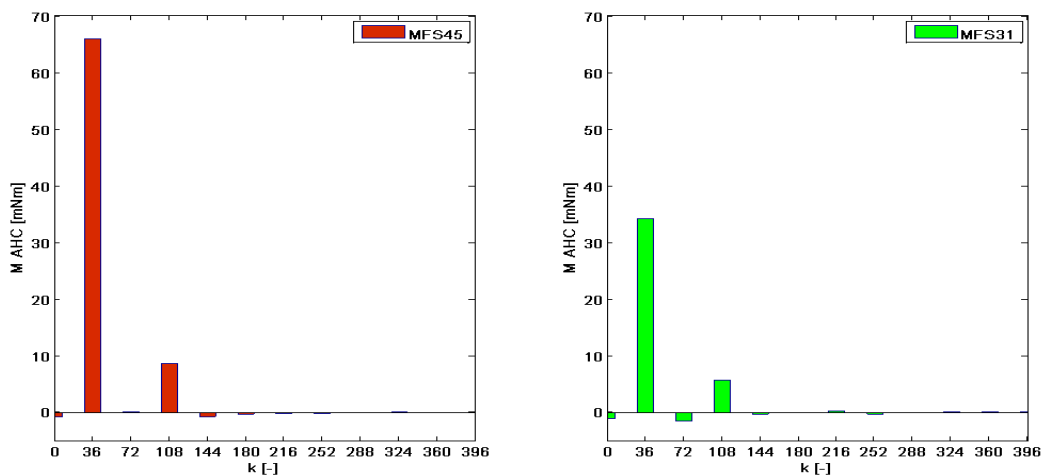
Graf 25: Magnetická indukce ve vzduchové mezeře radiální a tangenciální složka – chybná směrová magnetizace

Na Graf 26 lze vidět, že vzhledem k chybě odsazení, je vliv špatné magnetizace na průběh PRM minimální. Již zde nelze pozorovat stejný jev na symetrii jak u chyby odsazení.



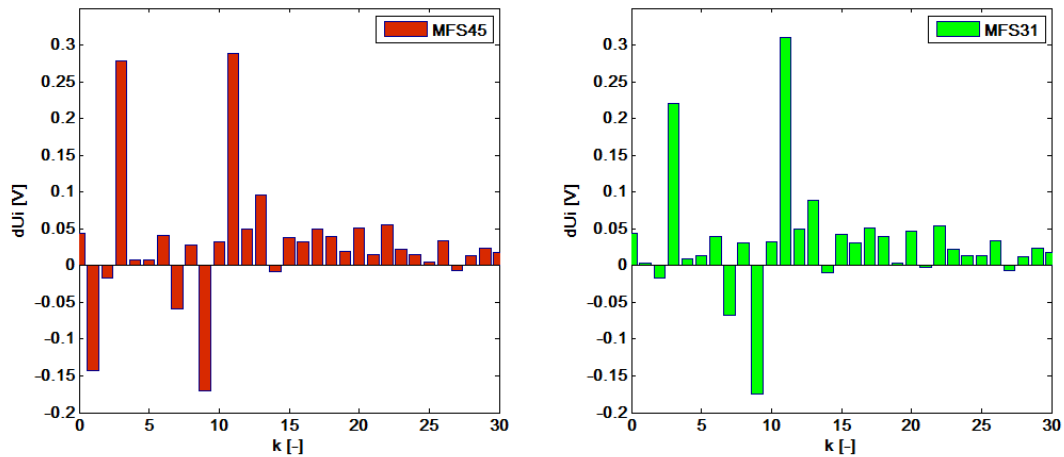
Graf 26: Průběh PRM – Chybná směrová magnetizace

Graf 27 ukazuje, že chyby směru magnetizace se projevují silně na 36. a slabě 108. harmonické, oproti chybě odsazení, která měla v přídatné složce silnou 72. harmonickou. Opět nedochází ke frekvenčnímu zkreslení spektra PRM, nýbrž pouze k amplitudovému. Kombinace MFS31 pouze dvěma magnety na jedné polovině pólu usměrňuje magnetickou indukci ve vzduchové mezeře na kraj pólu a MFS45 všemi magnety. Na přídatné složce PRM se tato skutečnost projeví pouze zvýšením amplitudy 36. harmonické.



Graf 27: Přídatná složka PRM – Chybná směrová magnetizace

Z hlediska indukovaného napětí se chyba špatného směru magnetizace projevuje na odlišných harmonických indukovaného napětí než chyba odsazení. Mezi jediný společný znak patří nárůst 3. harmonické. Oproti chybě odsazení chyba magnetizace snižuje 9. harmonickou indukovaného napětí a nezvyšuje 15. harmonickou.



Graf 28: Přírůstky jednotlivých harmonických indukovaného napětí – Chybná směrová magnetizace

5.4 Snížená magnetizace magnetu

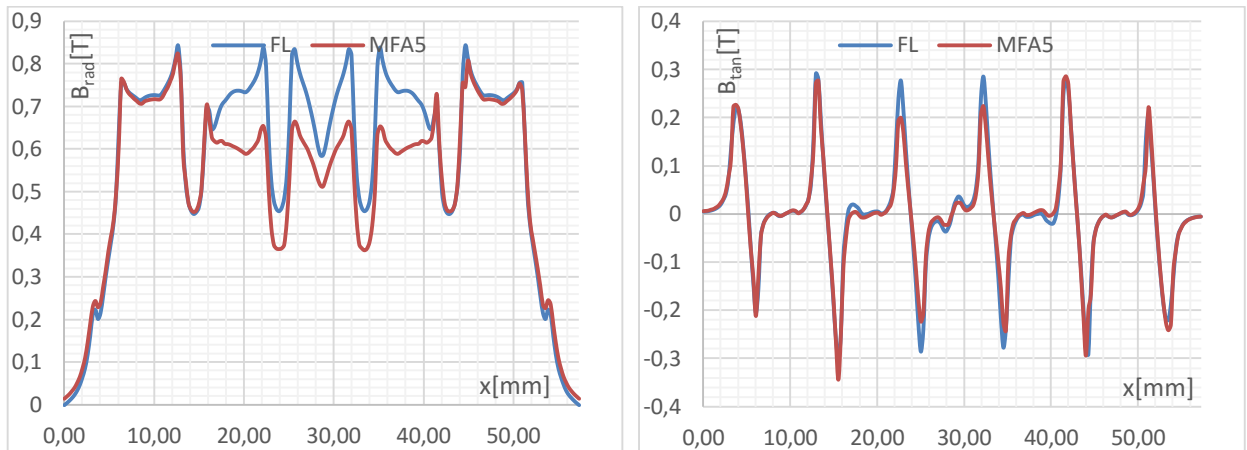
Chyba snížené magnetizace vzniká dvěma způsoby, špatným namagnetizováním permanentního magnetu nebo zaměněním magnetu při montáži za nižší šarži.

	MA1	MA2	MA3	MA4	$M_{PR,p2p}$ [Nm]	$U_{i,rms}$ [V]
MFA1	X	X	X	X	1,54	36,22
MFA2	X	X	0	X	1,51	36,63
MFA3	X	0	0	X	1,47	36,93
MFA4	X	X	X	0	1,65	36,53
MFA5	0	X	X	0	1,76	36,72
MFA6	X	0	X	0	1,61	36,83
MFA7	X	X	0	0	1,61	36,93
MFA8	0	X	0	0	1,70	37,12
MFA9	X	0	0	0	1,57	37,23

Tabulka 11: Tabulka kombinací při snížené magnetizaci magnetu

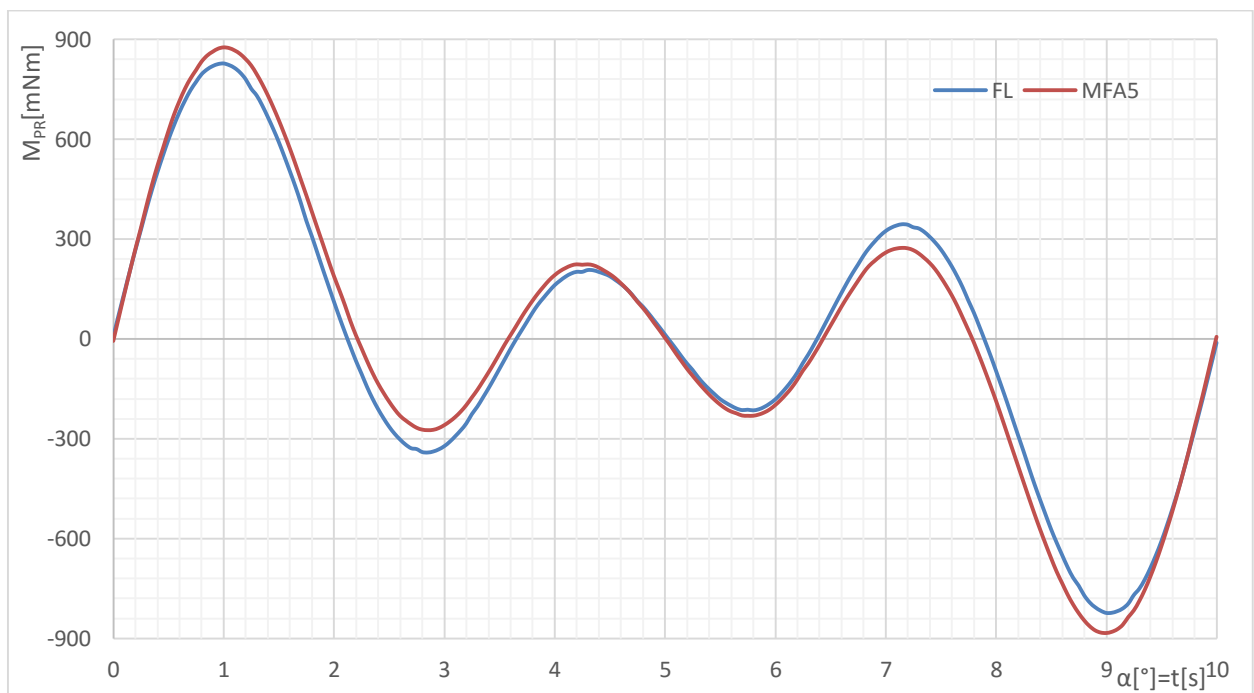
Tabulka 11 zkoumaných kombinací ukazuje, že snížená magnetizace až na výjimečné případy nezpůsobuje ve stroji nárůst PRM. Jediný nárůst nastává pouze v případech, kdy jsou chybou postiženy pouze jeden nebo oba středové magnety pólu.

Pro bližší zkoumání zde byla vybrána pouze chyba MFA5. Lze vidět, že zde dochází k výraznému snížení magnetické indukce ve vzduchové mezeře nad pólem. Vezme-li se v potaz, že krajní magnety způsobují špičkovou hodnotu PRM, je PRM v tomto případě vyšší proto, že snížením síly magnetů u středu pólu dochází k mírnému zvětšení procházejícího magnetického toku přes magnety na okraji pólu, jak ukazují Graf 29.



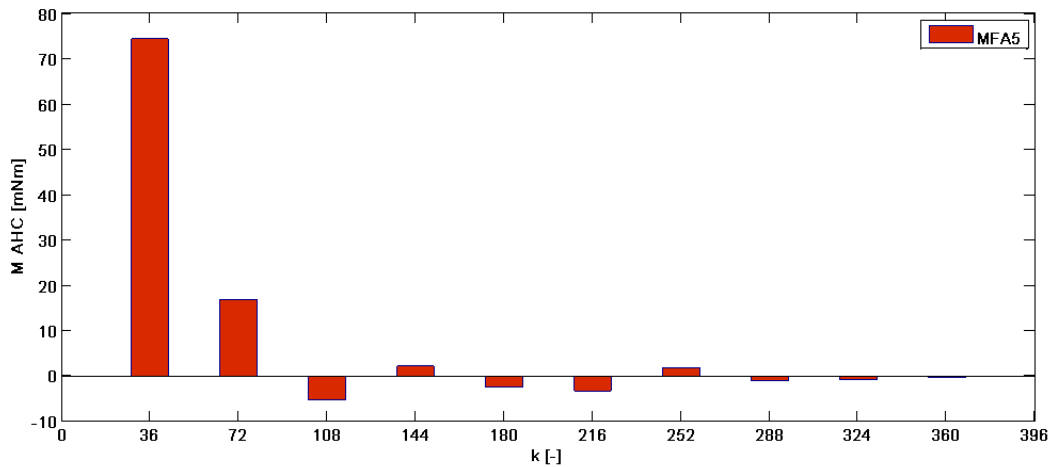
Graf 29: Magnetická indukce ve vzduchové mezeře radiální a tangenciální složka – Snížená magnetizace

Na Graf 30, lze tuto skutečnost pozorovat na první a poslední vlně zatímco středové zvlnění dosahuje menšího kmitání.



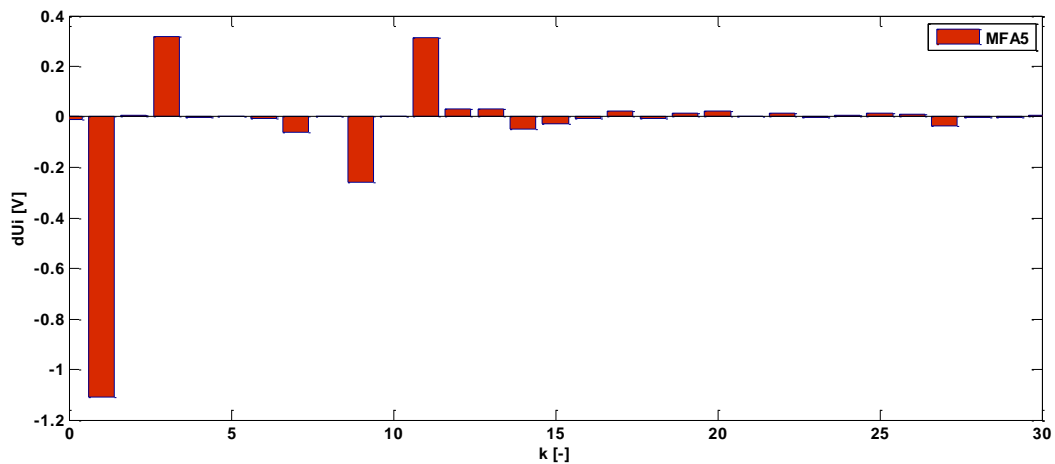
Graf 30: Průběh PRM – Snížená magnetizace

Graf 31 ukazuje, že při snížení magnetizace prostředních magnetů dochází k nárůstu zejména 36. a mírně 72. harmonické PRM. Lze vidět opět rozdílnost ovlivněných harmonických oproti chybám zkoumaných v předchozích kapitolách.



Graf 31: Přídavná složka PRM – Snížená magnetizace magnetu

Z hlediska harmonické analýzy indukovaných napětí je očividné, že dochází ke snížení základní harmonické indukovaného napětí. Snížení magnetizace kteréhokoliv z magnetů se projevuje snížením buzení magnetické obvodu motoru, zvláště u simulací, kde je buzení tvořené pouze magnety. Tento jev vychází z odvození indukovaného napětí v kapitole 1.8. Mimo snížení první harmonické je zde mírný nárůst 3. harmonické jako v případě špatné směrové magnetizace. Lze tedy říct, že snížením magnetické indukce ve vzduchové mezeře nad středem pólu ať již směrovou nebo sníženou magnetizací způsobí nárůst 3. harmonické indukovaného napětí.



Graf 32: Přírůstky jednotlivých harmonických indukovaného napětí – Snížená magnetizace

5.5 Vícepólové nastavení

Chyby permanentních magnetů byly taktéž zkoumány z hlediska více pólů. Pro zkoumání byla zvolena chyba s největším vlivem na PRM, tudíž z kapitoly 5.2 chyba odsazení GL4. Tato chyba byla zkoumána z hlediska jejich vlivu na rozložení.

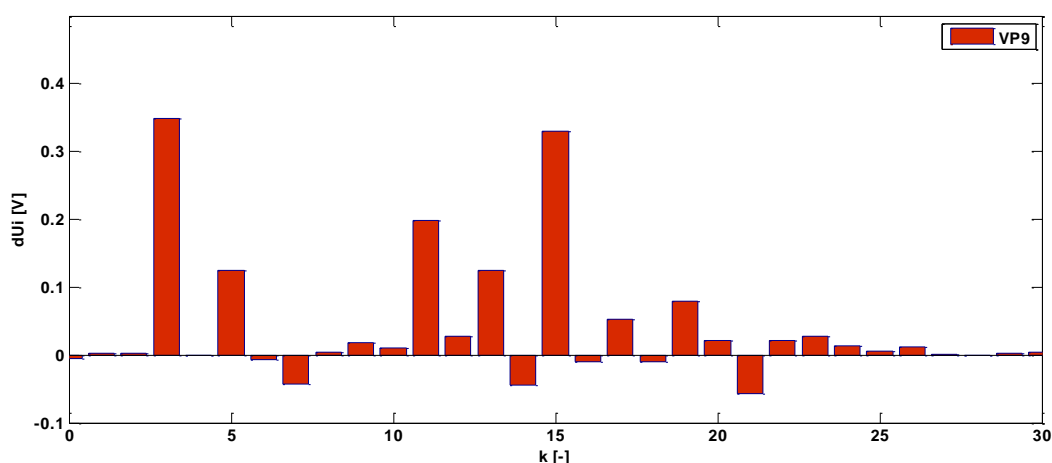
Pól	A	B	C	D	E	F	M _{PR,p2p} [Nm]
VP1	0	0	0	0	X	X	4,68
VP2	0	0	X	0	X	X	6,21
VP3	0	X	X	0	X	X	7,75

VP4	0	0	0	X	X	X	6,22
VP5	0	X	0	X	X	X	7,74
VP6	0	0	X	X	X	X	7,75
VP7	0	X	X	X	X	X	9,3
VP8	X	X	X	X	X	X	10,69
VP9	0	0	0	X	0	X	4,67
VP10	0	X	0	X	0	X	6,19
VP11	0	0	X	0	0	X	4,67

Tabulka 12: Tabulka kombinací vícepolohového nastavení

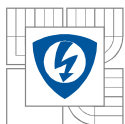
Tabulka nasimulovaných hodnot dokazuje, že rozmístování chyb na jednotlivé póly dochází pouze k násobení přídavné složky PRM počtem pólů, na které je chyba aplikována. K tomuto dochází protože, i když se jednotlivé chyby rozmisťují, nedochází k posunu magnetů vůči drážkování statoru. K rozdílu v řádech setin Nm mezi kombinacemi se stejným počtem ovlivněných pólů pouze díky tomu, že se jedná o numerický výpočet.

Jediná možnost, kdy by záleželo na rozmístění na jednotlivých pólech, by byla posunutí magnetů v tečném směru. Ovšem vzhledem ke konstrukci rotoru stroje je tomu účelným designem stroje zamezeno.



Graf 33: Přírůstky jednotlivých harmonických indukovaného napětí – vícepólové nastavení

U Graf 33 je již vidět změna oproti analýze z chyb odsazení. Tou změnou je 11. harmonická, která indukované napětí při vícepólovém nastavení zesílí.



6 NÁVRHY A OPATŘENÍ PRO VÝROBU

Pro stanovení návrhů a opatření pro výrobu je důležité si uvědomit, které chyby jsou natolik podstatné, aby se opatření z ekonomického hlediska vyplatila. V této studii byla rozebrána chyba odsazení, velikosti a špatného směru z magnetizace. Z výsledků studie vyplývá, že chyba špatného směru magnetizace má na stroj nejmenší vliv a tudíž není zapotřebí větších kroků pro eliminaci jejího vlivu.

Chyba odsazení i chyba snížené magnetizace již určitý vliv na vlastnosti stroje má. Jsou způsobeny především lidským faktorem, montážním dělníkem, který v prvním případě použije větší množství lepidla než je zapotřebí a v druhém případě zamění permanentní magnet za magnet s nižší šarží.

U chyby odsazení je několik možností, jak by bylo možné snížit pravděpodobnost špatného nalepení permanentních magnetů. Jedním ze způsobů je dávkovač lepidla, který by montážnímu dělníkovi umožnil na každý magnet použít stejné množství lepidla, čímž by se zabránilo odsazení vlivem přebytku lepidla.

Druhá možnost vychází přímo z výsledků simulací. V kapitole 5.2 bylo zjištěno, že hodnota špička-špička PRM je v případě této konstrukce stroje způsobena především odsazením krajních magnetů pólu. Proto by u montážního dělníka pomohlo dbát zvýšené pečlivosti při lepení krajních magnetů pólu.

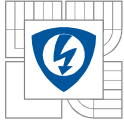
Třetí možností je vystavit magnet po nalepení značné síle o směru do středu stroje. Takové síle aby nedošlo k poškození stroje, ale aby došlo k vytlačení přebytečného lepidla ze spod magnetu. Ovšem u lepení posledních magnetů pólu by nastal problém, že k vytlačení vrstvy lepidla by již nezbyval dostatečný prostor. Toto řešení by vyžadovalo přípravek, který by sílu vyvíjel a zároveň upevňoval rotor, aby vlivem síly nedošlo k jeho smýknutí.

Jako poslední řešení pro lepení magnetů je automatizace celého procesu lepení. To znamená, že montážní dělník, by byl nahrazen např. robotickým ramenem. Robotické rameno by si samo dávkovalo lepidlo a umisťovalo magnety v přesných pozicích. Toto řešení je velice nákladné a nese sebou problémy, které by před jeho aplikací bylo nutno vyřešit. Jedním z takových problémů by byl podavač permanentních magnetů pro rameno. V případě, kdy by se lepily magnety již předem namagnetizované, došlo by k tomu, že by se magnet mohl přitáhnout silou buď k podavači, nebo k robotickému ramenu. Další přípravek by musel být vyroben, aby pro robotické rameno umisťoval a natáčel rotor do přesných poloh, na které je rameno naprogramováno.

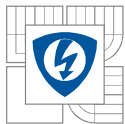
Možný konstrukčního návrhu robotického ramena, podavače magnetů a ukázka použití dávkovače lepidla je zpracována v práci [15].

U snížené magnetizace lze taky postupovat několika způsoby. U již zmagnetizovaných magnetů je lepší zjišťovat jejich vlastnosti ještě před procesem nalepení. Jednou z možností měření je využití Hallovy sondy. Ukázky jednotlivých možností měření magnetického pole lze nalézt v práci [16]. Problém nastává v okamžiku, kdy jsou lepeny nezmagnetizované magnety. K magnetizaci dochází až u celého rotoru. Zmagnetizované nalepené magnety je velmi obtížné odstranit. K měření již hotového rotoru by bylo možné opět využít Hallovy sondy.

U kontroly magnetů oproti vrstvě lepidla nutně dbát na to, aby právě středové magnety pólu byly namagnetizované správně, jak je popsáno v kapitole 5.4.



Především je nutné zvážit, zdali jsou opatření ekonomicky výhodná. Stroj nasimulovaný dosahuje většího PRM z důvodu, že je k simulování chyb navržen. U strojů vyráběných klasickým způsobem jsou využity a uplatněny metody pro snižování PRM popsány v kapitole 2.6. Tudíž vliv jednotlivých chyb je u těchto strojů podstatně menší, ovšem i zde mohou chyby způsobovat škodu. Dávkače lepidla a Hallovy sondy představují určitou úroveň zlepšení z ekonomicky výhodného hlediska. Oproti tomu je automatizace celého procesu lepení je již značně ekonomicky náročný návrh.



7 ZÁVĚR

První částí diplomové práce je literární rešerše. Rešerše se zabývá vlivem typů magnetů a jejich uložením na rotoru. Svoji kategorizací chyb dává ponětí o tom, jaké chyby mohou vznikat ve strojích buď výrobními tolerancemi plechů a permanentních magnetů, ze kterých je stroj složen, nebo odchylkami a nepřesnostmi při výrobním procesu stroje. Zkoumáním jednotlivých pramenů literatury bylo zjištěno, že právě PRM je nejvíce ovlivněná veličina stroje. Proto u každé z chyb je rozebrán jejich vliv na PRM. V závěru rešerše je poté analyticky popsán vliv permanentních magnetů na magnetickou indukci a indukované napětí.

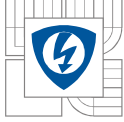
Praktická část se skládá ze tří částí. V první části je navržen prototyp stroje pro testování chyb uložení magnetů. Prototyp je navržen tak, aby bylo možné testovat různé chyby uložení a tolerancí a nebylo zapotřebí vyrábět velké množství rotorů. Jeho rotor se skládá ze šesti částí, které lze ze stroje vysouvat. Pro tento stroj bylo navrženo vinutí o 840 závitů jedné fáze, aby bylo možné měřit indukované napětí i při nízkých otáčkách a motor nemusel být nutně poháněn dalším strojem. Následně byla vzhledem k rozměrům daných rotorových a statorových plechů navržena hřídel, jenž je unikátní svým drážkováním, do kterého se části rotoru zasouvají. Pro ověření správnosti návrhu byl proveden mechanický výpočet stroje. Podstatným výsledkem je stanovení průhybu hřídele, jehož hodnota je 0,1mm. Vzhledem k odsazení magnetů, které dosahuje 0,8mm, se značně zmenšuje vzduchová mezera, tudíž je větší hodnota průhybu hřídele nežádoucí.

V druhé části je vytvořený parametrický 2D model v programu Maxwell podle navrženého prototypu stroje. Model byl vytvořen pomocí Visual Basic skriptu kvůli složitosti navrženého prototypu. Tento model je velice univerzální, lze ho využít a pomocí několika parametrů předělat na stroj obdobné konstrukce s jiným počtem pólů, segmentací pólu a statorových drážek. Podstatou modelu je, že umožňuje parametricky zadávat chyby radiálního, tečného uložení, velikosti, směru magnetizace, tolerance šířky a výšky permanentních magnetů. U modelu je taktéž parametrizována síť konečných prvků ve vzduchové mezeře pro výpočet PRM.

Ve třetí části jsou na parametrickém modelu provedeny simulace tří různých chyb. Simulace jsou provedeny statisticky pro nalezení nejvlivnějších případů. První je chyba odsazení. Chyba odsazení ukazuje, že i při odsazení pouhých dvou magnetů může dojít k nárůstu špičkové hodnoty PRM téměř na dvojnásobnou hodnotu. Bylo zde ukázáno, že chyby přidávají do PRM přídavnou složku, kterou nesou především 36., 72. a 108. harmonická. Je zde dokázáno, že s větším množstvím ovlivněných magnetů pólů jsou více ovlivněny vyšší harmonické PRM. Byl zde vyzorován jev, kdy je možné průběhy PRM rozdělit na 4 části, kdy je každá ovlivňována právě jedním magnetem pólu. To má za následek, že při symetrickém rozložení chyb na pólu je výsledná perioda průběhu PRM středově souměrná. Těmito skutečnostmi, lze již naměřením průběhů PRM stanovit, zdali rotor obsahuje chyby uložení magnetů.

U chyby směru magnetizace bylo dokázáno, že má na velikost PRM zanedbatelný vliv. Nejvlivnější kombinace byli ty, kdy byl magnetický tok usměrňován nad okraje pólů. U PRM je ovlivňována především 36. harmonická.

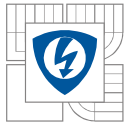
Chyba velikosti magnetizace taky ukázala zanedbatelný vliv na velikost PRM, ovšem tato chyba má vliv na základní veličiny stroje jako indukované napětí a moment. Největší vliv zde mají středové magnety pólu. U indukovaného napětí a magnetické indukce ve vzduchové mezeře zde dochází ke značným poklesům 1. harmonické a nárůstu nežádoucí 3. harmonické. To má za následek pokles indukovaného napětí i momentu.



Simulace ukazují, že vliv chyb uložení na PRM mají především krajní magnety pólu při odsazení.

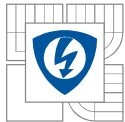
Z harmonických rozkladů indukovaných chyb je ukázáno, že každá chyba ovlivňuje jiné harmonické řády indukovaného napětí. Tudíž je možné využít indukovaného napětí k identifikaci výrobních tolerancí a chyb uložení permanentních magnetů.

V poslední části diplomové práce jsou diskutovány určitá opatření na výrobu pro zamezení vzniku chyb. Jsou navrženy jednoduché úpravy postupu lepení a kontroly magnetů, jenž mohou zvýšit kvalitu výroby.



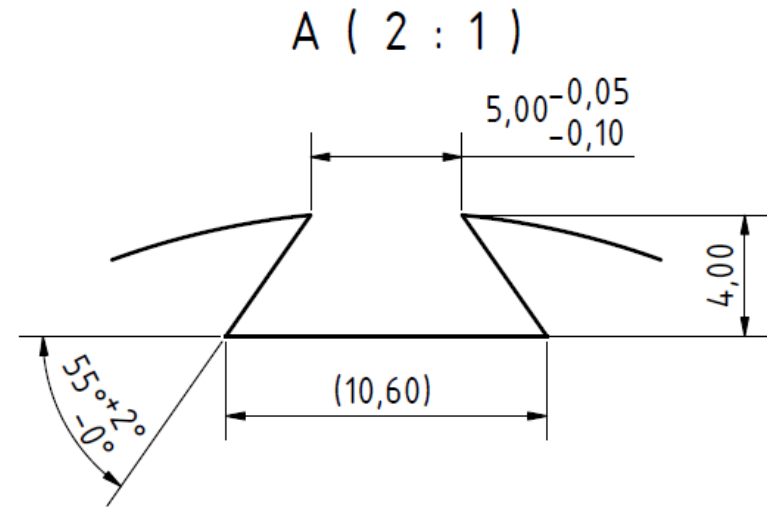
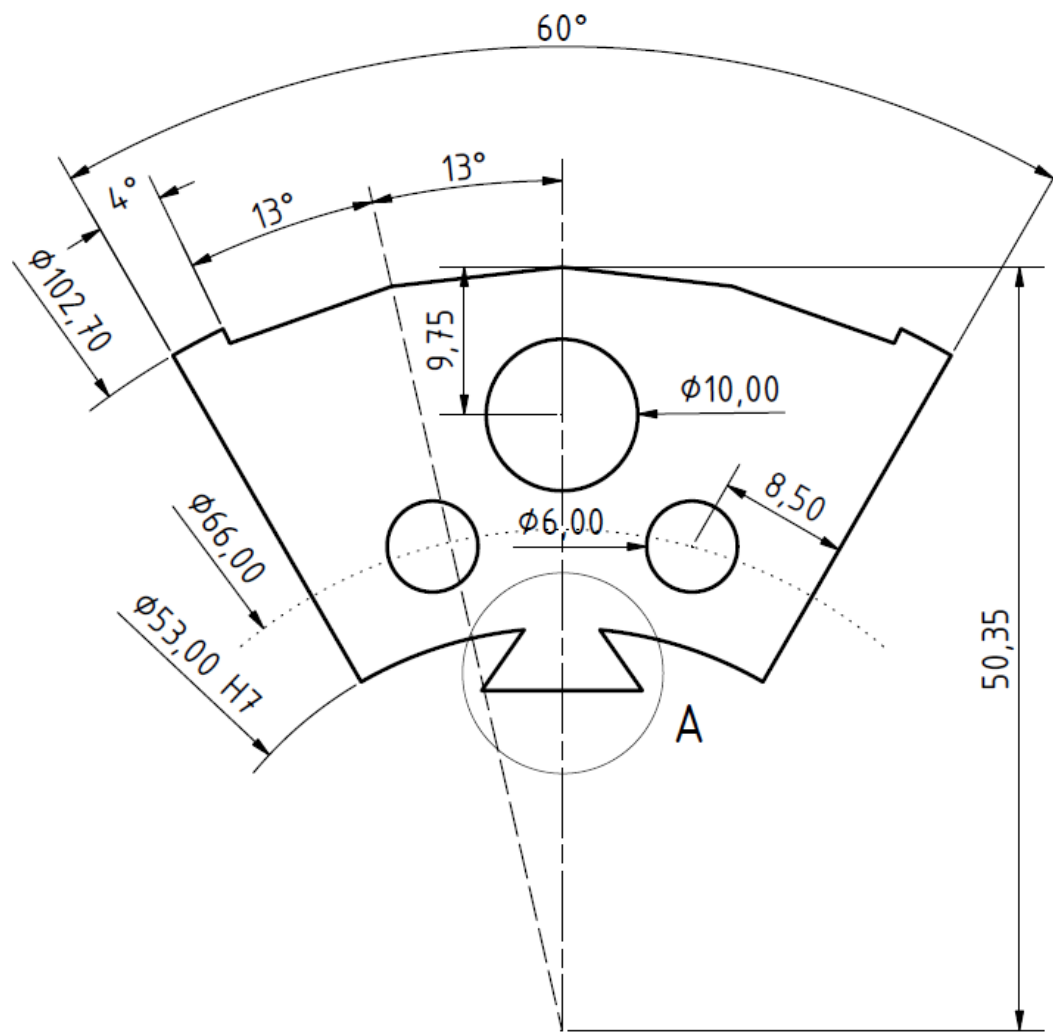
LITERATURA

- [1] HUMPHRIES, Marc (ed.). *Rare Earth Elements: Global Supply Chain*. Congressional Research Service, 2013. Dostupné také z: <https://www.fas.org/sgp/crs/natsec/R41347.pdf>
- [2] PYRHONEN, Juha, Tapani JOKINEN a Valeria HRABOVCOVÁ. *Design of rotating electrical machines*. Hoboken, NJ: Wiley, c2008, ix, 512 p. ISBN 9780470695166.
- [3] Gasparin, L.; Cernigoj, A.; Markic, S.; Fiser, R., "Additional Cogging Torque Components in Permanent-Magnet Motors Due to Manufacturing Imperfections," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol.45, no.3, pp.1210,1213, March 2009
- [4] Egana, I.; Rico, A.G.; Elosegui, I.; Echeverrfa, J.M.; Martinez-Iturralde, M., "Flat Magnets in Surface-Mounted Permanent Magnet Machines," in *Industry Applications Society Annual Meeting, 2008. IAS '08. IEEE*, vol., no., pp.1-8, 5-9 Oct. 2008
- [5] Coenen, M. V. D. Giet, and K. Hameyer, "Manufacturing Tolerances: Estimation and Prediction of Cogging Torque Influenced by Magnetization Faults," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 48, no. 5, pp. 1932–1936, 2012.
- [6] D. Zarko, D. Ban, and T. A. Lipo, "Analytical Solution for Cogging Torque in Surface Permanent-Magnet Motors Using Conformal Mapping," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 44, no. 1, pp. 52–65, 2008.
- [7] A. J. Piña, S. Paul, R. Islam and L. Xu, "Effect of manufacturing variations on cogging torque in surface-mounted permanent magnet motors," 2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Montreal, QC, 2015, pp. 4843-4850.
- [8] N. Bianchi and S. Bolognani, "Design techniques for reducing the cogging torque in surface-mounted PM motors," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 38, no. 5, pp. 1259-1265, September/October 2002.
- [9] Mansouri, A.; Trabelsi, H., "Effect of the number magnet-segments on the output torque and the iron losses of a SMPM," *Systems, Signals & Devices (SSD), 2013 10th International Multi-Conference on*, vol., no., pp.1,5, 18-21 March 2013
- [10] M. S. Islam, S. Mir and T. Sebastian, "Issues in reducing the cogging torque of mass-produced permanent magnet brushless DC motor," *Industry Applications Conference, 2003. 38th IAS Annual Meeting. Conference Record of the*, 2003, pp. 393-400 vol.1.
- [11] K. Kobayashi and M. Goto, "A brushless DC motor of a new structure with reduced torque fluctuations," *Elect. Eng. Jpn.*, vol. 105, no. 3, pp. 104–112, 1985
- [12] A. Arkkio "Special course on Electromechanics", Lecture presentations, Department of Electrical Engineering, Aalto University, Finland
- [13] VÍTEK, O. Vinutí střídavých strojů [online]. Vysoké učení technické v Brně, Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky: 2014 [cit. 2015-12-31]. Dostupné z: <https://moodle.vutbr.cz/mod/resource/view.php?id=66727>
- [14] VLACH, R. Mechanika elektrických strojů [online]. Vysoké učení technické v Brně, Ústav mechaniky těles, mechatroniky a biomechaniky: 2014 [cit. 2016-5-10]. Dostupné z: <https://moodle.vutbr.cz/mod/resource/view.php?id=84205>

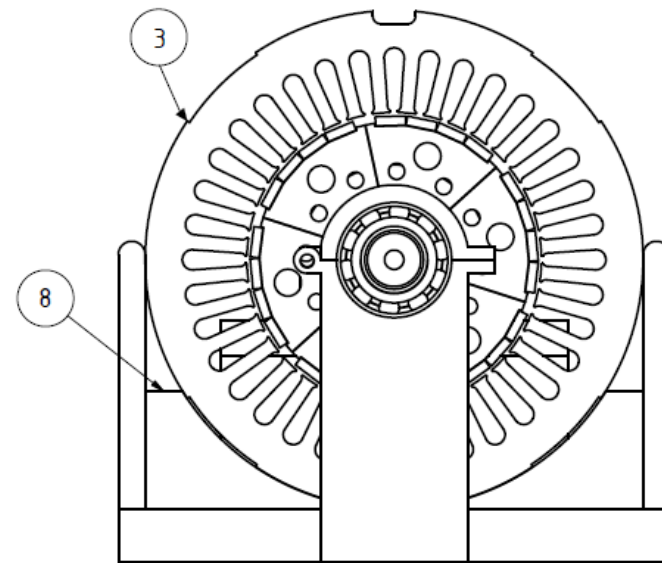
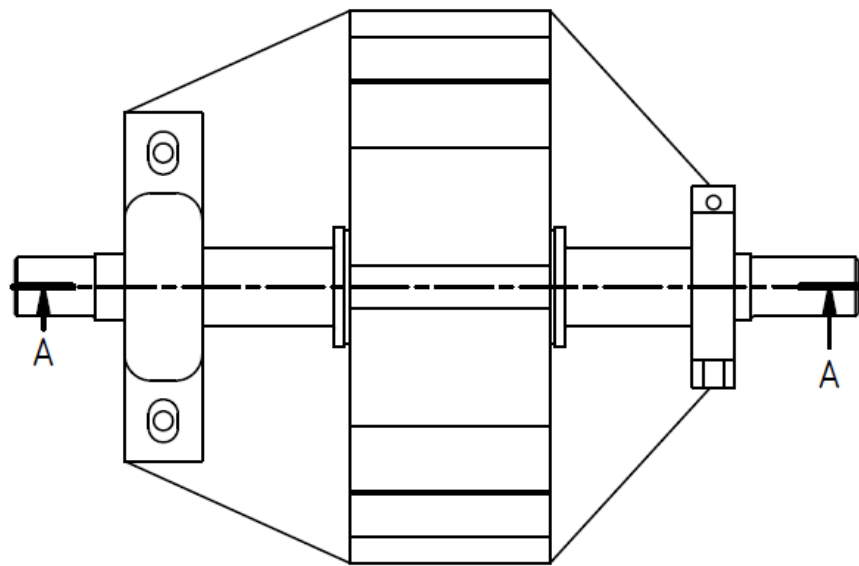


[15] KÚHNEL, M. Návrh robotického pracoviště pro lepení magnetů na DC motory. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta strojního inženýrství, 2011. 79 s. 7 výkresů. 3 přílohy. CD. Vedoucí diplomové práce Ing. Aleš Pochylý.

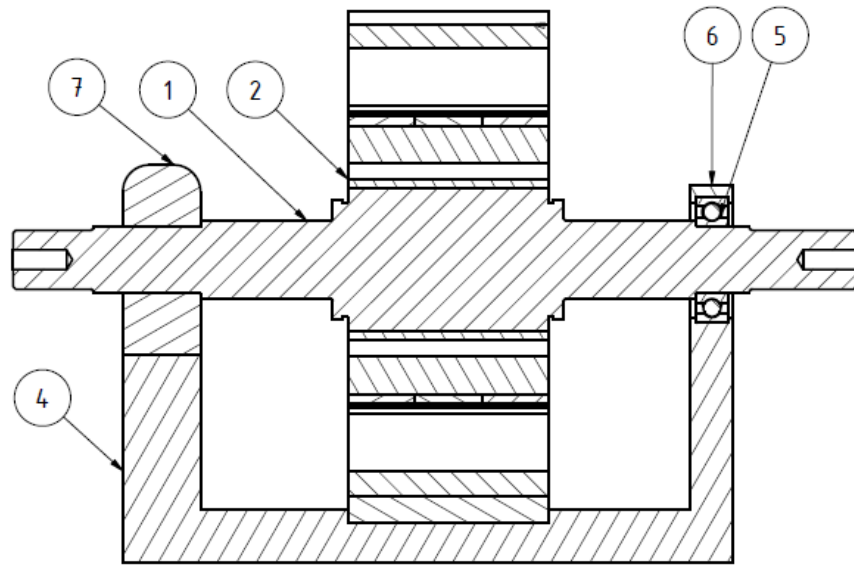
[16] ŠIMBERSKÝ, M. Měření magnetického pole. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2012. 64s. Vedoucí bakalářské práce byl Ing. Jiří Fialka.



Materiál			Datum	Jméno	Příloha B Náčrt součásti		
M470-50A		Nakreslen	4.5.2016	Adam Vícha			
		Kontrola	5.5.2016	Jiří Kurfürst			
Tloušťka		Norma					
0.5 mm			Měřítko	2 : 1	Plech rotoru		
			Baumüller Brno				2
			S.r.o.				
Stav	Změny	Datum	Jméno				



A-A (1:2)



KUSOVNÍK			
POZICE	KS	ČÍSLO SOUČÁSTI	POPIS
1	1	Hřídel	
2	6	Část rotoru	
3	1	Stator	
4	1	Podstavec stroje	
5	1	Ložisko	
6	1	Zámek ložiskového domku	
7	1	Ložiskové těleso	
8	1	Podstavec statoru	

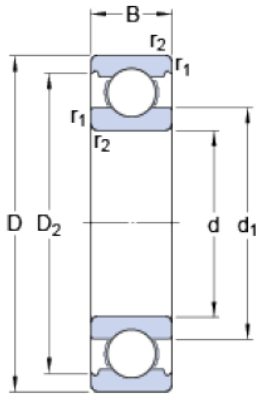
		Datum	Jméno	Příloha C Náčrt sestavy	3
		Nakreslil	Adam Vícha		
		Kontrola			
		Norma		Prototyp stroje	
Stav	Změny	Datum	Jméno		

Příloha D: Ložisko - datasheet

6005

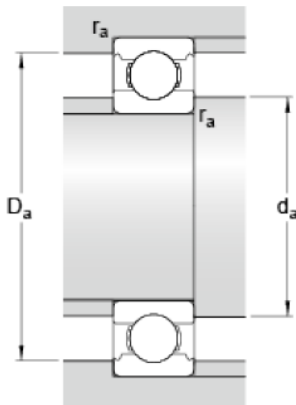
SKF Explorer

Dimensions



d		25	mm
D		47	mm
B		12	mm
d_1	≈	32	mm
D_2	≈	42.2	mm
$r_{1,2}$	min.	0.6	mm

Abutment dimensions



d_a	min.	28.2	mm
D_a	max.	43.8	mm
r_a	max.	0.6	mm

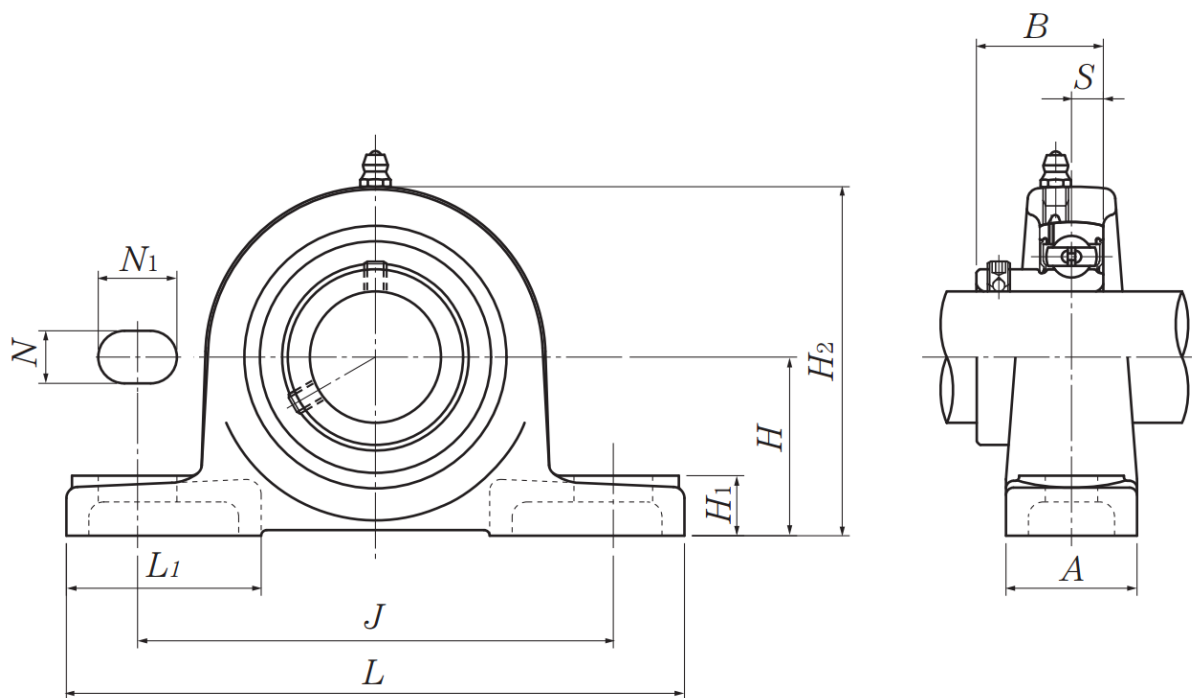
Calculation data

Basic dynamic load rating	C	11.9	kN
Basic static load rating	C_0	6.6	kN
Fatigue load limit	P_u	0.275	kN
Reference speed		32000	r/min
Limiting speed		20000	r/min
Calculation factor	k_r	0.025	
Calculation factor	f_0	14	

Mass

Mass bearing		0.0781	kg
--------------	--	--------	----

Příloha E: Ložiskové těleso – datasheet



Průměr hřídele	ČÍSLO JEDNOTKY	JMENOVITÉ ROZMĚRY											ZÁVIT	ČÍSLO LOŽISKA
		mm												
mm		H	L	J	A	N	N_1	H_1	H_2	L_1	B	S	mm	
25	ASPB205D1	36.5	130	100	29	11	16	13	71	42	27	7.5	M8	AS205D1