



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

NÁVRH SYNCHRONNÍHO MOTORU S VNOŘENÝMI MAGNETY

DIPLOMOVÁ PRÁCE
MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE
AUTHOR

Bc. Petr Veselý

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR

doc. Ing. Čestmír Ondrůšek, CSc.

BRNO 2018



Diplomová práce

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

Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky

Student: Bc. Petr Veselý

ID: 164435

Ročník: 2

Akademický rok: 2017/18

NÁZEV TÉMATU:

Návrh a simulace synchronního motoru s vnořenými magnety

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

1. Provedte literární rešerši
2. Provedte návrh synchronního stroje s vnořenými magnety pro výkon 65kW při 3000 ot/min pro různé počty pólů.
3. Pro navržené motory provedte ověření pomocí metody konečných prvků a provedte výpočty vlastností stroje, včetně možností provozování s konstantním výkon nad jmenovitými otáčkami.
4. Navrhněte synchronní motor s magnety na povrchu pro výkon 65kW při 3000 ot/min a porovnejte vlastnosti s navrženými stroji.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

- [1] PYRHONEN, Juha., Tapani JOKINEN a Valeria. HRABOVCOVÁ. Design of rotating electrical machines. Second edition. Chichester, West Sussex, United Kingdom: Wiley, 2014. ISBN 9781118701621.
- [2] Moderné elektrické stroje. Žilina: Žilinská univerzita v Žiline, 2001. Vysokoškolské učebnice. ISBN 80-7100-809-5.
- [3] J. Měříčka, Z. Zoubek, Obecná teorie elektrického stroje. Praha: SNTL, 1973, p. 1962.

Termín zadání: 5. 2. 2018

Termín odevzdání: 21. 5. 2018

Vedoucí práce: doc. Ing. Čestmír Ondrůšek, CSc.

doc. 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 se zabývá návrhem synchronního stroje s vnořenými magnety. Nejdříve je popsána základní teorie synchronního stroje, s důrazem na chod v režimu odbuzování. Následně je komplexně navržen motor s vnořenými magnety v šesti a osmipólové verzi pro výkon 65 kW a 3000 ot·min⁻¹. Motory jsou porovnávány mezi sebou a s motorem s magnety na povrchu, který byl v této práci také navržen. Nakonec jsou všechny motory srovnány s již vyrobeným a změřeným šestipólovým motorem.

Klíčová slova

Synchronní motor, vnořené magnety, odbuzování, zvlnění momentu

Abstract

The master's thesis deals with the design of a synchronous motor with embedded magnets. First of all, the general theory of synchronous motor, which is focused on field-weakening drive, is described. Then a 6-pole and a 8-pole version of the motor with embeded magnet, which has 65 kW and 3000 rpm is complexly designed. Motors are compared with each other and with a motor with surface magnets, that was also designed in this work. Finally, all motors are compared with a maufactured and measured motor.

Keywords

Synchronous motor, embeded magnets, field-weakening, torque ripple

Bibliografická citace:

Veselý, P. *Návrh synchronního motoru s vnořenými magnety*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2018. 72s.
Vedoucí diplomové práce: doc. Ing. Čestmír Ondrůšek, CSc..

Prohlášení

„Prohlašuji, že svou závěrečnou práci na téma Návrh synchronního motoru s vnořenými 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 závěrečné práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této závěrečné 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 části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne **2. ledna 2018**

.....

podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu diplomové práce doc. Ing. Čestmíru Ondrůškovi, CSc. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce.

V Brně dne **2. ledna 2018**

.....
podpis autora

Obsah

1	Úvod	3
2	Literární rešerše.....	1
2.1	Synchronní stroj.....	1
2.1.1	Stroj s magnety na povrchu rotoru	1
2.1.2	Stroj s vnořenými magnety do rotoru.....	1
2.2	Režim odbuzování	2
2.2.1	Stroj bez vyniklých pólů	2
2.2.2	Reluktanční stroj.....	3
2.2.3	Kombinace vyniklých pólů a magnetů	4
3	Aspekty návrhu	7
3.1	Výběr rotoru	8
3.2	Elektromagnetický návrh	8
3.3	Mechanický návrh	8
3.4	Ventilační a tepelný návrh	9
4	Návrh šestipólového motoru	10
4.1	Výběr rotoru	10
4.2	Elektromagnetický návrh	11
4.2.1	Určení základních rozměrů.....	11
4.2.2	Návrh statoru.....	13
4.2.3	Návrh rotoru pomocí MKP	22
4.2.4	Ověření indukovaného napětí.....	26
4.2.5	Určení ztrát a účinnosti	28
4.3	Mechanický návrh	34
4.3.1	Výpočet namáhání rotoru.....	34
4.3.2	Výpočet kritických otáček.....	36
4.4	Tepelný a ventilační výpočet.....	38
4.5	Jmenovitý stav a režim odbuzování.....	40
4.5.1	Jmenovitý stav.....	40
4.5.2	Odbuzování šestipólového motoru	43
5	Návrh Osmipólového motoru	47
5.1	Rotorová geometrie	47
5.2	Návrh statoru	48
5.3	Ověření indukovaného napětí	50
5.4	Výpočet ztrát	50
5.5	Kritické otáčky	52
5.6	Tepelný a ventilační výpočet.....	52
5.7	Jmenovitý stav a odbuzování	54

5.7.1	Jmenovitý stav.....	54
5.7.2	Odbuzování osmipólového motoru	55
6	Návrh motoru s magnety na povrchu	58
6.1	Návrh rotoru.....	58
6.2	Návrh statoru	59
6.3	Ztráty a účinnost	59
6.4	Kritické otáčky	61
6.5	Jmenovitý stav a odbuzování	61
6.5.1	Jmenovitý stav.....	61
6.5.2	Odbuzování motoru s magnety na povrchu.....	63
7	Porovnání s měřeným motorem.....	65
8	Shrnutí návrhu motorů.....	67
	Závěr.....	71
	Literatura	73
	Příloha A – Datasheet M290-50A [8]	74

Seznam obrázků

Obr. 2- 1 Odbuzování v d-q osách motoru s hladkým rotorem [1]	3
Obr. 2- 2 Odbuzování v d-q osách reluktančního motoru [1]	4
Obr. 2- 3 Odbuzovací oblasti [2].....	5
Obr. 3-1 Vývojový diagram	6
Obr. 4-1 Typy rotorů s vnořenými magnety[1].....	9
Obr. 4-2 Statorová drážka [3].....	19
Obr. 4-3 Model rotoru.....	22
Obr. 4-4 Uložení magnetů.....	23
Obr. 4-5 Průběh indukce v mezeře šestipólového motoru	23
Obr. 4-6 Harmonické složky průběhu indukce v mezeře šestipólového motoru.....	24
Obr.4-7 Detail vykreslené sítě.....	25
Obr.4-8 Průběh sdruženého indukovaného napětí šestipólového motoru.....	26
Obr.4-9 Harmonické složky sdruženého indukovaného napětí šestipólového motoru.....	26
Obr.4-10 Sycení statoru šestipólového motoru.....	30
Obr.4-11 Povrchové ztráty v rotoru šestipólového motoru.....	32
Obr.4-12 a) Zadání okrajové podmínky Displacement b) Ukázka meshování.....	34
Obr.4-13 Mechanický výpočet šestipólového rotoru.....	34
Obr.4-14 Model hřídele.....	36
Obr.4-15 Campbellův diagram šestipólového motoru.....	37
Obr.4-16 Charakteristika ventilátoru pro šestipólový motor	38
Obr.4-17 Průběh momentu šestipólového motoru.....	40
Obr.4-18 Harmonické složky momentu šestipólového motoru.....	40
Obr.4-19 Zvlnění momentu šestipólového motoru s natočenými drážky.....	40
Obr.4-20 Harmonické složky momentu šestipólového motoru s natočenými drážky.....	42
Obr.4-21 Závislost momentu na otáčkách šestipólového motoru.....	43
Obr.4-22 Závislost výkonu na otáčkách šestipólového motoru.....	43
Obr.4-23 Závislost účinnosti na otáčkách šestipólového motoru.....	43
Obr.4-24 Závislost mechanických ztrát na otáčkách šestipólového motoru.....	44
Obr.4-25 Závislosti indukčnosti v d-ose a q-ose na otáčkách šestipólového motoru	45
Obr.5-1 Mechanický výpočet osmipólového rotoru.....	47
Obr.5-2 Harmonické indukovaného napětí osmipólového motoru.....	49
Obr.5-3 Charakteristika ventilátoru pro osmipólový motor	52
Obr.5-4 Průběh zvlnění momentu osmipólového motoru.....	53
Obr.5-5 Harmonická analýza momentu osmipólového motoru.....	53
Obr.5-6 Srovnání momentu na otáčkách šestipólového a osmipólového motoru.....	54
Obr.5-7 Srovnání výkonu na otáčkách šestipólového a osmipólového motoru.....	55
Obr.5-8 Závislosti indukčnosti v d-ose a q-ose na otáčkách šestipólového motoru.....	55
Obr.6-1 Harmonické složky indukce v mezeře motoru s magnety na povrchu.....	57
Obr.6-2 Zvlnění momentu motoru s magnety na povrchu.....	59
Obr.6-3 Harmonické složky momentu motoru s magnety na povrchu.....	60
Obr.6-4 Porovnání závislostí momentu na otáčkách všech navržených motorů	61

Obr.6-5 Porovnání závislosti výkonu na otáčkách všech navržených motorů	61
Obr.6-6 Závislosti indukčnosti v d a q-ose na otáčkách motoru s magnety na povrchu.....	62
Obr.8-1 Náčrt rotoru s vnořenými magnety.....	66
Obr.8-2 Náčrt rotoru s magnety na povrchu.....	67

Seznam tabulek

Tab 4- 1 Zadání návrhu šestipólového motoru.....	9
Tab 4- 2 Činitele vinutí pro plný krok a $q=2$	14
Tab 4- 3 Činitele vinutí pro $y = 5/6$ a $q=2$	14
Tab. 4- 4 Činitele natočení drážek při natočení o jednu drážku.....	15
Tab. 4- 5 Rozměry hřídele.....	36
Tab. 4- 6 Tepelný a ventilační výpočet šestipólového motoru.....	39
Tab. 5- 1 Porovnání činitelů vinutí.....	48
Tab. 5- 2 Porovnání rozměrů drážek.....	48
Tab. 5- 3 Porovnání ztrát ve vinutí šestipólového a osmipólového motoru.....	49
Tab. 5- 4 Porovnání ztrát v železe šestipólového a osmipólového motoru.....	50
Tab. 5- 5 Porovnání ztrát v železe šestipólového a osmipólového motoru pomocí MKP.....	50
Tab. 5- 6 Srovnání šestipólového a osmipólového motoru.....	51
Tab. 5- 7 Srovnání tepelného výpočtu šestipólového a osmipólového motoru.....	52
Tab. 5- 8 Porovnání zvlnění momentu šestipólového a osmipólového motoru.....	54
Tab. 5- 9 Srovnání výkonového poměru šestipólového a osmipólového motoru	55
Tab.6- 1 Porovnání ztrát ve vinutí všech navržených motorů.....	57
Tab.6- 2 Porovnání ztrát v železe všech navržených motorů.....	58
Tab.6- 3 Porovnání ztrát v železe všech navržených motorů pomocí MKP.....	58
Tab.6- 4 Porovnání účinnosti všech navržených motorů.....	58
Tab.6- 5 Porovnání kritických otáček všech navržených motorů.....	59
Tab.6- 6 Porovnání poměrného zvlnění momentu všech navržených motorů.....	60
Tab. 6-7 Srovnání výkonového poměru všech navržených motorů	62
Tab.7- 1 Porovnání účinností a ztrát navržených motorů s měřeným motorem KM 132...63	63
Tab.7- 2 Porovnání oteplení navržených motorů s měřeným motorem KM 132.....	64
Tab.8- 1 Porovnání geometrie statoru a vinutí všech navrhovaných motorů.....	65
Tab.8- 2 Popis geometrie šestipólového a osmipólového rotoru s vnořenými magnety.....	66
Tab.8- 3 Popis geometrie rotoru s magnety na povrchu.....	67
Tab.8- 4 Porovnání klíčových vlastností všech navržených motorů.....	68

Seznam symbolů a zkratek

a	Počet paralelních větví fáze	[-]
b_1	Šířka otevření drážky	[mm]
$B_{1,20}$	Amplituda první harmonické indukce za studena	[T]
b_4	Šířka užší části drážky	[mm]
b_{4c}	Čistá čířka užší části drážky	[mm]
b_5	Šířka širší části drážky	[mm]
b_{5c}	Čistá šířka širší části drážky	[mm]
$B_{r,20}$	Remanentní indukce při 20 C °	[T]
$B_{r,90}$	Remanentní indukce při 90 C °	[T]
b_{zub}	Šířka zubu	[mm]
B_{zub}	Magnetická indukce v zubu	[T]
$\cos \varphi$	Účinník	[-]
D	Vnější průměr statoru	[mm]
D_{dr}	Průměr na středu drážek	[mm]
D_i	Průměr vrtání	[mm]
D_{js}	Střední průměr statorového jha	[mm]
D_δ	Průměr na vzduchové mezeře	[m]
f	Frekvence	[Hz]
F_{od}	Odstředivá síla	[N]
h_1	Výška krčku drážky	[mm]
h_2	Výška rozšířeného krčku	[mm]
h_3	Výška klínu	[mm]
h_4	Výška drážky	[mm]
H_6	Tloušťka drážkové izolace	[mm]
h_{jho}	Výška jha	[mm]
I_{char}	Charakteristický proud	[A]
I_d	Proud v ose d	[A]
I_f	Fázový proud	[A]
I_q	Proud v ose q	[A]
I_s	Modul proudu	[S]
J	Proudová hustota	[A·mm ⁻²]
k_{bezp}	Koeficient bezpečnosti	[-]
k_{Cu}	Činitel plnění mědi	[-]
k_{FE}	Činitel plnění železe	[-]
K_{jho}	Koeficient opracování plechů – jho	[-]
k_r	Činitel rozlohy	[-]
k_v	Činitel vinutí	[-]

K_v	Činitel zkrácení kroku	[-]
k_y	Činitel zkrácení kroku	[-]
K_{zuby}	Koeficient opracování plechů – zuby	[-]
k_γ	Činitel natočení drážek	[-]
l	Reálná délka svazku	[m]
l'	Efektivní délka svazku	[m]
$l_{c,avg}$	Průměrná délka závitů	[mm]
l_{cela}	Vyložení čel	[mm]
$l_{cela,min}$	Minimální délka vyložení čel	[mm]
L_d	Indukčnost v ose d	[H]
$l_{loziskova}$	Ložisková vzdálenost	[mm]
L_q	Indukčnost v ose q	[H]
$l_{rč}$	Rovná část čel vinutí	[mm]
m	Hmotnost	[Kg]
M	Moment	[Nm]
m	Počet fází	[-]
m_{jho}	Hmotnost jha	[Kg]
m_{rot}	Hmotnost rotoru	[Kg]
m_{zuby}	Hmotnost zubů	[Kg]
n	Otáčky	[min ⁻¹]
n_{max}	Maximální otáčky	[min ⁻¹]
$n_{n,max}$	Maximální jmenovité otáčky	[min ⁻¹]
N_s	Počet statorových cívek v sérii	[mm]
p	Počet pólových dvojic	[-]
P_{dod}	Poměr výkonu při 10 000 otáčkách k výkonu při 6000 otáčkách	[%]
P_{el}	Elektrický příkon	[W]
P_{mech}	Mechanický výkon	[W]
q	Počet drážek na pól a fázi	[-]
Q	Počet statorových drážek	[-]
Q_A	Proud vzduchu ve statorové větvi	[l·s ⁻¹]
Q_B	Proud vzduchu v rotorové větvi	[l·s ⁻¹]
r	Poloměr	[m]
R_f	Fázový odpor	[Ω]
R_T	Tepelný odpor	[K·W ⁻¹]
S_{cu}	Čistý průřez drážky	[mm ²]
S_{cu}	Čistý průřez drážky	[mm ²]
S_{dr}	Plocha drážky	[m ²]
S_v	Průřez vodiče	[mm ²]

t	čas	[s]
T_{MKP}	Minimální časový krok pro simulace pomocí MKP	[s]
u_i	Okamžitá hodnota indukovaného napětí	[V]
$U_{i,20}$	Efektivní hodnota fázového napětí při 20 C°	[V]
$U_{i,s,20}$	Efektivní hodnota sdruženého napětí při 20 C°	[V]
$U_{is,90}$	Indukované napětí při 90 C°	[V]
V_d	Počet vodičů v drážce	[mm]
V_{dr}	Objem drážek	[m ³]
V_r	Objem rotoru	[m ³]
V_{stat}	Objem statoru	[m ³]
$V_{stat,jho}$	Objem statorového jha	[m ³]
V_{zuby}	Objem zubů	[m ³]
W_p	Zkrácení kroku	[-]
y	Drážkový krok vinutí	[-]
$y_{plný}$	Drážkové rozpětí plného kroku vinutí	[-]
α_{Br}	Koeficient poklesu remanentní indukce s teplotou	[-]
α_{Cu}	Činitel nárustu odporu mědi s teplotou	[-]
α_{Hc}	Koeficient poklesu koercitivní síly s teplotou	[-]
δ	Délka vzduchové mezery	[mm]
$\Delta M_{\%}$	Poměrné zvlnění momentu	[%]
ΔM_{ptp}	Zvlnění momentu	[Nm]
ΔP_{cel}	Celkové ztráty	[W]
$\Delta P_{Cu,cela}$	Ztráty v čelech vinutí	[W]
$\Delta P_{Cu,dr}$	Ztráty v drážce	[W]
ΔP_{dod}	Dodatečné ztráty	[W]
$\Delta P_{Fe,jho}$	Ztráty ve jhu	[W]
$\Delta P_{Fe,rot,nap}$	Ztráty v rotoru naprázdno	[W]
$\Delta P_{Fe,rot,zat}$	Ztráty v rotoru při zatížení	[W]
$\Delta P_{Fe,stat}$	Ztráty ve statoru	[W]
$\Delta P_{Fe,zuby}$	Ztráty v zubech	[W]
ΔP_{vin}	Ztráty ve vinutí	[W]
η	Účinnost	[%]
θ	Teplotní rozdíl	[K]
θ_{mag}	Oteplení magnetů	[K]
θ_{rot}	Oteplení rotorového svazku	[K]
$\theta_{st,zub}$	Oteplení statorového tubu	[K]
$\theta_{st,jho}$	Oteplení statorového jha	[K]
θ_{vin}	Oteplení vinutí	[K]
v	Řád harmonické	[-]

ρ_{FE}	Měrná hmotnost železe	[Kg·m ⁻³]
$\sigma_{cu,20}$	Měrná vodivost mědi při 20 C°	[S·m ⁻¹]
$\sigma_{cu,90}$	Měrná vodivost mědi při 90 C°	[S·m ⁻¹]
σ_{tan}	Tangenciální napětí	[MPa]
τ_p	Pólová rozteč	[mm]
τ_u	Drážková rozteč	[mm]
ψ	Spřažený tok	[Wb]
ω	Úhlová rychlost	[rad·s ⁻¹]
Φ_{mag}	Magnetický tok	[Wb]
Φ_{okoli}	Tepelné ztráty odváděny jinak než ventilací	[W]
Φ_{tep}	Tepelný tok	[W]
$\Phi_{ventilace}$	Tepelné ztráty odvedené ventilací	[W]

1 ÚVOD

Synchronní stroje s permanentními magnety jsou v dnešní době velmi populárním řešením v mnoha aplikacích především díky svým výhodným vlastnostem, jako jsou vysoká účinnost či vysoká hustota momentu v porovnání s ostatními typy strojů. Na druhou stranu, u synchronního stroje s permanentními magnety se musíme smířit s obtížností regulovat magnetický tok. Tato nevýhoda představuje významný problém u vysokootáčkových aplikací, které jsou v dnešní době stále více používané, protože díky vysokým otáčkám je možné dosáhnout nižších rozměrů soustavy. Díky pokročilým možnostem frekvenčních měničů je však možné tuto nevýhodu eliminovat, protože dokáže pracovat v takovém režimu, který dokáže stroj odbuzovat.

Není to ovšem záležitost pouze elektroniky, motor musí být navržen vhodně tak, aby odbuzování vůbec umožňoval a zároveň aby si při takovém režimu zachoval požadované parametry. Tato práce se zabývá návrhem různých konfigurací synchronního motoru a jejich porovnání včetně provozu v odbuzovacím režimu.

2 LITERÁRNÍ REŠERŠE

2.1 Synchronní stroj

Stator synchronního stroje je obvykle koncipován jako třífázový. Tři fáze jsou podobně jako u asynchronního stroje navinuty do statorových drážek a když jimi protéká proud, vytváří točivé magnetické pole, které interaguje s rotorovým magnetickým polem.

Vektor magnetického pole je pevně spřažený s polohou rotoru a je buzený vlastním zdrojem magnetického napětí, na rozdíl od asynchronních strojů, kde je rotorové magnetické pole buzeno pomocí statoru. Právě díky vlastnímu zdroji magnetického napětí rotoru je stroj schopen pracovat synchronně. Rotorové buzení se realizuje dvěma způsoby.

Při prvním je na rotoru umístěno budicí vinutí, jenž je zvláště napájeno. Napájení se dříve řešilo pomocí kartáčů, dnes se již více používají bezkartáčové rotační budiče, protože neobsahují kluzný kontakt. Budicí vinutí má zásadní výhodu, jenž spočívá v možnosti regulovat velikost magnetického toku, díky čemuž můžeme ovlivňovat účinník. Tato výhoda je důležitá především u generátorů, proto jsou generátory častěji konstruovány s vinutým rotorem i když u generátorů menších výkonů tomu tak nemusí být vždy.

Druhý způsob je buzení permanentními magnety, kdy se výrazně snižují ztráty v rotoru. Tato práce se zabývá právě stroji s permanentními magnety.

Permanentní magnety lze umístit na povrch rotoru nebo je do rotoru vnořit. Obě varianty mají své konstrukční, ale i principiální odlišnosti.

2.1.1 Stroj s magnety na povrchu rotoru

Rotory s magnety na povrchu mají výhodu v jednodušší konstrukci. Magnety se zde nejčastěji lepí. U aplikací s vyššími otáčkami se mohou magnety bandážovat, což ale zvyšuje minimální proveditelnou vzduchovou mezeru a také zhoršuje odvod tepla.

2.1.2 Stroj s vnořenými magnety do rotoru

Tento typ rotorů se obecně používá pro aplikace s vyššími otáčkami a má proti povrchovým magnetům mnoho výhod. Jelikož jsou vnořeny v rotoru, neprojevuje se tak moc problém odstředivých sil, které se právě u vysokých otáček nejvíce projevují. Dále v magnetech vznikají menší ztráty, protože magnetická indukce, která se v magnetech vyskytuje, není tolik ovlivněna drážkovými harmonickými. Používá se více způsobů, jak vnořené magnety uspořádat. Záleží, na co se klade důraz. Oproti povrchovým pólům zde vzniká větší rozptyl magnetů, kde magnetický tok uniká neúčinně kanálky mezi magnety, které tak musí být navrženy jako co nejužší, na druhou stranu, pokud jsou moc úzké, jsou již příliš namáhané mechanicky. Hlavní rozdíl je však v tom, že vnoření magnetů způsobí zmenšení magnetické vodivosti tokotvorné osy, protože permanentní magnety mají oproti železu velice nízkou permeabilitu. To způsobí vyniklost pólů, která může produkovat moment na stejném principu jako u reluktančních motorů a může tak

zvyšovat kubaturu stroje. Tato vlastnost je výhodná hlavně při vyšších otáčkách, kdy musí stroj pracovat v režimu odbuzování.

2.2 Režim odbuzování

Do statorového vinutí se indukuje napětí podle rovnice:

$$u_i = \frac{d\psi}{dt} \quad (2.1)$$

Kde ψ je spřažený tok

Derivace spřaženého toku je úměrná otáčkám stroje, proto s rostoucí rychlostí musí být zvyšováno i napájecí napětí. U vysokootáčkových aplikací však nejde zvyšováním napájecího napětí pokrýt celý rozsah otáček a stroj od určitých otáček přechází do režimu odbuzování. V takovém režimu protéká statorovým vinutím takový proud, jenž vytváří magnetické pole, které zčásti oslabuje magnetický tok magnetů. Pokud se na problém díváme z pohledu d-q osy, tokotvorná složka proudu nabývá záporných hodnot.

2.2.1 Stroj bez vyniklých pólů

Je dán maximální proud I_s , který může protékat vinutím a je roven:

$$I_s = \sqrt{I_q^2 + I_d^2} \quad (2.2)$$

z čehož vyplývá:

$$I_q = \sqrt{I_s^2 - I_d^2} \quad (2.3)$$

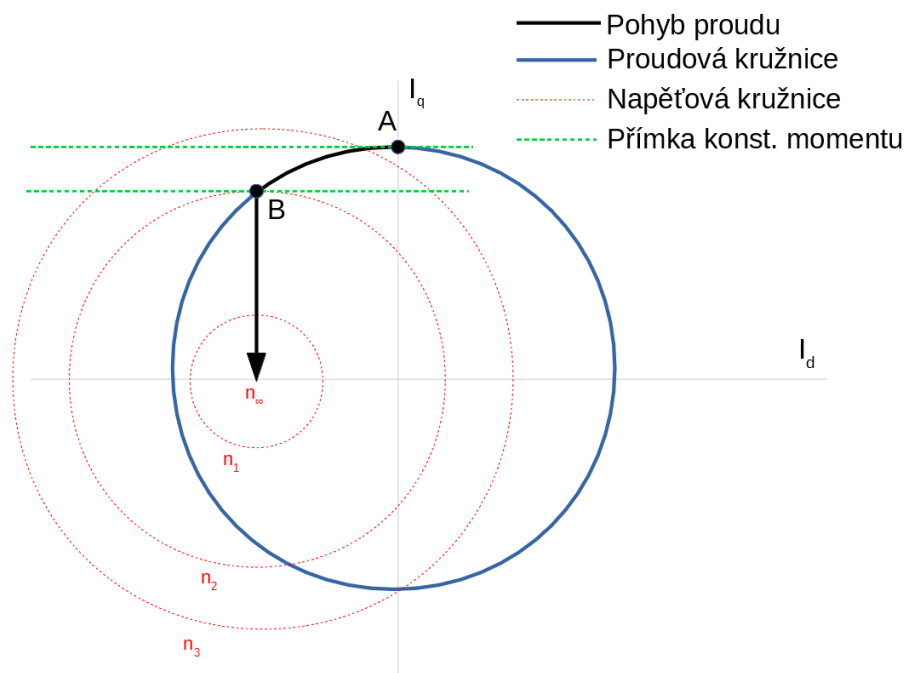
Kde I_q je proud v ose q, I_d je proud v ose d a I_s je statorový proud

Při zvyšování otáček nad jmenovitou hodnotu, a tedy i růstu tokotvorného proudu I_d , je zřejmé že klesá momentotvorný proud I_q a snižuje se tak moment stroje, protože je proud I_q přímo úměrný.

Graficky je tato situace zobrazena na obrázku 2-1, kde se geometrický součet proudů I_d a I_q pohybuje po kružnici. Dále jsou na obrázku vidět napěťové kružnice (každým otáčkám odpovídá napěťová kružnice o určitém poloměru), jenž určují, jakou mez se musí proud I_s dostat, aby nebylo překročeno povolené indukované napětí. Střed napěťových kružnic leží na ose d a je definován poměrem spřaženého toku a indukčnosti L_d . Nazývá se „bod nekonečných otáček“. Je to tedy bod, ve kterém by proud I_s zcela eliminoval tok od magnetů. Takový proud se nazývá charakteristický proud I_{char} . Pokud je charakteristický proud větší než proud I_s , má odbuzování limit, protože od určitých otáček už nebude možné magnetický tok eliminovat dostatečně. Naopak, pokud je charakteristický proud menší než proud I_s , lze stroj odbuzovat teoreticky až do nekonečných otáček.

Při jmenovitých otáčkách je proud I_d nulový a celkový proud je tedy rovnoběžný s osou q. Na obrázku je tento pracovní bod (pro jmenovité zatížení) vyznačen písmenem „A“. Při zvyšování otáček se proud pohybuje po proudové kružnici a vždy leží na průsečíku proudové a napěťové kružnice, která odpovídá daným otáčkám, až do vyznačeného bodu „B“. Tento bod je definován tím, že příčka konstantního momentu je tečná k dané napěťové kružnici. Pokud platí $I_{char} > I_s$, bod

X se na proudové kružnici nevyskytuje a I_s se tak po ní pohybuje až do průsečíku s osou d . V případě $I_s > I_{char}$ se proud od bodu B začne s narůstajícími otáčkami pohybovat rovnoběžně s osou q , což znamená, že si stroj bude držet konstantní výkon, protože je pak moment nepřímo úměrný otáčkám (před bodem B výkon roste).



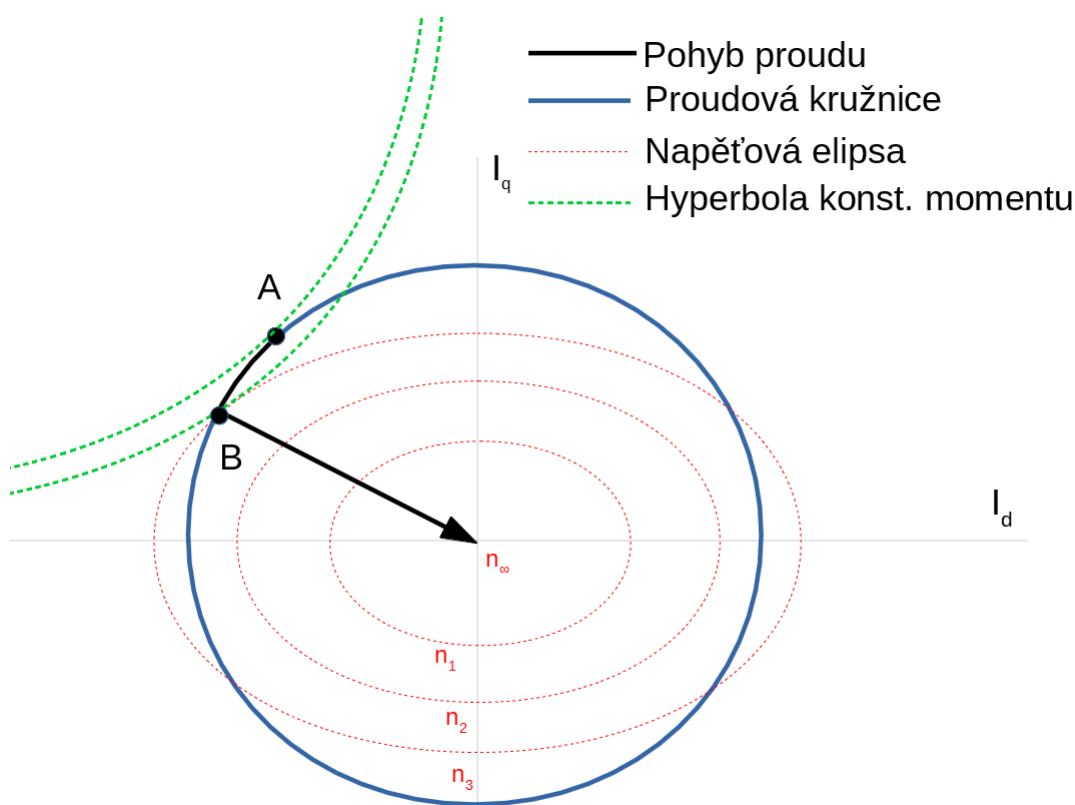
Obr. 2- 1 Odbuzování v d - q osách motoru s hladkým rotorem [1]

Nejpříznivější varianta z hlediska odbuzování tedy nastává v případě, kdy se jmenovitý proud co nejvíce přibližuje charakteristickému proudu zprava, protože si stroj nejdéle udrží rostoucí výkon a přitom mohou otáčky teoreticky růst do nekonečna.

2.2.2 Reluktanční stroj

Protože reluktanční moment je úměrný součinu I_d a I_q , jsou v rovině d - q místa se stejným momentem daná hyperbolou, jejíž asymptoty jsou d a q osy. Jelikož se vektor proudu pohybuje tak, aby byl schopen co největšího momentu, bude jmenovitý bod ležet v místě, kde je momentová hyperbola tečná k proudové kružnici, což u čistě reluktančního stroje znamená, že je proud natočen vůči napětí o 45 stupňů. Na obrázku 2-2 je tento bod označen jako bod A. Při odbuzování se podobně jako u strojů s magnety na povrchu pohybuje proud po kružnici až do bodu B, kde je hyperbola tečná na danou napěťovou elipsu, jejíž střed je umístěn na počátku, protože není přítomen žádný tok od magnetů. Poté se proud pohybuje nejbližší trajektorií do středu souřadnic a začne strměji klesat moment. Platí že,

čím více jsou póly vyniklé, tím více jsou napěťové elipsy roztáhlé do šířky (u hladkého rotoru je napěťová elipsa v podobě kružnice) a tím pádem se proud musí více natočit, aby takového bodu dosáhl, což má pozitivní vliv na odbuzování, i když odbuzovat bude možné teoreticky vždy do nekonečna. Zároveň při vyšší vyniklosti stroj dosáhne vyššího výkonu i ve jmenovitém bodě, proto je ideálním stavem případ, kde je poměr mezi L_d a L_q nekonečný.



Obr. 2- 2 Odbuzování v d-q osách reluktančního motoru [1]

2.2.3 Kombinace vyniklých pólů a magnetů

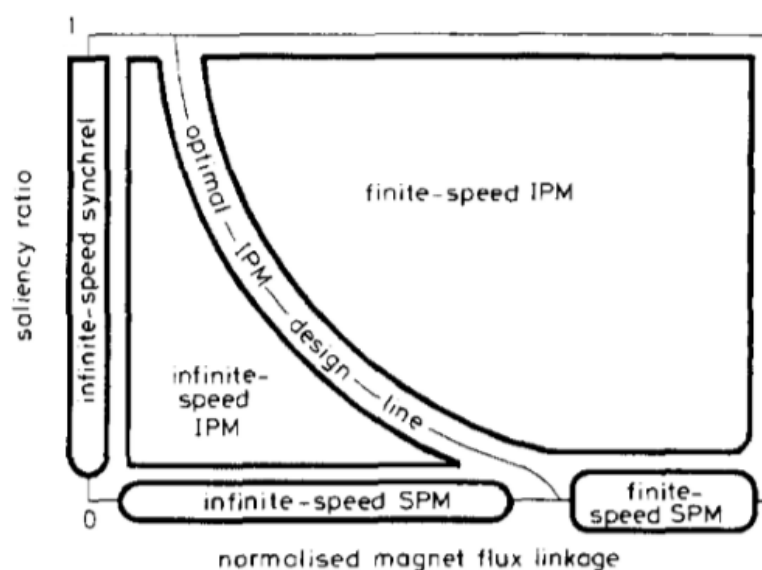
V této práci však bude kladen důraz na synchronní stroje, které disponují magnetickým tokem od magnetů a také rozdílnou indukčností os d a q, která je tvořena vnořením magnetů do rotoru, jak již bylo popsáno.

Protože stroje tohoto typu jsou kombinací strojů reluktančních a s hladkým rotorem, průběh odbuzování je závislý na vyniklosti pólů i na velikosti charakteristického proudu vůči proudu I_s .

Před návrhem motoru je vždy potřeba si uvědomit, zda je kladen důraz na co nejvyšší hustotu momentu nebo na co nejlepší odbuzování. Pokud nás zajímá co nejlepší využití stroje při jmenovitých otáčkách, navrhneme jej tak, aby jeho

spřažený tok byl co největší. Takový motor má ale nejhorší odbuzovací vlastnosti a výkon rychle po překročení jmenovitých otáček klesá na nulu. Se snižováním spřaženého toku sice klesá výkon ve jmenovitém bodě, ale zlepšují se odbuzovací vlastnosti. Výkon po dosažení jmenovitého bodu dále roste, při určitých otáčkách ale začne opět klesat (Pokud se nenacházíme v oblasti nelimitovaného odbuzování). Přítomnost vyniklých pólů však chování motoru značně ovlivňuje a je potřeba s tím počítat. Obecně s rostoucí vyniklostí pólů klesá potřebná velikost spřaženého toku pro dosažení určitých odbuzovacích vlastností.

Bylo již zmíněno, že pokud nás zajímá především oblast odbuzování, neoptimálnější varianta je navrhnout stroj tak, aby neměl vyniklé póly a zároveň platilo $I_{char} = I_s$ nebo aby magnety neměl, ale rozdíl mezi indukčnostmi os byl teoreticky nekonečný. Oba stroje budou mít z pohledu závislosti výkonu na otáčkách stejné vlastnosti. To znamená, že lze odbuzovat do nekonečna, přičemž do nekonečna bude teoreticky růst i výkon. Nejsou to však jediné dvě varianty, při kterých lze dosáhnout takových vlastností. Existuje nekonečně mnoho kombinací charakteristického proudu a vyniklosti pólů, při kterým má motor tytéž popsané vlastnosti. Všechny tyto kombinace tvoří křivku optimálního návrhu, která je na obrázku 2-3 nazvána jako „optimal IPM design line“.



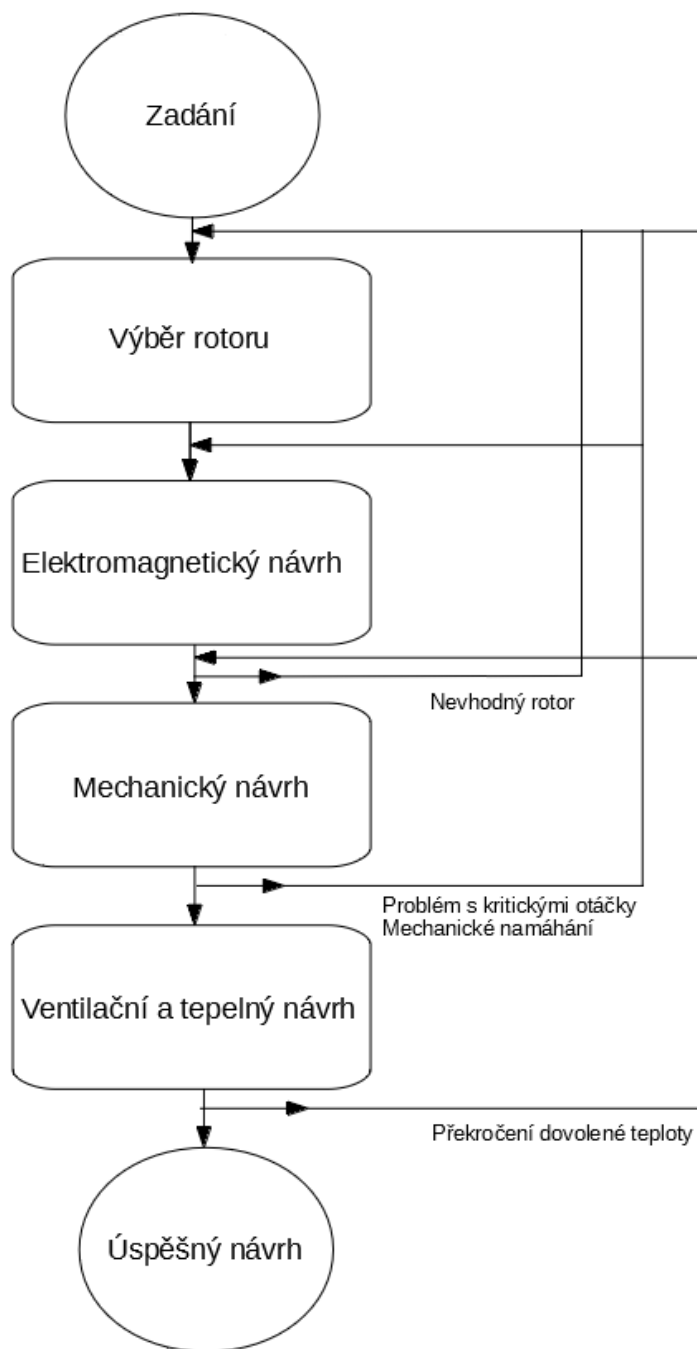
Obr. 2- 3 Odbuzovací oblasti [2]

Na obrázku je na osu x vynesena poměrná velikost spřaženého toku, kde hodnota 1 znamená maximální tok a osa y udává, jak moc jsou póly vyniklé, kde hodnota 1 znamená nekonečno. Můžeme si povšimnout, že křivka optimálního návrhu představuje hranici mezi nelimitovaným a limitovaným odbuzováním.

Pokud se nacházíme v oblasti s nelimitovaným odbuzováním, bude na rozdíl od strojů, které se nacházejí vpravo od křivky optimálního návrhu, výkon od určitých otáček konstantní (jak již bylo popsáno, výkon bude konstantní od chvíle, kdy křivka konstantního momentu bude tečná k napěťové elipse).

3 ASPEKTY NÁVRHU

Návrh elektrického stroje je komplexní záležitost, kde se kloubí několik fyzikálních oborů. Jedná se především o elektromagnetický, mechanický a tepelný návrh. V diagramu na obrázku č. 3.1 je zobrazen diagram nutných dílčích kroků pro návrh stroje, kterého se budeme během návrhu držet.



Obr.3- 1 Vývojový diagram

Aby však byl návrh motoru efektivní, je potřeba v každém bloku diagramu brát v potaz požadavky všech kroků současně (například při výběru určitého rozměru při elektromagnetickém návrhu zároveň uvažujeme, zda vybraný rozměr bude vhodný i mechanicky a tepelně). V následujících podkapitolách bude stručně uvedeno, v čem jednotlivé kroky diagramu z obrázku 3.1 spočívají.

3.1 Výběr rotoru

Před samotným elektromagnetickým návrhem je potřeba zvolit topologii, ale protože v tomto případě již máme zadané, že se jedná o synchronní motor s vnořenými permanentními magnety, zbývá jen vybrat způsob vnoření magnetů do rotoru. Na rozdíl od povrchových magnetů existuje celá řada způsobů, jak je do rotoru vnořit.

3.2 Elektromagnetický návrh

Cílem elektromagnetického návrhu je vytvoření takové geometrie aktivních částí stroje, která co nejefektivněji splní vstupní požadavky na stroj. Je to část návrhu, na kterou bude v této části kladen největší důraz a také bude nejdůkladněji popsána. V první části tohoto návrhu budou určeny předběžné rozměry stroje. Dále je na základě zvoleného syčení stroje navrženo vinutí a vhodná geometrie statoru pomocí analytických výpočtů. Geometrie rotoru bude počítána pomocí metody konečných prvků, protože analytický výpočet magnetických poměrů způsobených vnořenými magnety je nepřesný. Cílem výpočtu geometrie rotoru bude především dosažení zvolené magnetické indukce, která byla uvažována při návrhu statoru.

3.3 Mechanický návrh

Obecně je mechanický návrh velmi důležitý, zvláště pak u vysokootáčkových aplikací, kde musíme klást důraz na výpočet kritických otáček a mechanického namáhání rotoru odstředivými silami.

Zatímco u rotorů s magnety na povrchu je největší problém navrhnout rotor tak, aby nebyly odstředivou silou od povrchu rotoru odtrženy, u rotorů s vnořenými magnety je kritické místo převážně v můstcích mezi magnety nebo v můstcích mezi magnety a povrchem rotoru. Zde je potřeba se vyvarovat toho, aby působící síla nezpůsobila takové mechanické napětí, které by přivedlo můstek na mez kluzu, což by znamenalo nevratnou deformaci. Odstředivou sílu působící na těleso vykonávající pohyb po kružnici lze určit pomocí vzorce:

$$F_{od} = m \cdot \omega^2 \cdot r \quad (3.1)$$

Kde F_{od} je odstředivá síla, m je hmotnost, ω je úhlová rychlost a r je poloměr

Přítomnost hmotnosti ve vzorci znamená, že odlehčením rotoru můžeme dosáhnout zmírnění působící síly. To v praxi může znamenat, že rotorem povedou axiální kanály, které budou umístěny nejvhodněji právě nad můstky. Závislost odstředivé síly na druhé mocnině úhlové rychlosti potvrzuje původní předpoklad, že odstředivé síly se nejvíce projevují u vysokootáčkových aplikací. Třetí veličina, na které odstředivá síla závisí je poloměr, což ukazuje, že pokud chceme eliminovat odstředivé síly, je vhodné stroj navrhnout tak, aby měl co nejmenší vnější průměr rotoru.

Kritické otáčky jsou takové otáčky, při kterých nastává mechanická rezonance mezi hmotností a tuhostí rotoru. Při takových otáčkách se zvýší průhyb hřídele, zvýší se vibrace a může dojít až k destrukci rotoru. Obvykle se konstruktér snaží navrhnout stroj tak, aby kritické otáčky byly vyšší než otáčky, na které se stroj může během provozu dostat. Z toho důvodu je většinou snaha rotor navrhnout tak, aby jeho kritické otáčky byly co nejvyšší. První kritické otáčky závisí na třetí mocnině délky hřídele. Namáhání rotoru i kritické otáčky budou v mechanickém návrhu řešeny především pomocí metody konečných prvků.

3.4 Ventilační a tepelný návrh

V ideálním motoru se stoprocentní účinností se veškerá energie vstupující do elektrického stroje v ustáleném stavu ve formě elektrické energie přemění na energii mechanickou (u generátoru je tomu naopak). V každém reálném elektrickém stroji se ale část vstupující energie uvnitř mění na tepelnou energii. Při uvažování ustáleného tepelného stavu se množství ztrát musí rovnat tepelnému toku, jenž odvádí teplo ze stroje. Podle Fourierova zákona pro šíření tepla v jednom směru lze napsat vztah pro tepelný tok:

$$\phi_{tep} = \frac{\theta}{R_T} \quad (3.2)$$

Kde θ je rozdíl teplot a R_T je tepelný odpor.

Zjednodušeně vztah naznačuje, že tepelný tok způsobuje na tepelném odporu oteplení vůči okolí. Cílem ventilačního a tepelného návrhu je co nejvíce snížit tepelný odpor z důvodu snahy o dosažení co nejmenšího oteplení. Ve skutečnosti ztráty ve stroji vznikají na více místech a tepelný odpor je složený z mnoha rozdílných tepelných odporů, výpočet je proto složitější, ale princip (snaha o co nejmenší tepelný odpor) zůstává. Při tepelném návrhu je potřeba zvážit, zda bude použito chlazení přirozené, či nucené. Při přirozeném chlazení je teplo odváděno do okolí přes kostru přirozeným vedením tepla. Takové chlazení je obecně méně účinné. Naopak při nuceném chlazení strojem proudí chladicí médium, což zlepšuje chladicí poměry.

4 NÁVRH ŠESTIPÓLOVÉHO MOTORU

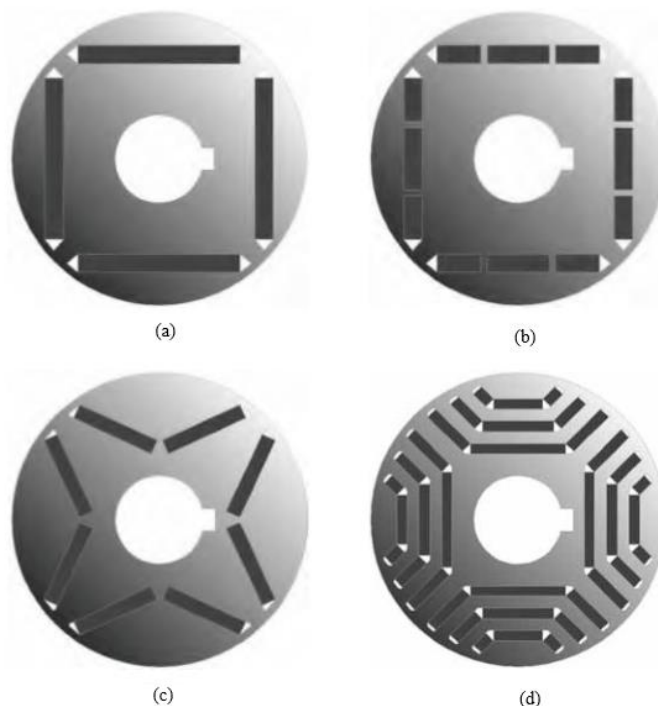
V této kapitole se bude řešit návrh synchronního motoru s následujícími zadanými parametry:

Výkon	65 kW
Jmenovité otáčky	3000 min ⁻¹
Maximální otáčky	9000 min ⁻¹
Napětí (pro 3000 min ⁻¹)	188 V
Počet pólů	6
Počet fází	3
Buzení stroje	Vnořené permanentní magnety
Tepelná třída izolace	H
Využití stroje	S1

Tab 4- 1 Zadání návrhu šestipólového motoru

4.1 Výběr rotoru

Pro výběr rotoru budeme vycházet ze čtyř, v praxi běžně používaných typů rotoru, které můžeme vidět na obrázku 4-1.



Obr. 4- 1 Typy rotorů s vnořenými magnety [1]

Je patrné, že uspořádání s označením „a“ je nejjednodušší na výrobu a také poměr indukčností L_q ku L_d je vysoký. Oproti ostatním modelům však bude nejnáchylnější na ztráty v magnetech, protože jsou magnety relativně blízko povrchu a nejsou rozdělené na segmenty.

Druhá verze se od první liší použitím segmentů magnetů, což zvyšuje pracnost výroby, ale může vyřešit nebo zmírnit problém se ztrátami v magnetech. Z pohledu hustoty momentu stroje však bude tento návrh horší ze dvou hlavních důvodů. První důvod je ten, že mezi segmenty pólů uniká rozptylový tok, není proto možné dosáhnout tak velké magnetické indukce v mezeře. Druhým důvodem je zvýšení magnetické vodivosti v ose d , čímž klesne vyniklost. Kanálky mezi segmenty budou také jistě původci mechanických problémů, hlavně při vyšších rychlostech. Obě verze mají také tu nevýhodu, že plocha pólu na povrchu magnetu je menší než plocha pólové rozteče ve vzduchové mezeře, a protože magnetická indukce je hustota magnetického toku, je zřejmé, že v mezeře bude indukce menší než na povrchu magnetů.

Na třetím modelu je naopak vidět, že ve vzduchové mezeře může být vyšší indukce než na magnetech. Magnety uspořádané do tvaru V mají výhodu, že chování stroje je značně ovlivněno úhlem, který magnety mezi sebou svírají.

Čtvrtý model se vyznačuje především velkou vyniklostí a často je používán i bez magnetů, kde se pak uplatňuje jen reluktanční složka. Mechanicky to však není nejvýhodnější řešení. Z důvodu možnosti velké koncentrace magnetického toku bude stroj navržen s magnety ve tvaru V.

4.2 Elektromagnetický návrh

Elektromagnetický návrh se skládá z určení základních rozměrů, návrhu statoru, návrhu rotoru, ověření indukovaného napětí a výpočtu ztrát a účinnosti.

4.2.1 Určení základních rozměrů

Velikost stroje, čímž je v tomto případě myšlen objem rotoru, je vždy úměrná požadovanému momentu přes konstantu úměrnosti, která v sobě skrývá velikost magnetické indukce a lineární hustotu proudu a nazývá se tangenciální napětí. Pokud chceme stroj o určitém momentu navrhnout s co nejmenšími rozměry, je jasné, že tangenciální napětí, a tudíž i magnetickou indukci a proudovou hustotu, musíme volit co největší, ale s ohledem na mechanický a tepelný návrh. Z toho vyplývá, že se volí odhadem podle zkušeností pro prvotní návrh a je závislá na mnoha okolnostech, především však na způsobu chlazení. S ohledem na nucené chlazení vzduchem bude podle literatury [3] zvoleno tangenciální napětí $\sigma_{\tan} = 41000$ MPa.

Moment jednoduše spočítáme z výkonu a otáček.

$$M = \frac{P_{mech} \cdot 60}{n \cdot 2 \cdot \pi} = \frac{65000 \cdot 60}{3000 \cdot 2 \cdot \pi} = 207 \text{ Nm} \quad (4.1)$$

Kde P_{mech} je výkon a n jsou otáčky.

Jelikož motor zahřívá i jalová energie, tangenciální napětí je zvolené s ohledem na chlazení stroje. Přeměny na moment se ale účastní jen část, která je závislá na účinníku. Potřebný objem rotoru určíme jako:

$$V_r = \frac{M}{2 \cdot \sigma_{tan} \cdot \cos\varphi} = \frac{207}{2 \cdot 41000 \cdot 0,95} = 0,00266 \text{ m}^3 \quad (4.2)$$

Kde $\cos \varphi$ je účinník.

Splnit požadovaný objem rotoru lze s různým poměrem mezi délkou a průměrem. V této aplikaci s vysokými otáčkami nepůjde o náhodnou volbu, protože u příliš dlouhého rotoru může být problém s kritickými otáčkami a u rotoru s velkým průměrem zase s odstředivými silami. Nejprve zvolíme průměr rotoru, což bude později mechanicky zkontrolováno. Průměr určíme na $D_\delta = 140 \text{ mm}$, z čehož vypočítáme efektivní délku svazku, kde se neuvažuje axiální rozptyl magnetického toku:

$$l' = \frac{V_r}{\pi \cdot \frac{D_\delta^2}{4}} = \frac{2,66 \cdot 10^{-3}}{\pi \cdot \frac{0,14^2}{4}} = 173 \text{ mm} \quad (4.3)$$

Dále je potřeba zvolit velikost vzduchové mezery. Její velikost výrazně ovlivňuje chování stroje, protože představuje velký magnetický odpor. Jelikož jsou zde použity vnořené magnety, můžeme si dovolit menší vzduchovou mezeru, než by tomu bylo u povrchových magnetů, protože je povrch rotoru hladký a není potřeba bandáž. Z elektromagnetického hlediska však mezera také nemůže být příliš malá, protože by to znamenalo příliš velkou reakci kotvy. Zvolíme proto mezeru $\delta = 1 \text{ mm}$.

Axiální rozptyl magnetického toku závisí na délce vzduchové mezery. Reálnou délku rotoru nyní můžeme spočítat podle vzorce 4.4.

$$l = l' - 2 \cdot \delta = 0,173 - 2 \cdot 0,001 = 0,17 \text{ m} \quad (4.4)$$

Pokud by byly uvažovány radiální kanály, vyšla by reálná délka stroje ještě větší.

4.2.2 Návrh statoru

Návrh statoru je v této práci rozdělen na tři části. Nejdříve je zvolena magnetická indukce v mezeře, poté je navrženo vinutí a nakonec jsou spočítány všechny geometrické rozměry statoru.

4.2.2.1 Volba magnetické indukce

Jedna z nejzásadnějších veličin ovlivňující návrh vinutí i vlastnosti celého stroje je první harmonická magnetické indukce v mezeře, kterou nyní zvolíme a později v návrhu rotoru se pokusíme této hodnotě co nejvíce přiblížit optimalizací uspořádání rotoru za použití metody konečných prvků. Velikost indukce v mezeře značně ovlivňuje rozdělení i množství ztrát. Obecně ztráty v železe na nízkých kmitočtech jsou úměrné kvadrátu indukce, proto se při vysokootáčkových aplikacích používá spíše nižší sycení. Naopak u strojů s nízkými otáčkami, ztráty v železe nejsou tak významné a volbou vyššího sycení můžeme dosáhnout menší potřebné proudové hustoty ve stroji (při zachování rozměrů) a snížit tak ztráty ve vinutí, které jsou úměrné kvadrátu proudové hustoty. U stroje s permanentními magnety je ale také potřeba brát v potaz to, že nelze dosáhnout neomezeně velké indukce.

U strojů, které mají vnořené magnety do tvaru „V“ se rozložení magnetické indukce v mezeře blíží sinusovému, ve výpočtu proto budeme zjednodušeně uvažovat pouze její první harmonickou. Amplitudu první harmonické magnetické indukce volíme $B_{1,20} = 0,93 \text{ T}$.

4.2.2.2 Návrh vinutí

Volba počtu drážek

Obecně lze říci, že čím větší počet drážek na pól a fázi je zvolen, tím více se průběh magnetické indukce v mezeře způsobené vinutím (reakce kotvy) může podobat sinusovému. Pokud se počet drážek na pól a fázi nerovná celému číslu a zároveň je větší jak jedna, potom se takové vinutí nazývá „zlomkové vinutí“, které se nejčastěji používá u generátorů, protože má pozitivní vliv na eliminaci vyšších harmonických. V tomto případě ale zlomkové vinutí není vhodné, protože necelý počet drážek nad magnetem snižuje vyniklost pólů.

Při návrhu jsme limitováni průměrem statoru, protože při příliš vysokém q musí být drážky příliš úzké, což snižuje činitel plnění. Pro výpočet bude uvažováno 36 statorových drážek, což znamená, že na každý pól a fázi budou připadat dvě drážky. Při dalším návrhu bude posouzeno, zda je takový počet vhodný.

Návrh zapojení vinutí

Pro vhodný návrh vinutí je potřeba nejdříve vysvětlit pojem "činitel vinutí k_v ". Každá pólová dvojice statorového vinutí může být tvořena jednou či více cívkami, které jsou v sérii.

Napětí, které se do pólové dvojice indukuje je závislé na magnetickém toku, na počtu závitů a na frekvenci. Mimo to je však ovlivněno i činitelem vinutí, který respektuje neúplný krok cívek, prostorové natočení cívek, které tvoří pólovou dvojici a zkosení drážek. Činitel vinutí je definován následující rovnicí.

$$k_w = k_y \cdot k_r \cdot k_\gamma \quad (4.5)$$

Kde k_y je činitel zkrácení kroku, k_r je činitel rozlohy a k_γ je činitel natočení. Všechny tři činitele jsou vždy definovány pro harmonický průběh a jsou závislé na frekvenci, což je velmi výhodná vlastnost, protože můžeme navrhnout vinutí tak, aby mělo vysoký činitel vinutí pro první harmonickou, zatímco vyšší harmonické bude díky nízkému činiteli vinutí potlačovat.

Jak již bylo řečeno, větší počet drážek na pól a fázi redukuje vyšší harmonické. Je to z toho důvodu, že v takovém případě lze vinutí navinout pouze tak, že některé cívky budou mít zkrácený krok, případně lze navinout všechny cívky s plným krokem, ale budou vůči sobě fázově posunuté.

V našem případě budeme předpokládat druhý případ a spočítáme činitel vinutí pro první harmonickou. Jelikož jsou cívky uvažovány s plným krokem a drážky nejsou natočeny, bude se činitel vinutí rovnat činiteli rozlohy.

$$k_{vv} = k_{rv} = \frac{\sin\left(q \cdot \frac{v \cdot \frac{2\pi \cdot p}{Q}}{2}\right)}{q \cdot \sin\left(\frac{v \cdot \frac{2\pi \cdot p}{Q}}{2}\right)} = \frac{\sin\left(2 \cdot \frac{1 \cdot \frac{2\pi \cdot 3}{36}}{2}\right)}{2 \cdot \sin\left(\frac{1 \cdot \frac{2\pi \cdot 3}{36}}{2}\right)} = 0,9659 \quad (4.6)$$

Kde v je řád harmonické a Q je počet drážek

Dosazením vyšších řádů harmonických do rovnice 4.5 můžeme spočítat činitele vinutí i pro vyšší harmonické. Vypočtené činitele vinutí pro více harmonických jsou shrnuty v tabulce 4.2.

v	k_w
1	0,9659
5	0,2588
7	0,2588
11	0,9659
13	0,9659

Tab 4- 2 Činitele vinutí pro plný krok a q=2

V tabulce 4.2 jsou vypočteny činitele vinutí pro harmonické, které nás zajímají nejvíce. Sudé harmonické se zde příliš nevyskytují a harmonické násobku tří se z principu nemohou projevit ve sdruženém napětí. Můžeme vidět že pátá a sedmá harmonická jsou oproti první harmonické potlačeny přibližně na čtvrtinu, což není příliš, podnikneme proto další opatření v podobě zkrácení kroku. Nezávisle na činiteli rozlohy můžeme zkrátit krok díky použití dvojvrstvého vinutí. Při plném kroku jsou cívky navinuty tak, že jimi protéká magnetický tok z jednoho pólu. Podle vzorce 4.7 spočítáme přes kolik drážek musí být taková cívka navinuta

$$y_{plný} = \frac{Q}{2p} = \frac{36}{6} = 6 \quad (4.7)$$

Zvolíme krok navíjení $y = 5$, . Činitel zkrácení kroku pro první harmonickou určíme v rovnici 4.8.

$$k_y = \sin\left(\frac{y}{y_{plný}} \cdot \frac{\pi}{2} \cdot v\right) = \sin\left(\frac{5}{6} \cdot \frac{\pi}{2} \cdot 1\right) = 0,9659 \quad (4.8)$$

Činitel rozlohy zůstává stejný, můžeme proto určit činitel vinutí:

$$k_v = k_y \cdot k_r = 0,9659 \cdot 0,9659 = 0,933 \quad (4.9)$$

Opět můžeme určit tabulku s činiteli vinutí pro vyšší harmonické.

v	K_v
1	0,933
5	0,067
7	0,067
11	0,933
13	0,933

Tab 4- 3 Činitele vinutí pro $y = 5/6$ a q=2

Činitel vinutí pro pátou a sedmou harmonickou se výrazně snížil, což je příznivé. Činitel vinutí pro jedenáctou a třináctou harmonickou je stále vysoký, nehraje však již takovou roli, protože harmonické vysokých řádů se již v systému nevyskytují tak výrazně. Další zkrácení kroku by tyto harmonické již značně utlumilo, ale zároveň by již byla tlumena i užitečná první harmonická. Dále tedy budeme uvažovat dvojvrstvé vinutí se zkráceným krokem o jednu drážku.

Natočení drážek

V dosavadních úvahách jsme uvažovali nenatočený statorový svazek. Natočení svazku má schopnost potlačovat drážkové harmonické, přičemž základní harmonickou ovlivní jen málo.

Jak název napovídá, tyto harmonické souvisí s počtem drážek a ve frekvenčním spektru sousedí z obou stran s harmonickou, jejíž řád určíme jako:

$$v_{dr} = \frac{Q}{p} = \frac{36}{3} = 12 \quad (4.10)$$

Drážkování se tedy projeví především jedenáctou a třináctou harmonickou. Jak silně se projeví záleží na dalších okolnostech (např. délka vzduchové mezery, otevření drážky).

Následující rovnice přepočítává natočení o jednu drážku na natočení v radiánech.

$$\gamma_{deg} = \frac{360 \cdot 2 \cdot \pi \cdot p \cdot \gamma_{dr}}{360 \cdot Q} = \frac{360 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 3 \cdot 1}{360 \cdot 36} = 0,52 \text{ rad} \quad (4.11)$$

Nyní můžeme určit činitel natočení drážek podle následující rovnice.

$$k_{\gamma,1} = \frac{\sin \frac{\gamma}{2}}{\frac{\gamma}{2}} = \frac{\sin \frac{0,01744}{2}}{\frac{0,01744}{2}} = 0,988 \quad (4.12)$$

V tabulce 4-4 jsou podle stejné rovnice spočítány činitele natočení pro vyšší harmonické.

v	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13
k_{γ}	0,98	0,95	0,9	0,82	0,74	0,64	0,53	0,41	0,3	0,19	0,09	0	0,07

Tab. 4- 4 Činitele natočení drážek při natočení o jednu drážku

Díky tomu, že je v tabulce zobrazeno široké spektrum vyšších harmonických, lze názorně vidět, že toto opatření tlumí hlavně oblast drážkových harmonických a

čím je řád harmonické nižší, tím mírnější je tlumení. První harmonická je podle předpokladu ovlivněna již jen mírně.

Natočením drážek tedy vylepšíme tvar indukovaného napětí, aniž bychom se při tom „okrádali“ o první harmonickou. Z elektromagnetického hlediska je tedy natočení drážek výhodné, protože drážkové harmonické mohou způsobovat vyšší dodatečné ztráty, zvlnění momentu a vibrace. Na druhou stranu, natočení drážek znamená obtížnější výrobu.

Během návrhu bude dále analyzováno, zda je vhodné drážky natočit.

Počet závitů

Pólovou rozteč určíme podle rovnice 4.13

$$\tau_p = \frac{\pi \cdot D_\delta}{2 \cdot p} = \frac{\pi \cdot 0,14}{6} = 73,26 \text{ mm} \quad (4.13)$$

Nyní již máme všechny údaje potřebné k určení počtu závitů. Počet závitů se navrhuje takový, aby se v nich při jmenovitých otáčkách naindukovalo takové napětí, které si zvolíme. V našem případě potřebujeme dosáhnout napětí o efektivní hodnotě první harmonické $U_{i,s,20} = 188\text{V}$. Počet závitů v sérii spočítáme podle rovnice, která ve své podstatě vychází z derivace spřaženého toku:

$$\begin{aligned} N_s &= \frac{\sqrt{2} \cdot U_{i,20}}{4 \cdot f \cdot k_W \cdot B_{1,20} \cdot \tau_p \cdot l'} & (4.14) \\ &= \frac{\sqrt{2} \cdot 108,7}{4 \cdot 150 \cdot 0,933 \cdot 0,93 \cdot 0,073 \cdot 0,172} = 23,4 \end{aligned}$$

Z počtu závitů, které musí být zapojeny v sérii, vyjdeme při určování počtu vodičů v drážce, což bude potřeba při dalším výpočtu. Nejdříve však musíme určit počet paralelních větví. Musí platit, že všechny větve ve fázi musí být navinuty do stejného počtu drážek a také musí obsahovat stejný počet pólů. Při použití více paralelních větví, vychází větší počet vodičů v drážce, což přináší výhodu v tom, že můžeme počtem vodičů jemněji korigovat indukované napětí. Zároveň existuje optimum tloušťky a počtu vodičů, při kterém lze dosáhnout nejlepšího činitele plnění. Nevýhodou může být složitější spojování větví, což může mírně prodloužit čelo vinutí. V tomto návrhu zvolíme počet paralelních větví $a=3$.

Počet vodičů v drážce spočítáme podle vzorce 4.15.

$$V_d = \frac{N_s \cdot a \cdot m \cdot 2}{Q} = \frac{23,4 \cdot 3 \cdot 3 \cdot 2}{36} = 11,7 \quad (4.15)$$

Kde m je počet fází.

Počet vodičů zaokrouhlíme na 12.

4.2.2.3 Návrh statorové geometrie

Při návrhu statorové geometrie je v první řadě potřeba navrhnout rozměry drážky, která musí mít dostatečně velkou plochu pro vložení vinutí s izolací při respektování činitele plnění. Rozměry se musí volit tak, aby zuby mezi drážkami byly dostatečně široké a magnetická indukce v nich tak nebyla příliš velká, což způsobuje tlumení magnetického toku, vyšší ztráty v železe a potencionálně i vznik vyšších harmonických. Pokud bychom drážku naopak zvolili příliš úzkou, indukce v zubu by byla zbytečně nízká (což samo o sobě nevede) a potřebnou plochu drážky bychom museli dohnat tím, že drážku navrhne vyšší, což samozřejmě vede k většímu vnějšímu průměru statoru.

Potřebná plocha drážky závisí na izolaci, činiteli plnění a především na průměru vodiče. Průměrem vodiče ovlivňujeme jeho odpor a tím i Joulovy ztráty, které budou v drážce vznikat. Je tedy zřejmé, že pokud se snažíme snižovat ztráty v mědi pomocí navrhování velké plochy drážky a budeme chtít zachovat vnější průměr statoru, budou se naopak zvyšovat ztráty v železe. Ideální řešení navíc silně souvisí s tepelným výpočtem, protože ztráty v zubech i ztráty v mědi se budou odvádět s odlišnou efektivitou, navíc chladicí poměry také závisí na rozměrech drážky. Dalším krokem je volba výšky jha, které opět musí být dostatečně vysoké, aby dokázalo pojmout magnetický tok.

Nyní budou geometrické rozměry spočítány analyticky a později bude toto řešení zkontrolováno pomocí MKP a tepelného výpočtu.

Výpočet průřezu vodiče vychází z vypočteného proudu vodičem a zvolené proudové hustoty, která se odhaduje na základě rozměrů stroje a chladicích poměrů. Fázový proud spočítáme podle rovnice 4.16. Zde však musíme brát v potaz teplotní závislost parametrů magnetů a budeme počítat se sníženým napětím. Podrobněji bude tento jev zmíněn v kapitole 4.2.3., kde je také napětí „za tepla“ spočítané.

$$I_f = \frac{P_{mech}}{\sqrt{3} \cdot U_{i,s,90} \cdot \eta \cdot \cos\varphi} = \frac{65000}{\sqrt{3} \cdot 176 \cdot 0,95 \cdot 0,95} = 236 \text{ A} \quad (4.16)$$

Kde P_{mech} je mechanický výkon, η je účinnost a $U_{i,90}$ je indukované napětí při oteplení magnetů na 90 K.

Podle [3] uvažujeme proudovou hustotu $J = 6,35 \text{ A/mm}^2$. Jednoduše nyní můžeme spočítat potřebný průřez vodiče.

$$S_v = \frac{I_f}{a \cdot J} = \frac{236}{3 \cdot 6,35} = 12,4 \text{ mm}^2 \quad (4.17)$$

V praxi se pro dosažení takového průřezu dosahuje paralelním spojením více drátů, protože by se příliš velkým průřezem dosahovalo špatného činitele plnění drážky a také otevření drážky by muselo být příliš široké. Použijeme proto 9 drátů a každý bude mít průměr 1,32 mm, což je běžně dostupný průměr. Vodič pak bude mít průřez

$$S_v = \frac{d_{dr}^2 \cdot \pi}{4} \cdot n_{dr} = \frac{0,00132^2 \cdot \pi}{4} \cdot 9 = 12,35 \text{ mm}^2 \quad (4.18)$$

Činitel plnění, který již bere v potaz přítomnost izolace budeme uvažovat $k_{cu} = 0,5$ a určíme tak potřebný čistý průřez drážky.

$$S_{cu,pot} = \frac{S_v \cdot V_d}{k_{cu}} = \frac{12,4 \cdot 10^{-6} \cdot 12}{0,5} = 296 \text{ mm}^2 \quad (4.19)$$

Dále budeme postupovat tak, že zvolíme, jakou hodnotu magnetické indukce v zubu maximálně připustíme, z čehož vypočítáme, jak musí být zuby široké. Šířka zubu pak definuje, jak široká může být drážka. Zvolíme hodnotu $B_{zub} = 1,57 \text{ T}$. Drážkovou rozteč určíme podle rovnice 4.20.

$$\tau_u = \frac{\pi \cdot D_\delta}{Q} = \frac{\pi \cdot 0,14}{36} = 12,2 \text{ mm} \quad (4.20)$$

Před určením šířky zubu je potřeba určit maximální hodnotu indukce v mezeře. Dosud jsme počítali s první harmonickou indukce v mezeře, na té ale syčení zubů tolik nezávisí. Maximální hodnotu indukce v mezeře určíme podle následující rovnice.

$$B_{max} = \frac{\pi \cdot B_{1,20}}{4 \cdot \sin\left(\frac{\alpha_{PM} \cdot \pi}{2}\right)} = \frac{\pi \cdot 0,93}{4 \cdot \sin\left(\frac{0,75 \cdot \pi}{2}\right)} = 0,79 \text{ T} \quad (4.21)$$

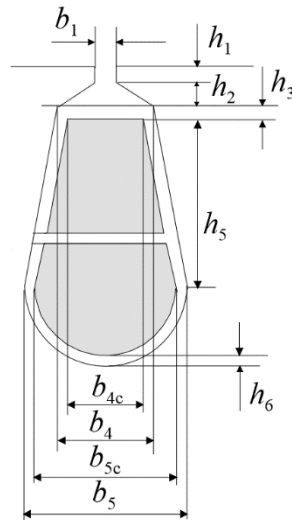
Kde α_{PM} je pólové krytí magnetů

Šířka zubu je rovna:

$$b_{zub} = \frac{B_{max}}{B_{zub}} \cdot \frac{l' \cdot \tau_u}{k_{FE} \cdot l} = \frac{0,79}{1,57} \cdot \frac{0,177 \cdot 0,0122}{0,98 \cdot 0,170} = 6,3 \text{ mm} \quad (4.22)$$

Kde k_{FE} je činitel plnění železa

Drážka bude mít následující tvar:



Obr. 4- 2 Statorová drážka [3]

Nejdříve určíme rozměry otevření drážky, což znamená:

$$b_1 = 3 \text{ mm}$$

$$h_1 = 1 \text{ mm.}$$

Zvolená šířka otevření drážky ovlivňuje drážkový rozptyl, proto by otevření nemělo být příliš malé. Příliš malé otevření drážky by také zvyšovalo pracnost navíjení. Na druhou stranu, příliš velké otevření drážky může způsobovat nerovnoměrnosti v momentu a ztráty v magnetech. Rozměry h_2 a h_3 již příliš velký elektromagnetický význam nemají a ovlivňují spíše konstrukční provedení vinutí (h_3 je šířka klínu, který je umístěn v drážce, aby držel vinutí). Zvolíme tedy rozměry:

$$h_2 = 2 \text{ mm}$$

$$h_3 = 3 \text{ mm.}$$

Rozměr b_4 již musíme vybrat tak, abychom dodrželi minimální šířku zubu. Spočítáme jej podle rovnice 4.23.

$$\begin{aligned} b_4 &= \frac{\pi \cdot (D_\delta + \delta + 2 \cdot (h_1 + h_2))}{Q} - b_d \\ &= \frac{\pi \cdot (0,14 + 1 + 2 \cdot (1 + 2) \cdot 10^{-3})}{36} - 0,0063 \\ &= 6,5 \text{ mm} \end{aligned} \quad (4.23)$$

Protože chceme, aby měl zub konstantní šířku, musí být rozměr b_5 závislý na výšce drážky h_5 . Jelikož šířka drážky je již daná, průřez drážky již ovlivníme pouze její výškou. Protože je rozměr b_5 závislý na výšce, nejjednodušší možnost dosažení

potřebného průřezu je iterativní dosazování výšky. Zde budou uvedena již konečná čísla. Výšku drážky volíme $h_5 = 29 \text{ mm}$.

$$b_5 = b_4 + \frac{2 \cdot \pi \cdot (h_3 + h_5)}{Q} = 0,0065 + \frac{2 \cdot \pi \cdot (3 + 29) \cdot 10^{-3}}{36} \quad (4.24)$$

$$= 12,1 \text{ mm}$$

Dále určíme tloušťku drážkové izolace $h_6 = 0,5 \text{ mm}$. Abychom drážkovou izolaci respektovali při výpočtu čistého průřezu drážky, dopočítáme s její pomocí rozměry b_{4c} a b_{5c} .

$$b_{4c} = b_4 - 2 \cdot h_6 + \frac{2 \cdot \pi \cdot h_3}{Q} \quad (4.25)$$

$$= 0,0065 - 2 \cdot 0,0005 + \frac{2 \cdot \pi \cdot 0,003}{36} = 6 \text{ mm}$$

$$b_{5c} = b_5 - 2 \cdot h_6 = 0,0121 - 2 \cdot 0,5 \cdot 10^{-3} = 11,1 \text{ mm} \quad (4.26)$$

Nyní určíme čistý průřez drážky.

$$S_{cu} = \frac{b_{4c} + b_{5c}}{2} \cdot h_5 + \frac{\pi}{8} \cdot b_{5c}^2 \quad (4.27)$$

$$= \frac{(6 + 11,1) \cdot 10^{-6}}{2} \cdot 0,029 + \frac{\pi}{8} \cdot 0,01^2$$

$$= 296 \text{ mm}^2$$

Vidíme tedy, že čistá plocha drážky je dostatečná pro vložení potřebného počtu vodičů. Kromě čistého průřezu drážky spočítáme také celkový průřez drážky, který použijeme při výpočtu ztrát v železe.

$$S_{dr} = b_1 \cdot h_1 + h_2 \cdot \left(\frac{b_4}{2} + \frac{b_1}{2} \right) + h_3 \cdot \left(b_4 + \frac{\pi \cdot h_3}{Q} \right) + \left(\frac{b_4 + b_5}{2} \right) \cdot h_5 + \frac{\pi}{8} \cdot b_5^2 \quad (4.28)$$

$$= 3 \cdot 10 \cdot 10^{-6} + 2 \cdot \left(\frac{6,5}{2} + \frac{3}{2} \right) \cdot 10^{-6} + 3$$

$$\cdot \left(6,5 + \frac{\pi \cdot 3}{36} \right) \cdot 10^{-6} + \left(\frac{6,5 + 12,1}{2} \right) \cdot 29 \cdot 10^{-6}$$

$$+ \frac{\pi}{8} \cdot 0,0121^2 = 360 \text{ mm}^2$$

Pro kompletní návrh statorové geometrie nám již zbývá určit vnější průměr statoru. Vzhledem k tomu, že již máme navržený vnitřní průměr statoru a výšku drážky, vnější průměr statoru D definuje tloušťku statorového jha, které musí být dostatečně široké na to, aby pojmuolo polovinu magnetického toku jednoho pólu.

Obecně, u mnohápólových strojů postačí tenčí jho, protože se celkový magnetický tok rozdělí mezi více pólů a tok jednoho pólu, který musí pojmout jho je menší. Postup výpočtu bude podobný jako při výpočtu šířky zubu. Zvolíme si magnetickou indukci ve jhu $B_{jho} = 1,65$ T. Magnetický tok, který prochází jhem spočítáme podle rovnice 4.29, ve které ale problém zjednodušíme a uvažujeme indukci první harmonické na základě odhadu, že půlperioda první harmonické bude mít podobně velkou střední hodnotu jako půlperioda vlastního průběhu. V kapitole 4.2.3 posoudíme, korektnost tohoto zjednodušení.

$$\Phi_{mag} = B_{1,20} \cdot \tau_p \cdot l' \cdot \frac{2}{\pi} = 0,93 \cdot 0,073 \cdot 0,172 \cdot \frac{2}{\pi} = 7,4 \text{ mWb} \quad (4.29)$$

Potřebnou výšku jha pak určíme rovnicí:

$$h_{jho} = \frac{\Phi_{mag}}{2 \cdot K_{FE} \cdot B_{jho} \cdot l} = \frac{0,0074}{2 \cdot 0,98 \cdot 1,65 \cdot 0,175} = 13,5 \text{ mm} \quad (4.30)$$

Určení průměru vrtání

$$D_i = D_\delta + \delta = 140 + 1 = 141 \text{ mm} \quad (4.31)$$

Nyní již máme všechny informace pro určení vnějšího průměru statoru.

$$D = D_i + 2 \cdot \left(h_1 + h_2 + h_3 + h_5 + \frac{b_5}{2} + h_6 + h_{jho} \right) = 0,141 + 2 \cdot \left(1 + 2 + 3 + 29 + \frac{12,1}{2} + 0,5 + 13,5 \right) \cdot 10^{-3} = 251 \text{ mm} \quad (4.32)$$

4.2.3 Návrh rotoru pomocí MKP

Jak již bylo zmíněno, analytické určení magnetické indukce ve vzduchové mezeře je u stroje s vnořenými magnety velmi obtížné a nepřesné. Je to převážně z důvodu existence rozptylových magnetických toků, které se analyticky velmi složitě vyjadřují. Byl proto vytvořen model motoru v programu Maxwell. Geometrie statoru byla vytvořena podle návrhu v kapitole 4.2.2.

Vnější průměr rotoru byl určen tak, aby byla dodržena délka vzduchové mezery a šířka magnetů byla uvažována 5 mm. Ve výpočtu byly uvažovány magnety NdFeB, které jsou charakterizovány remanentní indukcí a koercitivní silou.

$$H_{c,20} = 971 \text{ kA/m.}$$

$$B_{r,20} = 1,32 \text{ T}$$

Pro plechy byl použit materiál M290-50A, jehož datasheet je uveden v příloze A.

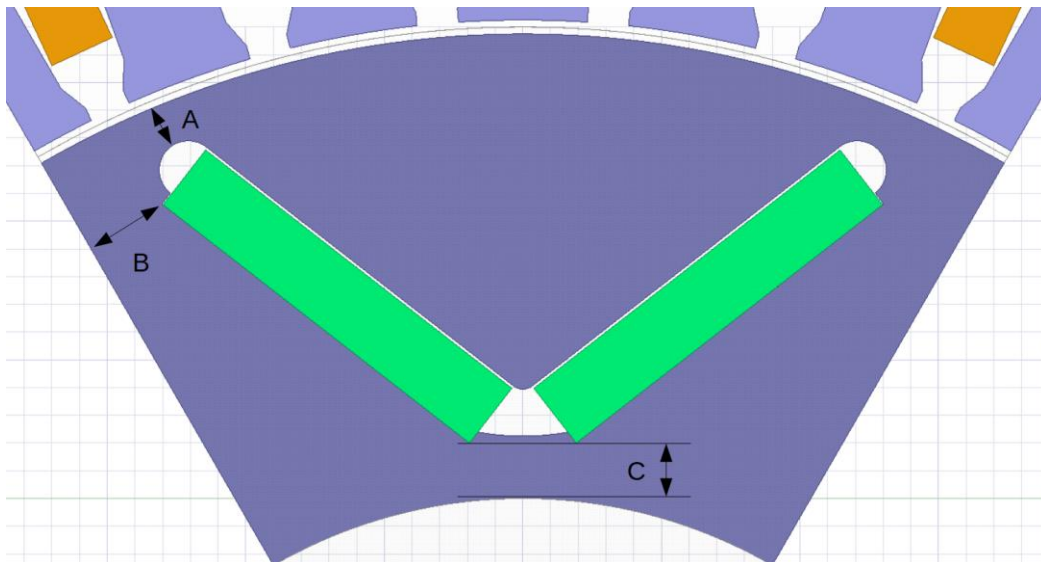
Pro výpočet byla použita magnetostatická analýza, která se používá pro výpočet statických simulací. Jednou z jejích výhod je automatické meshování, při kterém se

model iteračně opakovaně meshuje, dokud nesplní námi zadanou podmínku maximální velikosti chyby výpočtu.

Cílem tohoto výpočtu bylo navrhnout uložení magnetů v rotoru tak, aby bylo dosaženo požadované první harmonické indukce v mezeře $B_{1,20} = 0,93 \text{ T}$ a rotor přitom vydržel mechanické namáhání odstředivými silami. Zároveň byla snaha o použití co největšího vnitřního průměru, protože vyšší průměr hřídele znamená vyšší kritické otáčky.

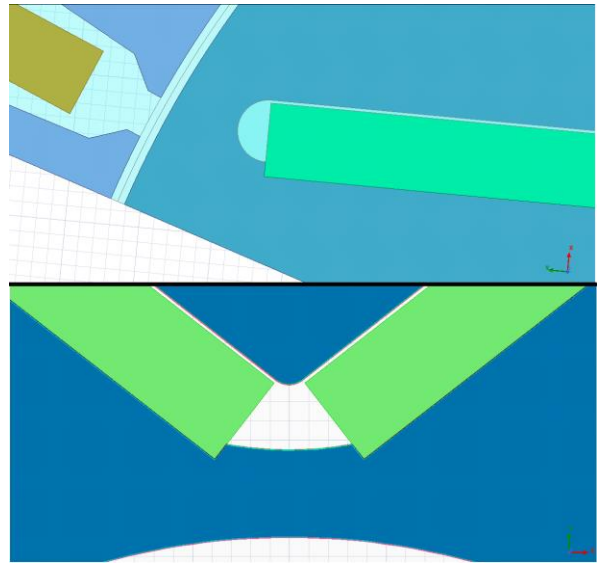
Výsledek návrhu můžeme vidět na obrázku 4-3, kde je zobrazen jeden pól rotoru, na kterém jsou vyznačeny rozměry, které rotorovou geometrii nejvíce charakterizují. Přesné okótování geometrie je uvedeno v příloze B. Rozměr A by bylo z elektromagnetického hlediska nejvhodnější volit co nejmenší, protože tímto můstkem se uzavírá rozptylový tok, který limituje možnost dosáhnout vyšší indukce v mezeře. Můstek však musí být dostatečně široký, protože toto místo je nejkritičtější z pohledu mechanického namáhání rotoru. Rozměr B velmi ovlivňuje tvar průběhu indukce. Bylo proto nutné nalézt optimum, při kterém byla první harmonická nejvýraznější. Optimální poměr z elektromagnetického hlediska naštěstí vyšel tak, že můstek tvořený dvojnásobkem tohoto rozměru je dostatečně široký, aby splnil mechanický výpočet. Lze však předpokládat, že při větším počtu pólů již bude můstek vycházet užší.

Rozměr C musí být opět dostatečně velký, aby vydržel namáhání odstředivými silami. Jelikož budou rotorové plechy na hřídel připevněny pomocí pera, není potřeba uvažovat namáhání nalisováním na hřídel.



Obr. 4- 3 Model rotoru

Na obrázku 4-4 vidíme detail uložení magnetu. Můžeme si všimnout, že bariéra na potlačení rozptylu, která je umístěná nad vrcholem magnetu, je zaoblená. Důvodem je zmírnění mechanického namáhání, protože na jejím povrchu se předpokládá nejkritičtější místo. Dále si můžeme povšimnout, že je zde uvažována vůle 0,2 mm pro uložení magnetu. Tato vůle znamená parazitní zvětšení vzduchové mezery a ovlivní tak magnetické poměry ve stroji.



Obr.4- 4 Uložení magnetů

Na obrázku 4-5 je zobrazen průběh normálové složky ve vzduchové mezeře a také první harmonické tohoto průběhu, jejíž amplituda byla určena pomocí Fourierovi transformace.



Obr. 4- 5 Průběh indukce v mezeře šestipólového motoru

Můžeme vidět, že hodnota B_{max} se pohybuje okolo hodnoty 0,85 T, což je mírně vyšší než vypočtená hodnota, což je způsobeno tím, že u vnořených magnetů je určení pólového krytí nejednoznačné. Dále z obrázku můžeme odhadnout, že střední hodnota první harmonické přibližně odpovídá střední hodnotě průběhu indukce, takže náš předpoklad při výpočtu magnetického toku je dostatečně přesný.

Na obrázku 4-6 můžeme vidět výsledek Fourierovi transformace. Jelikož se jedná o prostorový průběh, nikoli o časový, není na ose x vynesena frekvence, ale hodnota, která udává, kolikrát by se daná prostorová harmonická vešla do jednoho metru. První harmonická se do jednoho metru vejde 6,8 krát a je oproti vyšším

harmonickým velmi výrazná, což potvrzuje, že se průběh indukce blíží sinusovému.



Obr. 4- 6 Harmonické složky průběhu indukce v mezeře šestipólového motoru

Jak již bylo zmíněno, permanentní magnety se vyznačují výraznou tepelnou závislostí jejich parametrů. To se projeví především na velikosti proudu, protože pokud poklesne indukce v mezeře, pro dosažení potřebného momentu potřebujeme větší proud. Při výpočtu statorového proudu jsme již tento jev brali v potaz tím, že jsme počítali s poníženým napětím $U_{i,70}$, které nyní spočítáme.

Nejdřív pomocí MKP určíme pokles magnetické indukce v mezeře.

Teplotní pokles parametrů $B_{r,20}$ a $H_{c,20}$ je u uvažovaných magnetů definován koeficienty:

$$\alpha_{Br} = 0,09 \% \cdot K^{-1}$$

$$\alpha_{Hc} = 0,09 \% \cdot K^{-1}$$

Parametry magnety při oteplení $\Theta_{PM,70} = 70$ K tedy budou.

$$B_{r,90} = B_{r,20} \cdot \left(1 - \frac{\theta_{PM,70} \cdot \alpha_{Br}}{100}\right) = 1,32 \cdot \left(1 - \frac{70 \cdot 0,09}{100}\right) = 1,24 \text{ T} \quad (4.33)$$

$$B_{r,90} = H_{c,20} \cdot \left(1 - \frac{\theta_{PM,70} \cdot \alpha_{Hc}}{100}\right) = 971 \cdot \left(1 - \frac{70 \cdot 0,09}{100}\right) = 910 \text{ kA} \cdot \text{m}^{-1} \quad (4.34)$$

Pro výpočet byl použit stejný model, pouze byly změněny parametry magnetického materiálu. Výsledky ukázaly, že při oteplení magnetů o 70 K, klesne magnetická indukce v mezeře na $B_{1,90} = 0,87$ T. Indukované napětí za tepla spočítáme následovně.

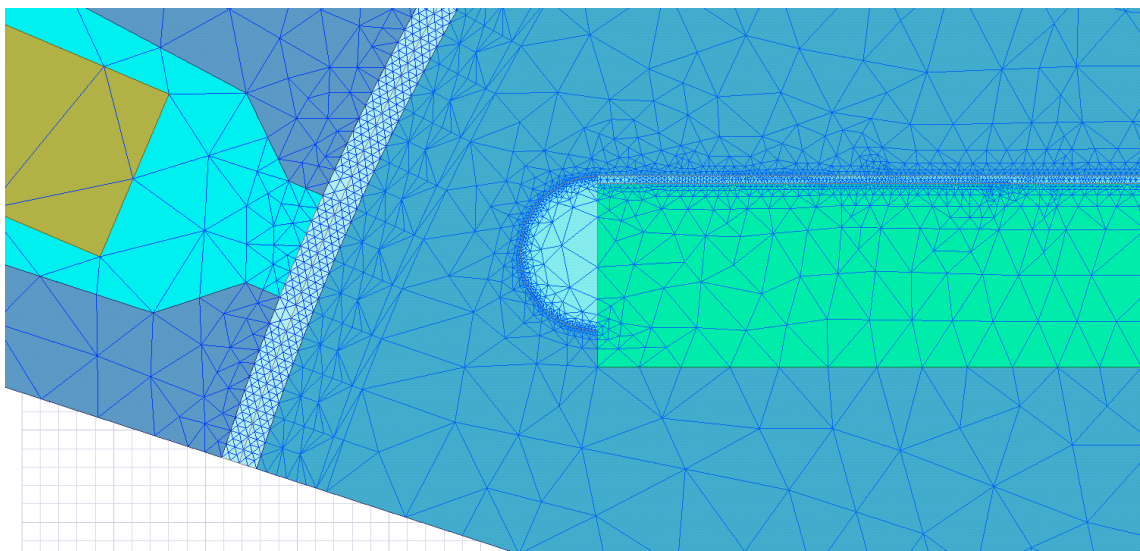
$$U_{i,90} = U_{i,20} \cdot \frac{B_{1,90}}{B_{1,20}} = 188 \cdot \frac{0,87}{0,93} = 176 \text{ V} \quad (4.35)$$

4.2.4 Ověření indukovaného napětí

V předchozí kapitole byl navržen rotor tak, aby byla ve vzduchové mezeře požadovaná indukce. Nyní pomocí MKP vypočteme průběh indukovaného napětí a ověříme tak vzorec. 4.14.

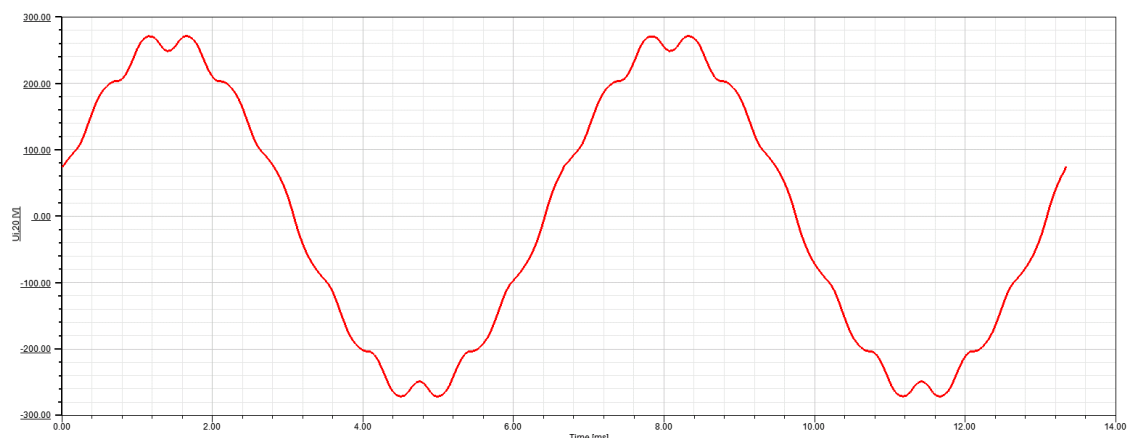
Tato simulace bude provedena v Maxwellu za použití transientní analýzy, která umožňuje řešit v čase proměnné děje. Na rozdíl od magnetostatické analýzy, zde již musíme mesh nastavit ručně. Důraz musí být vždy kladen na to, aby byla použita hustá mesh ve vzduchové mezeře, včetně parazitní vzduchové mezery, způsobené vůlí na uložení magnetů. Na obrázku 4-7 můžeme vidět, jak byla mesh konkrétně nastavena. Kromě zhuštěné sítě ve vzduchových mezerách si lze povšimnout i zmenšených elementů pod povrchem rotoru, což sice v téhle simulaci nevyužijeme, bude se nám to však hodit při výpočtu ztrát v rotoru. Další parametr, jenž značně ovlivňuje výstupy analýzy, je délka kroku. Pokud chceme postihnout drážkové harmonické, musí být délka kroku menší než polovina jejich periody. Konkrétně, nejvyšší harmonická, která nás zajímá je třináctinásobek základní frekvence. Minimální krok tedy určíme podle rovnice 4.36.

$$T_{MKP} = \frac{1}{13 \cdot f \cdot 2} = \frac{1}{13 \cdot 150 \cdot 2} = 256 \mu s \quad (4.36)$$



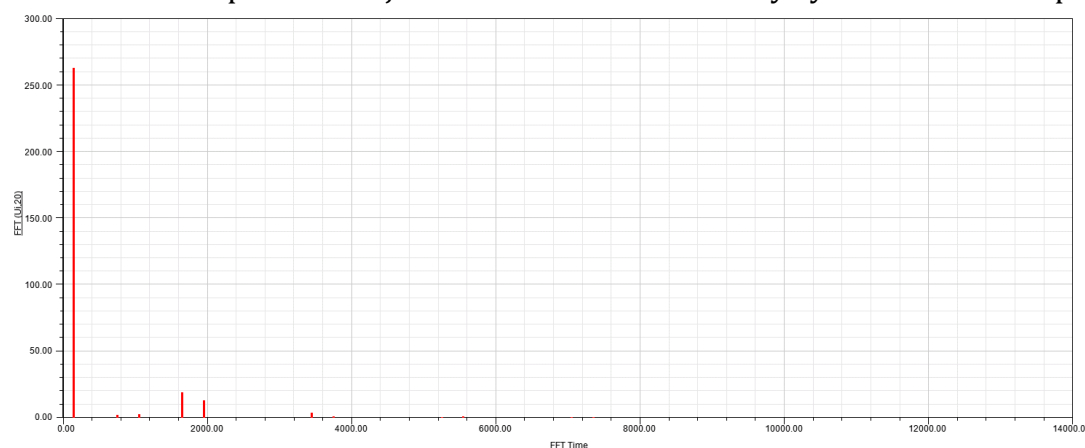
Obr.4- 7 Detail vykreslené sítě

Dvě periody sduženého indukovaného napětí můžeme vidět na obrázku 4-8



Obr.4-8 Průběh sduženého indukovaného napětí šestipólového motoru

Na obrázku 4-9 pak vidíme jednotlivé harmonické složky výše zmíněného napětí.



Obr.4- 9 Harmonické složky sduženého indukovaného napětí šestipólového motoru

Je zřejmé, že v porovnání se spektrem indukce v mezeře, je první harmonická mnohem výraznější (vůči vyšším harmonickým). Je to praktická ukázka redukce vyšších harmonických činitelem vinutí, o čemž byla řeč při návrhu vinutí. Kromě tohoto jevu se na eliminaci harmonických podílí i fakt, že se jedná o třífázový stroj, takže všechny harmonické násobku tří se automaticky vynulují. Ve spektru vyšších harmonických prakticky zůstaly pouze drážkové harmonické, které by bylo dále možno potlačit natočením drážek, jak již bylo zmíněno. Je však zjevné, že z pohledu indukovaného napětí je spektrum vyšších harmonických natolik chudé, že natáčení není potřeba. Především ale můžeme z obrázku vyčíst, že amplituda první harmonické je 264 V, což odpovídá 188 V efektivní hodnoty.

4.2.5 Určení ztrát a účinnosti

V této kapitule budou určeny veškeré ztráty a určena účinnost stroje.

Ztráty ve vinutí

Ztráty ve vinutí jsou kritické z pohledu chlazení. Jedním z důvodů je ten, že vznikají v izolované drážce, tepelný tok tedy musí procházet přes drážkovou izolaci, což způsobuje významný teplotní spád. Dále je teplo z vinutí odváděno přes čela, která jsou přímo ofukována vzduchem. Konstrukční návrh čel je tedy z pohledu chlazení velmi důležitý. Pokud se nejedná o vysokootáčkový motor, jsou ztráty ve vinutí většinou dominantní, což ale nemusí být pravidlem. V tomto případě však tuto skutečnost předpokládáme. Naštěstí, na rozdíl od ostatních ztrát, jsou ztráty v mědi snadno určitelné, protože výpočet odporu je obecně přesný. Jediné, co může určení ztrát zatížit větší chybou, je špatné určení proudu, protože tyto ztráty závisí na kvadrátu proudu.

Pro výpočet ztrát v mědi musíme určit odpor vinutí. Proto nejdříve spočítáme průměrnou délku cívky.

$$\begin{aligned} l_{c,avg} &= 2 \cdot l + 0,1 + 2,4 \cdot \tau_p \cdot W_p \\ &= 2 \cdot 0,17 + 0,1 + 2,4 \cdot 0,0732 \cdot \frac{5}{6} = 0,586 \text{ m} \end{aligned} \quad (4.37)$$

Kde W_p je poměrná délka kroku.

Vodivost mědi závisí na oteplení, což je potřeba respektovat především proto, že se jedná o kladnou zpětnou vazbu – vyšší oteplení vinutí způsobí větší ztráty, které způsobí ještě větší oteplení. Oteplení vinutí θ_{vin} budeme uvažovat 80 K.

$$\sigma_{cu,80} = \frac{\sigma_{cu,20}}{1 + \theta_{vin} \cdot \alpha_{Cu}} = \frac{58,1 \cdot 10^6}{1 + 80 \cdot 0,00381} = 44,5 \text{ S/m} \quad (4.38)$$

Kde α_{Cu} je koeficient teplotní změny odporu mědi

Nyní jednoduše určíme odpor fáze.

$$R_f = \frac{N_S \cdot l_{c,avg}}{\sigma_{Cu,80} \cdot a \cdot S_{Cu}} = \frac{24 \cdot 0,586}{41,6 \cdot 10^6 \cdot 3 \cdot 12,4 \cdot 10^{-6}} = 9,1 \text{ m}\Omega \quad (4.39)$$

Ztráty ve vinutí jsou pak úměrné kvadrátu proudu.

$$\Delta P_{Cu} = 3 \cdot R_f \cdot I_f^2 = 3 \cdot 0,0091 \cdot 236^2 = 1,52 \text{ kW} \quad (4.40)$$

Pro tepelný výpočet je potřeba určit rozdělení Joulových ztrát na ztráty v čelech a ztráty v drážce. Nejdříve určíme ztráty generované v drážkách.

$$\Delta P_{Cu,dr} = \frac{2 \cdot l}{l_{c,avg}} \cdot \Delta P_{Cu} = \frac{2 \cdot 0,17}{0,586} \cdot 1520 = 882 \text{ W} \quad (4.41)$$

V čelech se ztráty určí doplňkem do celkových ztrát

$$\Delta P_{Cu,cela} = \Delta P_{Cu} - \Delta P_{Cu,dr} = 1520 - 820 = 700 \text{ W} \quad (4.42)$$

Ztráty v železe statoru

Ztráty v železe statoru se rozdělují za ztráty ve jhu statoru a ztráty v zubech. Statorové ztráty v železe se v analytickém výpočtu určují pomocí výrobcem uvedených měrných ztrát plechů vztažených na velikost magnetické indukce a frekvence. Nejdříve proto musíme určit objem jha i zubů pomocí již známých geometrických rozměrů a následně objemy přepočteme na hmotnost.

Střední průměr jha statoru se rovná.

$$\begin{aligned} D_{js} &= D_i + 2 \cdot (h_1 + h_2 + h_3 + h_4 + h_6) + h_{jho} \\ &= 0,141 + 2 \cdot (1 + 2 + 3 + 34,5 + 0,5) \cdot 10^{-6} \\ &\quad + 0,0135 = 237 \text{ mm} \end{aligned} \quad (4.43)$$

Objem statoru získáme pomocí rovnice 4.44

$$\begin{aligned} V_{stat} &= 0,25 \cdot l \cdot \pi \cdot (D^2 - D_i^2) \\ &= 0,25 \cdot 0,17 \cdot \pi \cdot (0,25^2 - 0,141^2) = 5,72 \text{ dm}^3 \end{aligned} \quad (4.44)$$

Dále spočítáme objem jha statoru:

$$\begin{aligned} V_{stat,jho} &= l \cdot \pi \cdot \left[\left(\frac{D}{0,5} \right)^2 - \left(\frac{D}{2} - h_{jho} \right)^2 \right] \\ &= 0,17 \cdot \pi \\ &\quad \cdot \left[\left(\frac{0,25}{0,5} \right)^2 - \left(\frac{0,25}{2} - 0,0135 \right)^2 \right] \\ &= 1,71 \text{ dm}^3 \end{aligned} \quad (4.45)$$

Nakonec určíme hmotnost jha:

$$m_{jho} = V_{stat,jho} \cdot K_{Fe} \cdot \rho_{Fe} = 0,00171 \cdot 0,98 \cdot 7860 = 13,2 \text{ Kg} \quad (4.46)$$

Kde ρ_{Fe} je měrná hmotnost plechu odečtená z datasheetu.

Pro určení objemu zubů nejdříve určíme objem drážek

$$V_{dr} = S_{dr} \cdot l \cdot Q = 360 \cdot 10^{-6} \cdot 0,17 \cdot 36 = 2,21 \text{ dm}^3 \quad (4.47)$$

Objem zubů vypočítáme pomocí

$$\begin{aligned} V_{zuby} &= V_{stat} - V_{stat,jho} - V_{dr} = (5,72 - 1,71 - 2,21) \cdot 10^{-3} \\ &= 1,8 \text{ dm}^3 \end{aligned} \quad (4.48)$$

Hmotnost zubů se rovná.

$$m_{zuby} = V_{zuby} \cdot K_{Fe} \cdot \rho_{Fe} = 0,0018 \cdot 0,98 \cdot 7860 = 13,8 \text{ Kg} \quad (4.49)$$

Před samotným výpočtem ztrát je potřeba určit koeficienty opracování jha a zubů, které respektují zhoršení vlastností plechu následkem mechanického namáhání při vystřihování. Koeficient opracování zubů se zpravidla volí vyšší než koeficient opracování jha. Volba koeficientů vychází z [3] a volíme je následovně:

$$K_{zuby} = 2$$

$$K_{jho} = 1,6$$

Výše zmíněné měrné ztráty plechu jsou podle datasheetu $2,62 \text{ W} \cdot \text{Kg}^{-3}$ pro frekvenci 50 Hz a magnetickou indukci 1,5 T.

Nyní již můžeme vyčíslit ztráty v zubech a ve jhu.

$$\begin{aligned} \Delta P_{Fe,zuby} &= k_{zuby} \cdot P_{1,5} \cdot \left(\frac{B_{zub}}{1,5}\right)^2 \cdot m_{zuby} \cdot \left(\frac{f}{50}\right)^{1,5} \\ &= 2 \cdot 2,62 \cdot \left(\frac{1,57}{1,5}\right)^2 \cdot 13,8 \cdot \left(\frac{150}{50}\right)^{1,5} = 412 \text{ W} \end{aligned} \quad (4.50)$$

$$\begin{aligned} \Delta P_{Fe,jho} &= k_{jho} P_{1,5} \cdot \left(\frac{B_{jho}}{1,5}\right)^2 \cdot m_{zuby} \cdot \left(\frac{f}{50}\right)^{1,5} \\ &= 1,6 \cdot 2,62 \cdot \left(\frac{1,65}{1,5}\right)^2 \cdot 13,8 \cdot \left(\frac{150}{50}\right)^{1,5} \\ &= 347 \text{ W} \end{aligned} \quad (4.51)$$

$$\Delta P_{Fe,stat} = \Delta P_{Fe,zuby} + \Delta P_{Fe,jho} = 412 + 347 = 760 \text{ W} \quad (4.52)$$

Výpočet bude nyní ověřen pomocí Maxwellu, kde se informace o vlastnostech, týkajících se ztrát v plechu zadává pomocí křivky udávající závislost měrných ztrát

na indukci. Křivka je uvedena v datasheetu. Pro jednoduchost se ztráty v železe počítají ve stavu naprázdno, protože reakce kotvy ztráty v železe v zásadě příliš neovlivňuje.

Protože nás zajímají ztráty v železe, je potřeba použít dostatečně hustou síť i na oblast, kde ztráty vznikají – v zubech a ve jhu statoru. Hustota sítě v těchto oblastech moc neovlivňuje výpočet magnetických poměrů ve stroji, vyčíslení ztrát však ovlivní značně. Podobně jako u analytického výpočtu, i zde budeme počítat ztráty pro zuby a jho zvlášť, rozdělíme proto stator na dva objekty – zuby a jho, což je vidět na obrázku 4-9. Je důležité poznamenat, že ve výpočtu budou ztráty násobeny stejnými koeficienty opracování jako při analytickém výpočtu. Výsledky analýzy, zohledňující opracování plechů, jsou následující:

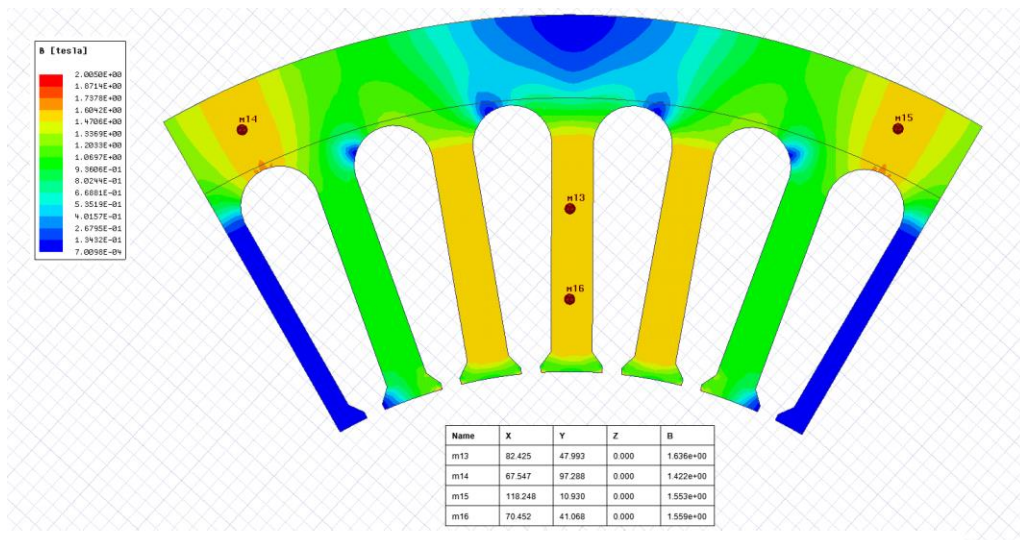
Ztráty v zubech $\Delta P_{Fe,zuby} = 550 \text{ W}$

Ztráty ve jhu $\Delta P_{Fe,jho} = 250 \text{ W}$

Celkové ztráty v železe jsou podle MKP:

$$\Delta P_{Fe,stat} = \Delta P_{Fe,zuby} + \Delta P_{Fe,jho} = 550 + 250 = 800 \text{ W} \quad (4.53)$$

Ztráty v zubech tedy vychází vyšší pomocí MKP, zatímco ztráty ve jhu jsou podle numerického výpočtu nižší. Na obrázku 4-10 můžeme vidět, že tyto rozdílnosti jsou způsobeny trochu jiným sycením – zuby jsou více sycené než u analytického výpočtu, zatímco jho je sycené více.



Obr.4- 10 Sycení statoru šestipólového motoru

Dodatečné ztráty

Tyto ztráty jsou nejobtížnější na spočítání a jejich správný výpočet vychází ze zkušenosti. V tomto případě budeme uvažovat dodatečné ztráty jako jedno procento z výkonu motoru. Mimo to, že se obtížně určuje velikost těchto ztrát, obtížně se také určuje místo vzniku, což může působit komplikace při tepelném výpočtu.

$$\Delta P_{dod} = 0,01 * P_{mech} = 0,01 \cdot 65000 = 650 \text{ W} \quad (4.54)$$

Ztráty v rotoru

V rotoru synchronního stroje není přítomna základní harmonická magnetická indukce, mohou však vznikat ztráty vlivem drážkové harmonické, které se projeví na povrchu rotoru, což souvisí s hloubkou vniku.

U motorů s magnety na povrchu tak často vznikají nezanedbatelné ztráty právě v magnetech, protože většina dnes používaných magnetů jsou elektricky vodivé a jsou z plného materiálu.

V našem případě, kdy jsou magnety vnořeny do rotoru, který je tvořen plechy, se situace na první pohled jeví příznivější, protože v laminovaném materiálu se tolik neprojeví vířivé proudy. Oproti motoru s povrchovými magnety je však v tomto návrhu uvažována relativně malá délka vzduchové mezery, což je faktor, který tyto ztráty značně ovlivňuje.

Analytický výpočet těchto ztrát je nepřesný a složitý, ztráty proto budou spočítány pomocí MKP. Jak již bylo ukázáno v kapitole 4.2.4, při nastavení analýzy je potřeba definovat síť s malými elementy v oblasti rotorového povrchu. Minimální čas kroku určený rovnicí 4.36 je v tomto případě dostačující.

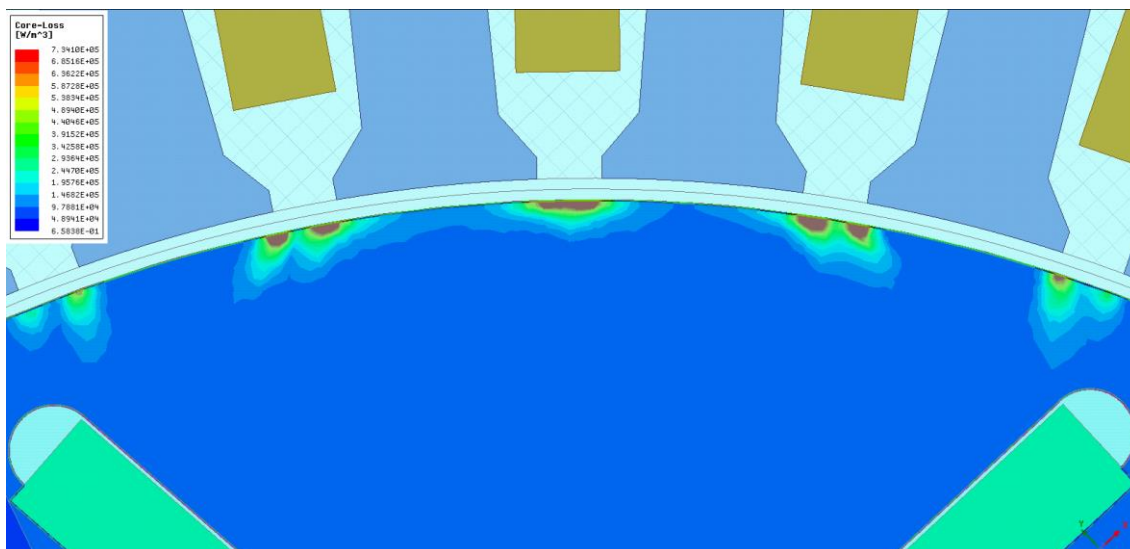
Na rozdíl od ztrát ve statoru lze v tomto případě předpokládat významný vliv reakce kotvy, která značně ovlivňuje magnetické poměry v oblasti vzduchové mezery (proud v ose q vytváří magnetické pole, které je kolmé na pole tvořené buzením). Budou zde proto uvedeny výsledky pro stav naprázdno a pro zatížený stav, o kterém bude řeč v kapitole 4.5.

Výsledek výpočtu je následovný:

Na prázdko: $\Delta P_{Fe,rot,nap} = 15 \text{ W}$

Se zatížením: $\Delta P_{Fe,rot,zat} = 60 \text{ W}$

Bylo tedy potvrzeno, že zatížení tyto ztráty razantně zvyšuje, nicméně přesto ztráty v rotoru nejsou příliš významné. Na obrázku 4-11 je zobrazeno rozložení ztrát v rotoru ve stavu naprázdno.



Obr.4- 11 Povrchové ztráty v rotoru šestipólového motoru

Lze si povšimnout, že ztráty se opravdu koncentrují na povrchu. Také fakt, že se ztráty koncentrují do oblastí pod otevřením drážky, ukazuje že jsou ztráty způsobeny drážkovými harmonickými.

Mechanické ztráty

Při výpočtu je ještě potřeba uvažovat mechanické ztráty, které v sobě v tomto případě zahrnují ztráty v ložiscích a tření rotoru o vzduch ve vzduchové mezeře. Přesný výpočet ztrát v ložiscích podle [1] ovlivňují otáčky, průměr ložisek, radiální síly působící na ložiska a typ ložisek, není tedy jednoduché je určit. Vzhledem k tomu, že otáčky motoru nejsou tak vysoké a také síly na ložiska nebudou extrémní (vzhledem k rozměrů stroje), nebudou tyto ztráty oproti celkovému výkonu stroje výrazné a proto si dovolíme je odhadnout na $\Delta P_{mech} = 150 \text{ W}$.

Součet ztrát a účinnost

Nyní můžeme vyčíslit součet všech ztrát

$$\begin{aligned} \Delta P_{cel} &= \Delta P_{Cu} + \Delta P_{Fe,stat} + \Delta P_{Fe,rot,zat} + \Delta P_{mech} + \Delta P_{dod} \\ &= 1520 + 800 + 60 + 150 + 650 = 3180 \text{ W} \end{aligned} \quad (4.55)$$

Vidíme, že jsme do výpočtu účinnosti za ztráty v železe dosadili výsledky získané pomocí MKP. Pokud nebude upřesněno jinak, bude v této práci v případech, kdy existují výsledky pomocí MKP i pomocí analytického výpočtu, dodržována tato metodika.

Abychom dosáhli požadovaného výkonu na hřídeli, musíme na vstup stroje přivést činný elektrický výkon podle následující rovnice.

$$P_{el} = P_{mech} + \Delta P_{cel} = 650000 + 3180 = 68180 \text{ W} \quad (4.56)$$

Účinnost pak stanovíme následovně:

$$\eta = \frac{P_{mech}}{P_{el}} = \frac{65000}{68180} = 0,958 = 95,3\% \quad (4.57)$$

4.3 Mechanický návrh

V této kapitole bude popsán výpočet namáhání rotoru a kritických otáček

4.3.1 Výpočet namáhání rotoru

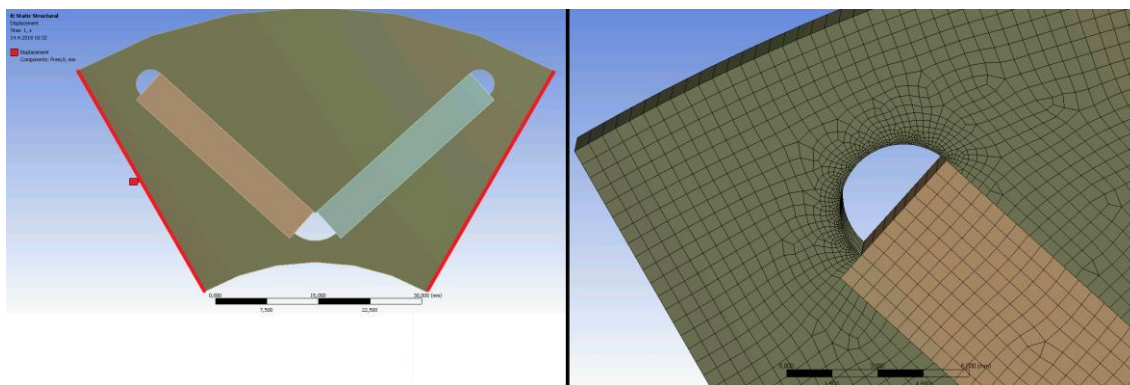
Cílem tohoto výpočtu je nalezení nejvíce namáhaného místa rotoru a intenzitu namáhání posoudit. Posouzení bude provedeno pomocí běžně používaného koeficientu bezpečnosti, který vyjadřuje poměr mezi maximálním přípustným namáháním materiálu a vypočteným namáháním. Maximálním přípustným namáháním je zde myšlena mez kluzu, kdy poměr mezi namáháním a poměrným prodloužením materiálu přestává být lineární a hrozí nevratné poškození materiálu. Z přiloženého datasheetu v přílohách můžeme vyčíst, že maximální přípustné namáhání $\sigma_{mk}=465$ Mpa.

Výpočet bude proveden pro 1,2 násobek maximálních jmenovitých otáček, tudíž:

$$n_{max} = n_{n,max} \cdot 1,2 = 9000 \cdot 1,2 = 10800 \text{ rpm} \quad (4.58)$$

Kde $n_{n,max}$ jsou maximální jmenovité otáčky

Simulace bude provedena v programu Ansys - static structural. Využijeme rotorové symetrie a pro úsporu času bude vytvořena geometrie pouze jednoho pólu, což je korektní, díky zadání podmínky „displacement“. Zadání této podmínky je na obrázku 4-12 a) znázorněno červenou barvou. Její funkce spočívá v tom, že zakazuje pohyb v ose na ní kolmé, tím pádem se model jednoho pólu chová, jako by byl namodelován kompletní rotor.

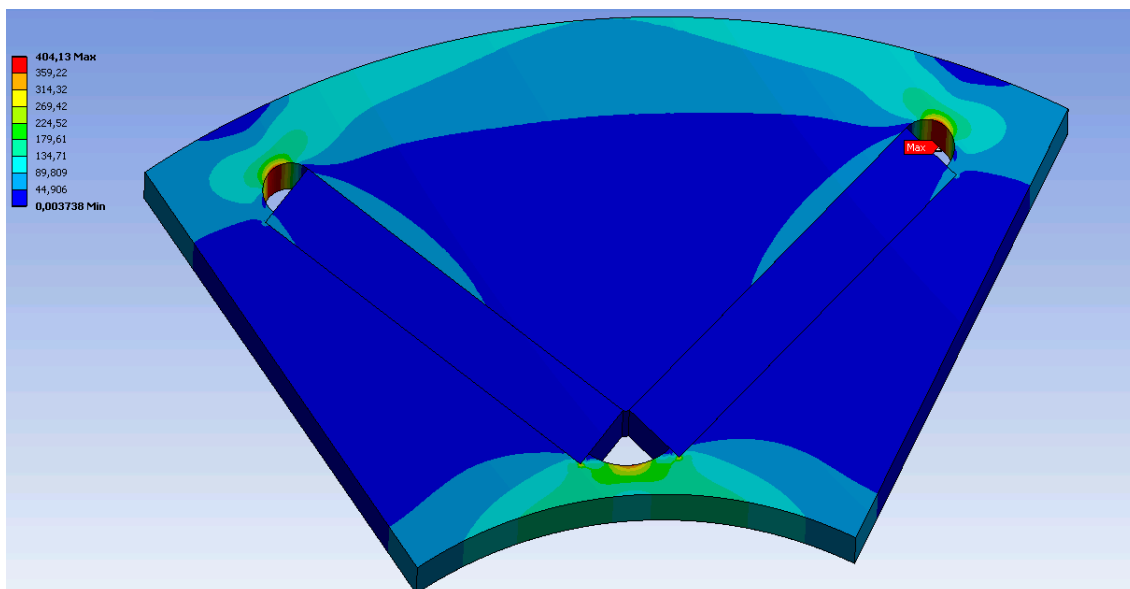


Obr.4- 22 a) Zadání okrajové podmínky Displacement b) Ukázka meshování

Kromě rotorového plechu jsou v modelu přítomny i magnety. Mezi magnety a plechem je nastaven kontakt, který zanedbává tření a hmotnost magnetů se tak může plně projevit při výpočtu namáhání.

Na obrázku 4.12b) je zobrazena ukázka meshování. Můžeme vidět, že je meshování zhuštěno v oblasti můstku po obvodu nemagnetické výplně, kde předpokládáme nejvyšší namáhání.

Na obrázku 4-13 je zobrazen výsledek výpočtu.



Obr.4- 13 Mechanický výpočet šestipólového rotoru

Podle předpokladu, nejkritičtějším místem rotoru jsou můstky nad magnety, kde se vyskytuje namáhání až $\sigma_{max} = 404$ Mpa. Koeficient bezpečnosti je tedy následující.

$$k_{bez} = \frac{\sigma_{mk}}{\sigma_{max}} = \frac{465000}{404000} = 1,15 \quad (4.59)$$

Můstky tedy namáhání vydrží, a přitom nejsou zbytečně široké, což by zvyšovalo rozptylový magnetický tok.

4.3.2 Výpočet kritických otáček

Výpočet kritických otáček bude opět proveden pomocí MKP, nyní však v programu Ansys – Modal. Tento výpočet je velmi ovlivněn rozměry a tvarem hřídele. Na obrázku 4-14 je hřídel zobrazena a jsou na ni vyneseny rozměry, které výpočet ovlivňují nejvíce. Rozměr A je shodný (při určitém zjednodušení) s vnitřním průměrem rotoru, jenž je výsledkem výpočtu z kapitoly 4.3.1. Rozměr B je dán délkou svazku. Co má však na výpočet kritických otáček největší vliv, tak je ložisková vzdálenost, která je charakterizována rozměrem C. V kapitole 3.3 jsme hovořili o silné závislosti kritických otáček na délce hřídele a toto je rozměr, který tuto vzdálenost reprezentuje, tento rozměr určuje vzdálenost mezi ložisky. Rozměr C musí být dostatečně velký, aby se mezi svazek a štít, ve kterém jsou ložiska usazeny, vešly čela. Vyložení čel určíme pomocí literatury [4]. Nejdříve spočítáme průměr statoru na středu drážek:

$$\begin{aligned} D_{dr} &= D + h_1 + h_2 + h_3 + h_4 \\ &= 0,14 + (1 + 2 + 3 + 34,5) \cdot 10^{-3} = 180 \text{ mm} \end{aligned} \quad (4.60)$$

A poté již určíme minimální vyložení čel

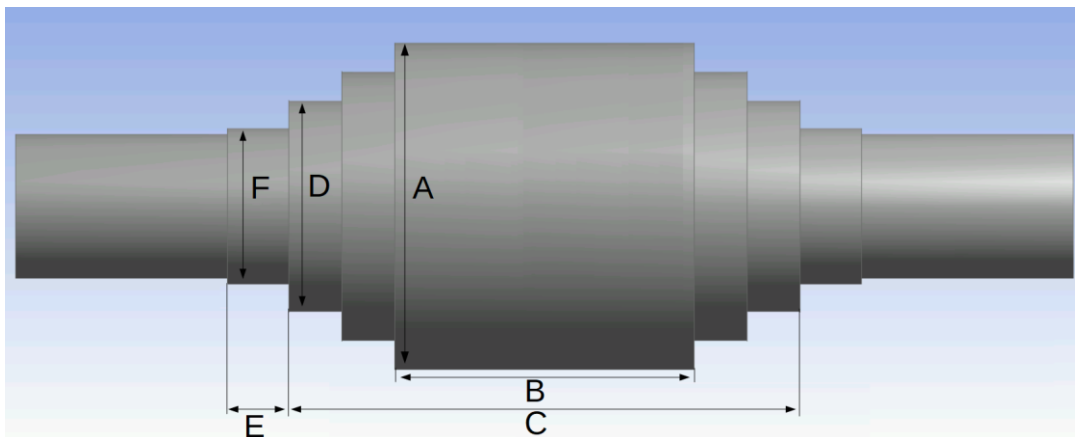
$$\begin{aligned} l_{cela,min} &= W_p \cdot K_v \frac{\pi \cdot D_{dr}}{2p} + l_{rč} = 0,83 \cdot 0,5 \frac{\pi \cdot 0,18}{6} + 0,01 \\ &= 49 \text{ mm} \end{aligned} \quad (4.61)$$

Kde $l_{rč}$ je délka úseku čel, kde měď vystupuje ze svazku, ale ještě není ohýbána a K_v je koeficient volený podle [4], který zahrnuje počet pólů

Pro vyložení čel je tedy potřeba minimálně 49 mm, s rezervou budeme uvažovat prostor pro čela $l_{cela} = 60 \text{ mm}$. Rozměr C je součtem aktivní délky svazku a vypočteného prostoru pro čela na obou stranách.

$$l_{loziskova} = l + 2 \cdot l_{cela} = 0,17 + 2 \cdot 0,06 = 290 \text{ mm}. \quad (4.62)$$

Rozměry D, E a F jsou voleny tak, aby vyhověly požadavkům datasheetu použitých ložisek 6313-2RS1 [7].



Obr.4- 14 Model hřídele

Rozměry, jež jsou vyznačeny na obrázku 4-14, jsou shrnuty v tabulce 4-5

A	136 mm
B	170 mm
C	290 mm
D	88 mm
E	35 mm
F	65 mm

Tab. 4- 5 Rozměry hřídele

Část hřídele, která se nachází za vnější stranou ložisek se nazývá volný konec hřídele. Rozměry volného konce hřídele také ovlivňují kritické otáčky, ovšem pouze za předpokladu, že je na hřídeli nasazena zátěž. V našem případě ale počítáme kritické otáčky pouze pro nezatížený volný konec, protože nejsou zadány informace o zátěži.

Při nastavení výpočtu uvažujeme ložiska s tuhostí 75 000 Mpa. Přítomnost samotného rotorového svazku uvažujeme nastavením jeho hmotnosti pomocí „Distributed Mass“ na nejširší část hřídele.

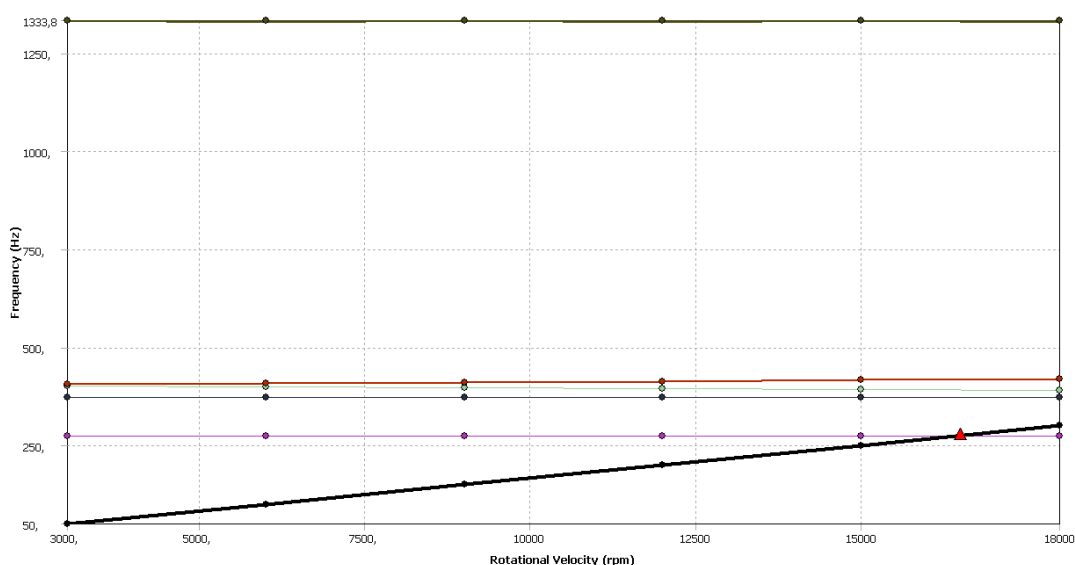
Hmotnost rotoru určíme podle rovnice 4.63.

$$\begin{aligned}
m_{rot} &= \rho_{rot} \pi \cdot l \cdot \left(\frac{D_{r,vnej}^2 - D_{r,vnit}^2}{4} \right) \\
&= 7860 \cdot \pi \cdot 0,17 \cdot \left(\frac{0,139^2 - 0,068^2}{4} \right) \quad (4.63) \\
&= 15,4 \text{ Kg}
\end{aligned}$$

Kde $D_{r,vnej}$ je vnější průměr rotoru a $D_{r,vnit}$ je vnitřní průměr rotoru.

Byl přijat zjednodušující předpoklad, že měrná hmotnost magnetů je stejná jako měrná hmotnost plechů (v praxi je velmi podobná).

Na obrázku 4-15 můžeme vidět Campbellův diagram, který zobrazuje závislost rezonančních frekvencí na otáčkách. V místě, kde se křivka zobrazující otáčky rotoru protne s rezonančními otáčkami, jsou vyznačeny kritické otáčky. První kritické otáčky se nachází při 16500 min^{-1} , provozní otáčky jsou tedy v bezpečné oblasti.



Obr.4- 15 Campbellův diagram šestipólového motoru

4.4 Tepelný a ventilační výpočet

V kapitole 4.2.5 byly shrnuty veškeré tepelné ztráty ve stroji a na základě toho byla stanovena účinnost. V této kapitole bude komentován výpočet oteplení stroje pomocí tepelné a ventilační sítě, která bylo pro tuto práci poskytnuta.

Tepelný a ventilační výpočet zahrnuje několik druhů vstupů.

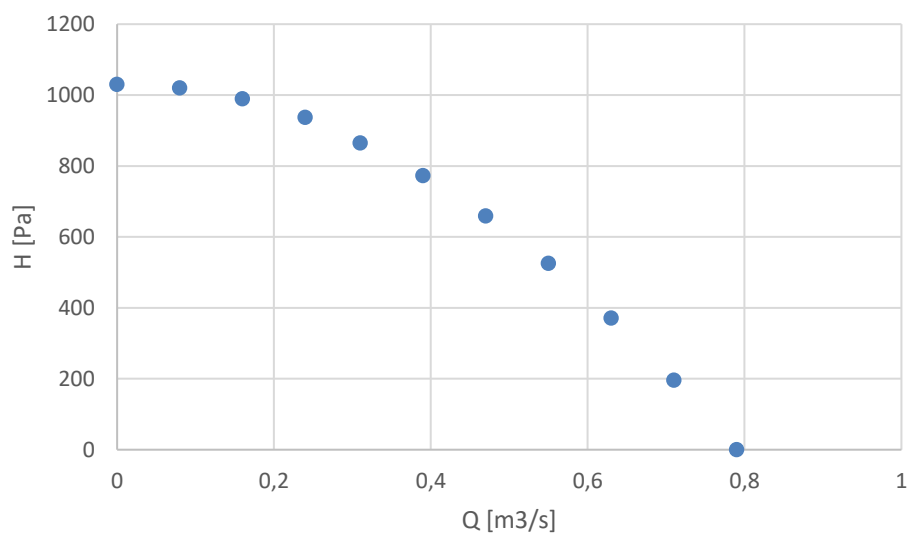
Prvním druhem je geometrický popis celého stroje, včetně částí, které nejsou elektromagneticky aktivní (kostra, ložiska ...). Rozměry, které již nebyly určeny dosavadním výpočtem je potřeba volit tak, aby ve stroji nedocházelo k rychlostem vzduchu vyšším než $20\text{-}30 \text{ m}\cdot\text{s}^{-1}$.

Dále je potřeba dosadit tepelné vodivosti materiálů a tepelné přestupy. Zatímco tepelné vodivosti materiálů jsou známé, největší úskalí obvykle tkví v určení

tepelných přestupů, které jsou závislé na teplotě, případně na rychlosti vzduchu, který daný povrch ofukuje (přestup z pevného materiálu do vzduchu). Určování přestupů vychází z velké části z empirie.

Dalším vstupem jsou ztráty, které se dosazují do jednotlivých částí stroje podle předchozích výpočtů

Jak již bylo řečeno, některé tepelné přestupy jsou závislé na rychlosti vzduchu, je proto potřeba určit ventilační poměry ve stroji. Přestupy, závislé na rychlosti vzduchu obvykle velmi výrazně ovlivňují celý výpočet, protože přestup z pevného materiálu do nehybného vzduchu je relativně malý. Vstupem ventilačního výpočtu je charakteristika použitého ventilátoru, která je zobrazena níže.



Obr.4- 16 Charakteristika ventilátoru pro šestipólový motor [9]

Ventilace stroje obsahuje dvě větve. Vzduch proudící větví A (statorová větev) ochlazuje povrch statoru (již o ní byla řeč) větev B (rotorová větev) představuje proud chladiva vzduchovou mezerou. Podle výpočtu jsou průtoky větvemi následující:

$$Q_A = 626 \text{ l}\cdot\text{s}^{-1}$$

$$Q_B = 12,1 \text{ l}\cdot\text{s}^{-1}$$

Rotorová větev má mnohem menší průtok, což je způsobeno tím, že průřez vzduchové mezery je menší než průřez kanálů mezi povrchem statoru a kostrou. Dále se hydraulický odpor vzduchové mezery zvyšuje tím, že rotor není statický. Průtok větví B však nemusí být tak velký, protože ztráty v rotoru jsou proti ztrátám ve statoru velmi malé. Navíc je rotor chlazený také přes hřídel, která je díky svým otáčkám relativně dobře chlazená.

U tepelného výpočtu nás nejvíce zajímá oteplení vinutí a oteplení magnetů. Magnetům při vyšších teplotách hrozí demagnetizace. Dále nás zajímá jejich

oteplení, protože jsme jej během výpočtu odhadovali a pokud by se příliš lišilo, bylo by potřeba pro výpočet uvažovat jiné oteplení magnetů. Dále jsme ve výpočtu odhadovali oteplení vinutí, které také musí v tepelném výpočtu odpovídat. Nakonec, aby motor mohl být provozován v třídě H, nesmí oteplení vinutí přesáhnout 125 K.

V tabulce 4-6 jsou zobrazena vypočítaná oteplení a základní rozdělení tepelného toku. Kromě toho, že motor tepelně s rezervou vyhovuje, vidíme že většina tepla je ze stroje odvedena proudícím vzduchem.

Oteplení jednotlivých částí stroje	
Θ_{vin}	70 K
$\Theta_{\text{st,zub}}$	73 K
$\Theta_{\text{st,jho}}$	57 K
Θ_{mag}	70,8 K
Θ_{rot}	70,7 K
Tepelné toky ve stroji	
$\Phi_{\text{ventilace}}$	2600 W
Φ_{okoli}	325 W

Tab. 4- 6 Tepelný a ventilační výpočet šestipólového motoru

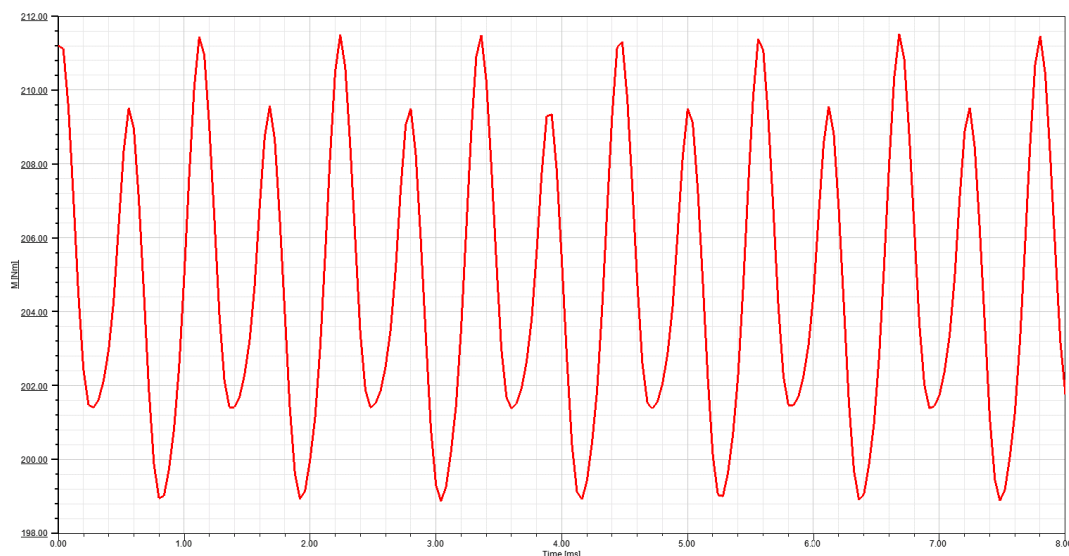
4.5 Jmenovitý stav a režim odbuzování.

4.5.1 Jmenovitý stav

Zatím byl stroj v programu Maxwell simulován pouze ve stavu naprázdno (s výjimkou ztrát na povrchu rotoru, kde bylo zapotřebí uvažovat reakci kotvy a byl proto použit jmenovitý stav, který bude nyní popsán). Vzhledem k tomu, že se jedná o motor napájený z měniče, a při chodu je jeho proud udržován v q ose, budeme model napájet proudově.

Do modelu tedy budou přímo zadány funkce průběhů proudů o velikosti, kterou jsme spočítali v rovnici 4.16. Dále musí být nastaven počáteční úhel otáčení rotoru tak, aby na sebe byla magnetická pole od rotoru a od vinutí kolmá, což značí, že je fázor proudu natočen do q osy. Na rozdíl od napět'ového napájení je tento způsob buzení jednodušší, rychlejší a nevznikají přechodové jevy. Nevýhodou je zanedbání vlivu vyšších harmonických proudů, jenž se při napět'ovém napájení tvoří na nelinearitách magnetického obvodu.

Na obrázku 4-17 je vynesena průběh momentu, na kterém je patrné jeho zvlnění.



Obr.4- 17 Průběh momentu šestipólového motoru

Pro porovnání s dalšími stroji budeme zvlnění momentu vyhodnocovat v poměru ke stejnosměrné složce momentu v procentech. V tomto případě tedy poměrné zvlnění momentu činí.

$$\Delta M_{\%} = \frac{\Delta M_{ptp}}{M} \cdot 100 = \frac{12}{204} \cdot 100 = 5,9 \% \quad (4.64)$$

Na obrázku 4-18 vidíme rozklad momentu na jednotlivé harmonické.



Obr.4- 18 Harmonické složky momentu šestipólového motoru

Kromě střední složky jsou patrné pouze složky na frekvencích 900 Hz a 1800 Hz. Vzhledem k tomu, že výraznější frekvenční složka na 1800 Hz odpovídá řádu harmonické v_{dr} z rovnice 4.10 a méně výrazná složka se vyskytuje přesně na polovině této frekvence, lze usuzovat, že zvlnění momentu je zapříčiněno drážkováním. Konkrétně zvlnění způsobují drážkové harmonické a cogging.

Cogging je parazitní reluktanční moment, který vždy působí takovým směrem, aby byla indukčnost co nejvyšší. Cogging má typicky stejnou frekvenci jako zvlnění od drážkových harmonických.

Střední složka momentu činí 204 Nm, což je mírně nižší než jmenovitá hodnota. Jmenovitý proud motoru tedy bude.

$$I_{f,MKP} = \frac{M}{M_{MKP}} \cdot I_f = \frac{207}{204} \cdot 236 = 239,5 \text{ A} \quad (4.65)$$

Stejným poměrem vzroste i proudová hustota:

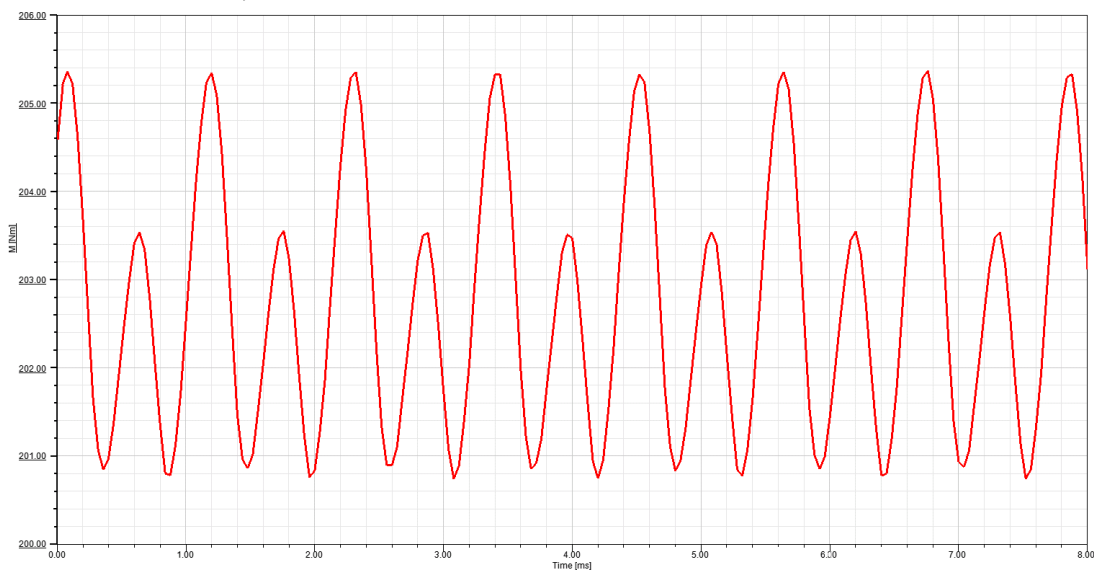
$$J_{MKP} = \frac{M}{M_{MKP}} \cdot J = \frac{207}{204} \cdot 6,35 = 6,45 \text{ A} \cdot \text{mm}^{-2} \quad (4.66)$$

Vzhledem k vyššímu jmenovitému proudu musíme přepočítat ztráty ve vinutí podle rovnice 4.67

$$\Delta P_{Cu,MKP} = \Delta P_{Cu} \left(\frac{I_{f,MKP}}{I_f} \right)^2 = 1520 \left(\frac{238}{236} \right)^2 = 1565 \text{ W} \quad (4.67)$$

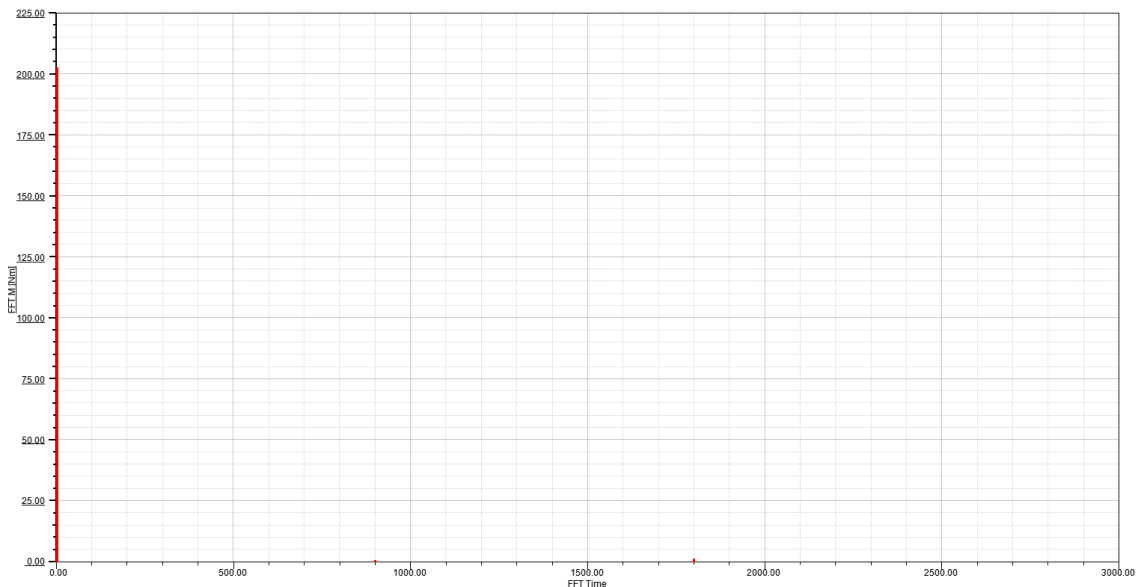
Rovnice 4.67 je pouze přepočítání na základě výsledků z analýzy pomocí MKP, budeme tedy tento výsledek brát jako výsledek výpočtu ztrát ve vinutí pomocí metody konečných prvků. Správně bychom měli toto zvýšení ztrát započítat do výpočtu účinnosti. Rozdíl je však velmi malý a na účinnosti se to prakticky neprojeví, nebudeme ji proto přepočítávat.

Na obrázku 4-19 je pak zobrazen průběh momentu pro případ, kdy je statorový svazek natočen o jednu drážkovou rozteč.



Obr.4- 19 Zvlnění momentu šestipólového motoru s natočenými drážkami

Vyhodnocením podle stejné metodiky dostáváme zvlnění 2,2 %. Ponížení zvlnění je částečně způsobeno tím, že natočení drážek tlumí drážkové harmonické vinutí, které způsobují toto zvlnění momentu a částečně tím, že natočení může potlačovat i velikost coggingu. Na obrázku 4-20 pak vidíme, že stejnosměrná složka nepatrně poklesla (to je způsobeno mírným poklesem činitele vinutí vlivem natočení drážek), vyšší harmonické však byly utlumeny mnohem více.

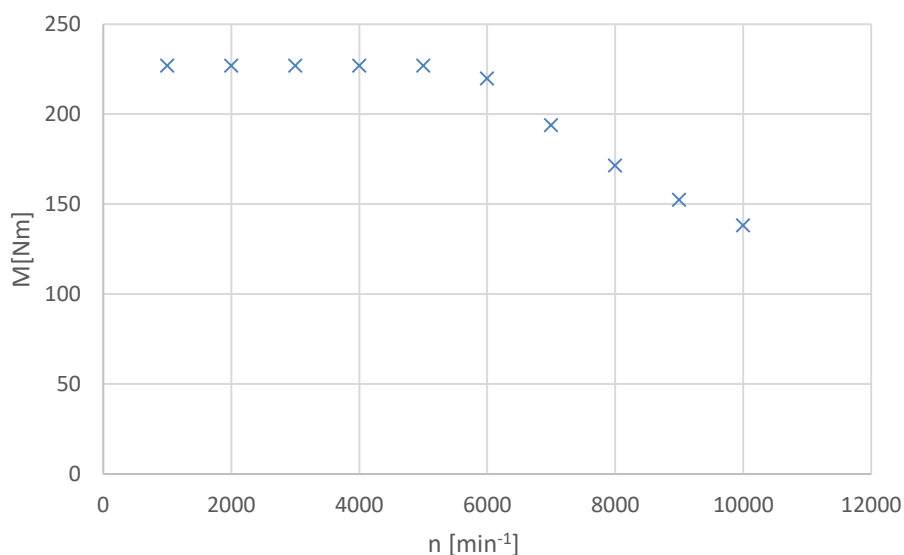


Obr.4-20 Harmonické složky momentu šestipólového motoru s natočenými drážky

4.5.2 Odbuzování šestipólového motoru

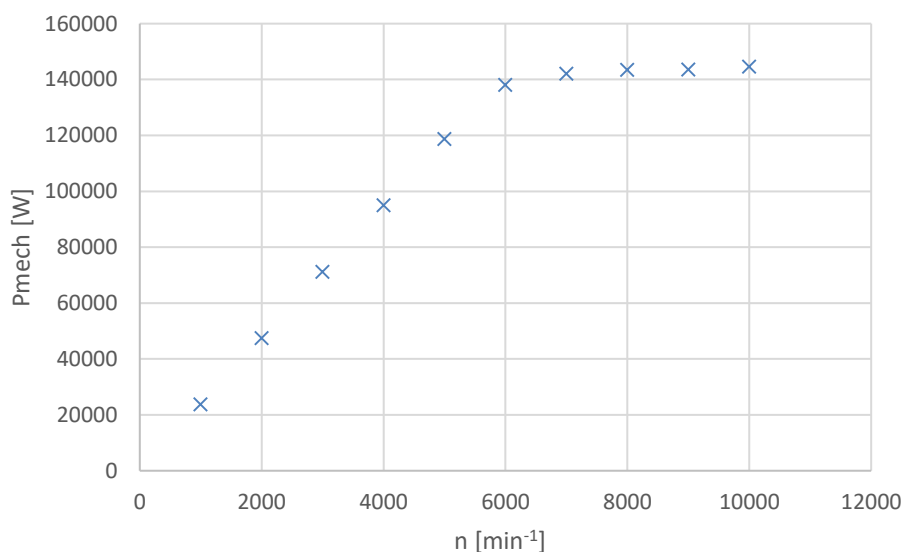
Hlavním cílem této kapitoly je výpočet závislosti výkonu a momentu motoru na otáčkách. Výpočet je proveden v programu Maxwell za pomoci skriptu „Electric Machines Design Toolkit“ [10]. Vstupem do tohoto skriptu je vlastní model stroje, indukčnost čel, odpor vinutí, velikost napájecího napětí a velikost proudu. Maximální efektivní hodnotu sdruženého napájecího napětí uvažujeme $U_{\text{nap}} = 380$ V, což je přibližně dvojnásobek napětí, na které byl stroj navržen pro jmenovité otáčky. Do režimu odbuzování tak motor přejde přibližně až při dvojnásobku jmenovitých otáček.

Na obrázku 4-21 je vynesena závislost momentu na otáčkách.



Obr.4- 21 Závislost momentu na otáčkách šestipólového motoru

Podle předpokladů je moment konstantní až do $n = 6000 \text{ min}^{-1}$ a poté začne klesat, protože stroj přešel do odbuzovacího režimu. Na obrázku 4-22 je pak vynesena závislost výkonu na otáčkách.



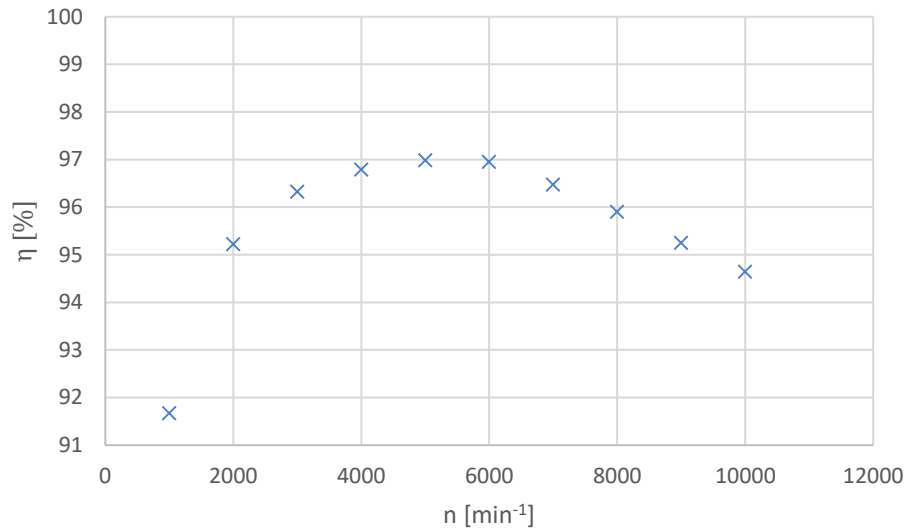
Obr.4- 22 Závislost výkonu na otáčkách šestipólového motoru

Výkon roste lineárně až do $n = 6000$, což je dáno tím, že moment je konstantní a otáčky rostou lineárně. Po přechodu do odbuzovacího režimu má motor při daném proudu konstantní výkon. Pro srovnání odbuzovacích vlastností všech motorů použijeme poměr výkonu, kterého motor dosáhne při $n = 10\,000 \text{ min}^{-1}$ vůči výkonu při $n = 6000 \text{ min}^{-1}$. Výsledek budeme udávat v procentech. V tomto případě tento výkonový poměr činí

$$P_{odb} = \frac{P_{mech,10000}}{P_{mech,6000}} \cdot 100\% = \frac{148530 \text{ W}}{140300 \text{ W}} \cdot 100\% = 105,9 \% \quad (4.68)$$

Motor je tedy schopen si nejenom udržet konstantní výkon do otáček $n = 10\,000 \text{ min}^{-1}$, dokonce při takových otáčkách může mít výkon i mírně vyšší než u $n = 6000 \text{ min}^{-1}$.

Dalším výstupem skriptu je závislost účinnosti na otáčkách.



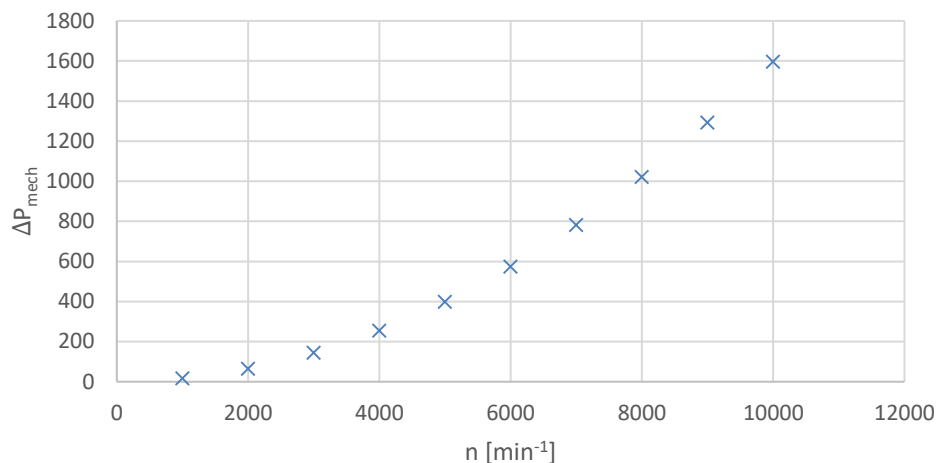
Obr.4- 23 Závislost účinnosti na otáčkách šestipólového motoru

Jelikož jsou tyto účinnosti stanoveny odlišnou metodikou, než jsme používali během návrhu, bude tato závislost sloužit jen pro rámcové znázornění, jak se přibližně mění účinnost s otáčkami. Účinnost je v tomto případě nejvyšší v okolí otáček $n = 5000 \text{ min}^{-1}$.

Hlavní rozdíl ve výpočtu účinností je v použití činitele opracování plechů, kde je v tomto případě použit pouze jeden souhrnný součinitel pro zuby a jho a má hodnotu 1,5. Dále bylo potřeba závislost mechanických ztrát na frekvenci. Využili jsme proto následující empirickou rovnici [3]:

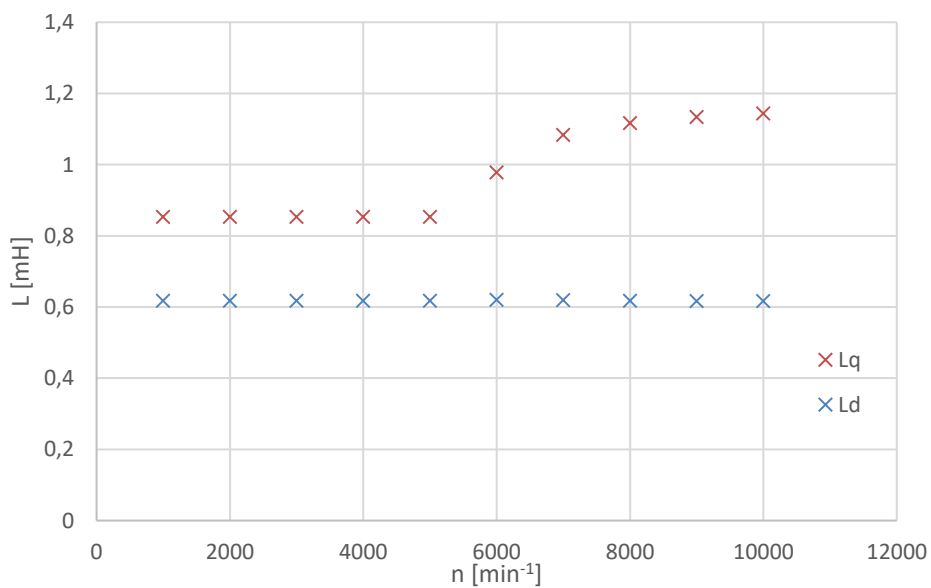
$$\begin{aligned} \Delta P_{mech} &= k_{mech} \cdot D_i \cdot (l + 0,6 \cdot \tau_p) \cdot \left(\frac{D_\delta - \delta}{2 \cdot 60} \cdot n \cdot 2 \cdot \pi \right)^2 \\ &= 10 \cdot 0,141 \cdot (0,17 + 0,6 \cdot 0,073) \\ &\quad \cdot \left(\frac{0,14 - 1}{2 \cdot 60} \cdot 3000 \cdot 2 \cdot \pi \right)^2 = 141,5 \text{ W} \end{aligned} \quad (4.69)$$

Vidíme že výpočet mechanických ztrát pro $n = 3000$ přibližně odpovídá našemu odhadu, který jsme použili v kapitole 4.2.5, kde jsme uvažovali $\Delta P_{mech} = 150 \text{ W}$. Závislost mechanických ztrát na otáčkách je vynesena na obrázku 4-24



Obr.4- 24 Závislost účinnosti na otáčkách šestipólového motoru

Na obrázku 4-25 pak vidíme závislost indukčností v ose d a q na otáčkách.



Obr.4- 25 Závislosti indukčností v d-ose a q-ose na otáčkách šestipólového motoru

Indukčnost v ose q je podle očekávání větší než v ose d. Dále si můžeme všimnout, že při přechodu motoru do odbuzovacího režimu indukčnost L_q vzroste, což je způsobeno zvýšením magnetické vodivosti v této ose v důsledku odsycení železa.

5 NÁVRH OSMIPÓLOVÉHO MOTORU

V této kapitole bude proveden výpočet motoru v osmipólové verzi. Jelikož budeme vycházet z návrhu šestipólového motoru, nebude již uveden celý postup návrhu, ale bude popsán postup odvozování. Motor má stejné vstupní požadavky (kromě počtu pólů) a je předepsán stejný vnější průměr statorového plechu jako u šestipólového stroje.

5.1 Rotorová geometrie

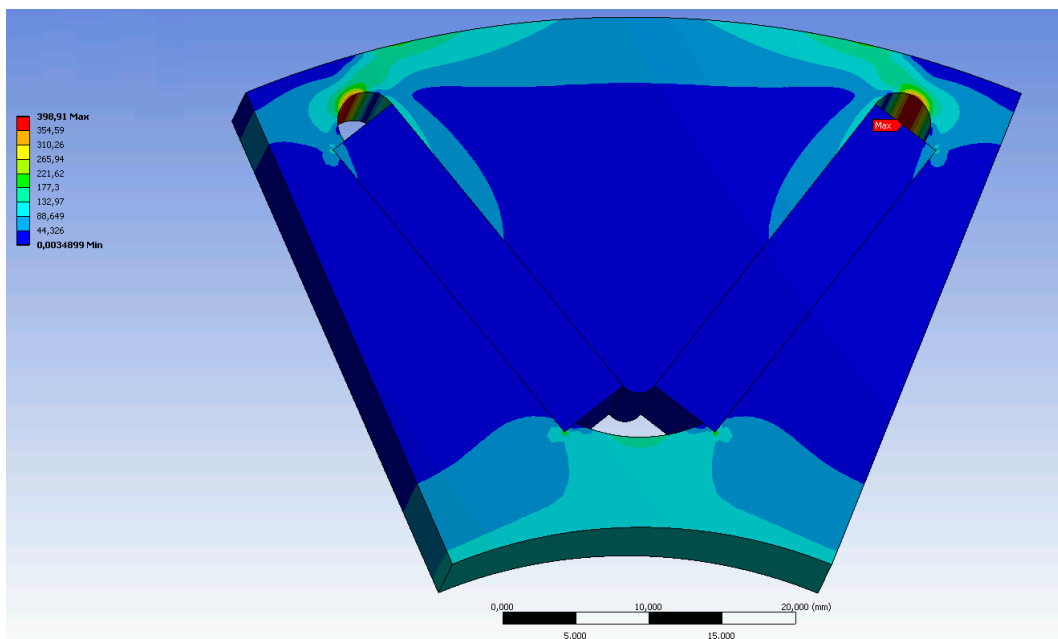
Návrh rotorové geometrie bude veden podobným způsobem jako u šestipólového stroje pomocí magnetostatické analýzy v programu Maxwell. Bude zde kladen důraz na dosažení co nejvyšší hodnoty indukce v mezeře.

Statorová geometrie je pro tento výpočet uvažována shodná jako v předchozím návrhu s výjimkou drobných změn rozměrů drážek, o čemž bude pojednáno v kapitole 5.2. Šířka magnetů byla zachována, ale jejich délka byla zredukována na 25 mm, protože mezi sebou musí svírat menší úhel než u šestipólového rotoru a pokud nechceme razantně zmenšit vnitřní průměr rotoru, 30 mm magnety by byly příliš dlouhé.

Pro popis geometrie můžeme použít obrázek 4-3 z kapitoly 4.2.3, protože struktura rotoru zůstává stejná. Kromě zkrácení délky magnetů je hlavní rozdíl oproti šestipólové verzi zmenšení rozměru A. Tento můstek byl navržen na stejné namáhání, ale protože má u tohoto rotoru hmota pod můstkem menší hmotnost, může být můstek užší. Můstek B byl opět optimalizován pro dosažení co nejvyšší indukce v mezeře. Rozměr C zůstává stejný, zvýšil se ale vnitřní průměr rotoru, tudíž může být použit silnější hřídel.

Bylo dosaženo indukce za studena 0,96 T, tedy mírně vyšší.

Na obrázku 5-1 je zobrazena mechanická analýza osmipólového rotoru, kde můžeme vidět, že můstky jsou namáhány přibližně stejně, jako u šestipólového motoru.



Obr.5- 1 Mechanický výpočet osmipólového rotoru

5.2 Návrh statoru

Pokud bychom chtěli zachovat počet drážek na pól a fázi $q = 2$, museli bychom zvýšit počet drážek na 48. Jelikož však chceme zachovat vnější průměr statoru, je problematické uvažovat takový počet drážek, protože by drážky byly příliš úzké, což by zhoršovalo činitel plnění a pracnost výroby. Zároveň by bylo potřeba použít vyšší hodnotu koeficientu opracování zubů.

Ponecháme proto počet drážek $Q = 36$ a vychází nám tedy $q = 1,5$, což znamená použití zlomkového vinutí. Podle stejné rovnice jako u šestipólového stroje určíme plný krok, které zde vychází $y_{\text{plný}} = 4,5$. Vinutí tedy nemůže mít plný krok (platí obecně pro zlomková vinutí) V našem případě použijeme zkrácený krok na $4/4,5$. Na rozdíl od návrhu šestipólu, kde bylo napětí pólové dvojice tvořeno dvěma fázory pootočenými o 30 stupňů, zde je napětí pólové dvojice tvořeno třemi fázory, které mezi sebou svírají 20 stupňů. Činitelé vinutí tedy budou vycházet rozdílně. V tabulce 5-1 jsou porovnány činitelé vinutí pro více harmonických pro šesti a osmi pól, kde lze vidět, že zlomkové vinutí je v tomto případě efektivnější pro potlačení jedenácté a třinácté harmonické, zatímco pátou harmonickou více tlumí vinutí, u kterého platí $q = 2$. První a sedmá harmonická je u obou typů vinutí potlačována přibližně stejně.

v	k _v	
	2p = 6	2p = 8
1	0,933	0,9452
5	0,067	0,5838
7	0,067	0,0689
11	0,933	0,3411
13	0,933	0,0986

Tab. 5- 1 Porovnání činitelů vinutí

Dále se změnou počtu pólů není v tomto případě možné uvažovat stejný počet paralelních větví. Zvýšíme proto počet paralelních větví na a=4, což už je realizovatelné. Délku svazku uvažujeme shodnou.

S ohledem na změnu počtu paralelních větví, jinou indukci v mezeře a jiný činitel vinutí pro první harmonickou musíme upravit počet vodičů v drážce podle rovnice 5.1.

$$V_{d,8p} = V_{d,6p} \cdot \frac{k_{w,6p}}{k_{w,8p}} \cdot \frac{a,8p}{a,6p} \cdot \frac{B_{1,6p}}{B_{1,8p}} = 12 \cdot \frac{0,93}{0,94} \cdot \frac{4}{3} \cdot \frac{0,93}{0,96} = 15,3 \quad (5.1)$$

Protože nemůžeme použít necelý počet vodičů v drážce, zkrátíme svazek v poměru 17/16 na 160 mm, stroj tedy bude se šestnácti vodiči v drážce navržen na stejné napětí.

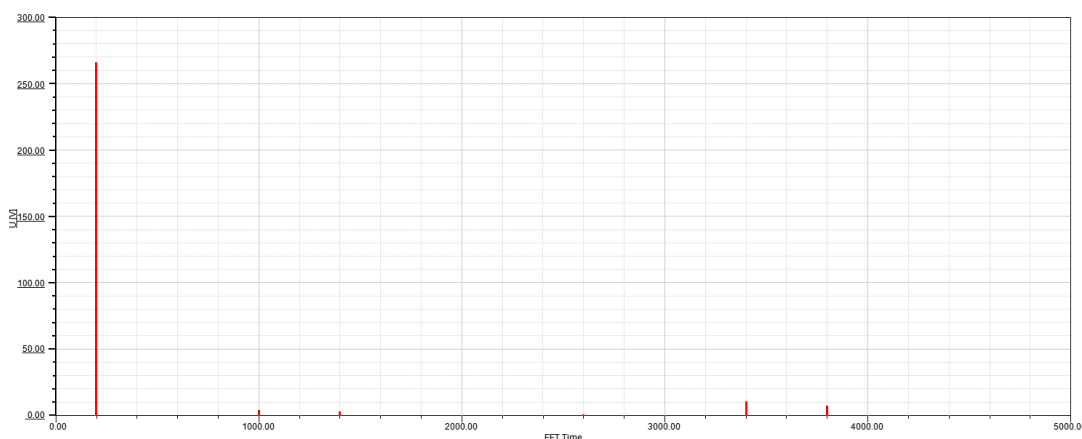
Výhodou zvýšení počtu pólů je fakt, že při zachování statorové geometrie bude jho méně nasycené. V našem případě budeme uvažovat stejné sycení jako v případě návrhu v kapitole 4, můžeme si proto dovolit zvětšit rozměry drážky. Rozměry drážky osmipólového stroje při uvažování zachování sycení tedy budou následující:

Počet pólů	2p = 6	2p = 8
h ₁	1 mm	1 mm
h ₂	2 mm	2 mm
h ₃	3 mm	3 mm
h ₅	29 mm	32 mm
b ₁	3 mm	3 mm
b ₄	6,1 mm	6,1 mm
b ₅	12,1 mm	12,6 mm

Tab. 5- 2 Porovnání rozměrů drážek

5.3 Ověření indukovaného napětí

Na obrázku 5-2 je zobrazen rozklad na harmonické indukovaného napětí osmipólového stroje. Můžeme vidět, že první harmonická vychází téměř přesně na 265 V, což sedí s výpočtem podle rovnice 5.1



Obr.5- 2 Harmonické indukovaného napětí osmipólového motoru

Výskyt vyšších harmonických je opět velmi nízký, není proto potřeba natáčet svazek z důvodu potlačení vyšších harmonických indukovaného napětí.

5.4 Výpočet ztrát

S vyšší čistou plochou drážky klesne proudová hustota, což znamená nižší elektrický odpor a nižší ztráty. V tabulce 5-3 je zobrazeno porovnání plochy drážky, proudové hustoty, elektrického odporu a ztrát v mědi pro šestipólový a osmipólový stroj.

Počet pólů	2p = 6	2p = 8
S_{Cu}	296 mm ²	335 mm ²
J	6,35 A·mm ⁻²	5,35 A·mm ⁻²
R_f	9,1 mΩ	7 mΩ
ΔP_{Cu}	1520 W	1170 W

Tab. 5- 39 Porovnání ztrát ve vinutí šestipólového a osmipólového motoru

Je tedy zjevné, že osmipólový stroj má výhodu v nižších ztrátách v mědi.

Co se týče ztrát v železe, navrhujeme osmipólový stroj na stejné sycení zubů, vyskytuje se v něm ale vyšší frekvence magnetického pole, očekáváme proto vyšší ztráty

Nejdříve byly ztráty spočítány analyticky podle vzorců 4.50 a 4.51. Byly použity stejné koeficienty opracování plechů a stejné měrné ztráty. V tabulce je porovnání ztrát v zubech a jhu statoru pro oba stroje.

Počet pólů	2p = 6	2p = 8
B_{zub}	1,57 T	1,58
$\Delta P_{Fe,zuby}$	412 W	648 W
B_{jho}	1,65 T	1,65
$\Delta P_{Fe,jho}$	348 W	396 W

Tab. 5- 4 Porovnání ztrát v železe šestipólového a osmipólového motoru

Ztráty v železe tedy u osmipólového stroje podle očekávání vzrostly. Nárůst ztrát ve jhu není tak výrazný, protože jho osmipólového stroje je tenčí, při stejném sycení se tak v menším objemu železa vytvoří méně ztrát.

Dále můžeme vidět porovnání ztrát v železe určených pomocí MKP. Zde jsou porovnány i ztráty v rotoru, které byly určeny v zatíženém stavu.

Počet pólů	2p = 6	2p = 8
B_{zub}	1,6 T	1,58
$\Delta P_{Fe,zuby}$	550	1060
B_{jho}	1,48 T	1,55
$\Delta P_{Fe,jho}$	250	320
$\Delta P_{Fe,rot,zat}$	60	82

Tab. 5- 5 Porovnání ztrát v železe šestipólového a osmipólového motoru pomocí MKP

Oproti analytickému je podobně jako u šestipólového stroje méně sycené jho, což se projevuje na mírně nižších ztrátách. Velký rozdíl ale nastává u ztrát v zubech, kde podle MKP vychází ztráty mnohem vyšší, přestože sycení je podobné. Rozdíl může být způsoben rozdílnou metodikou výpočtu. Zatímco při analytickém výpočtu předpokládáme stejnou hodnotu magnetické indukce v celém zubu nebo v celém jhu, program Maxwell rozdělí model na mnoho elementů, tudíž může postihnout nerovnoměrné rozložení magnetického pole. Tím pádem může postihnout například vliv lokálního přesycení. Dá se proto předpokládat, že výpočet pomocí MKP je přesnější.

Mechanické a dodatečné ztráty zůstávají stejné. Stejným postupem jako u šestipólového stroje určíme celkové ztráty a účinnost. Porovnání obou motorů v těchto parametrech vidíme v tabulce 5-6

Počet pólů	2p = 6	2p = 8
ΔP_{cel}	3180 W	3430 W
η	95,3 %	95 %

Tab. 5- 6 Srovnání šestipólového a osmipólového motoru

Osmipólový stroj má tedy horší účinnost, především z důvodu vysokých ztrát v železe. Nižší účinnost je zapříčiněna i menšími rozměry stroje.

5.5 Kritické otáčky

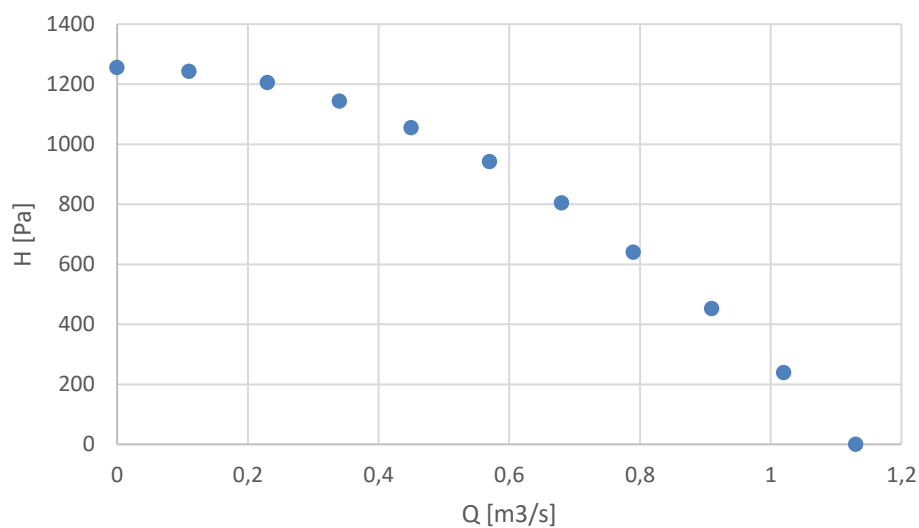
Výpočet kritických otáček pro tento stroj bude podobný výpočtu kritických otáček šestipólového motoru. Podle rovnice 5.2 určíme vyložení čel, která nyní bude činit $L_v = 55$ mm. Kratší vyložení čel je způsobeno především kratším krokem než u šestipólového stroje. Rozměr B, vyznačený na obrázku 4-14, tedy bude:

$$l_{loziskova} = l + 2 \cdot l_{cela} = 0,16 + 2 \cdot 0,055 = 270 \text{ mm.} \quad (5.2)$$

Vydeme opět ze vztahu 4.60 a hmotnost rotoru zde vychází 13,9 Kg. Výsledkem simulace jsou kritické otáčky, které mají hodnotu 16800 min^{-1} , tedy podle očekávání mírně vyšší než v případě šestipólového motoru.

5.6 Tepelný a ventilační výpočet

Postupujeme stejně jako v kapitole 4.4 Vzhledem k vyšším ztrátám tohoto motoru předpokládáme vyšší oteplení. Vzhledem k vyšším ztrátám použijeme silnější ventilátor, jehož charakteristiku můžeme vidět na obrázku 5-3.



Obr.5- 3 Charakteristika ventilátoru pro osmipólový motor [9]

V tabulce 5-7 pak vidíme srovnání tepelných výpočtů.

Oteplení jednotlivých částí stroje		
Počet pólů	2p = 6	2p = 8
θ_{vin}	70 K	71 K
$\theta_{st,zub}$	73 K	80 K
$\theta_{st,jho}$	57 K	60 K
θ_{mag}	70,8 K	74 K
θ_{rot}	70,7 K	73,8 K
Tepelné toky ve stroji		
Počet pólů	2p = 6	2p = 8
$\Phi_{ventilace}$	2600 W	2984 W
Φ_{okoli}	325 W	325 W

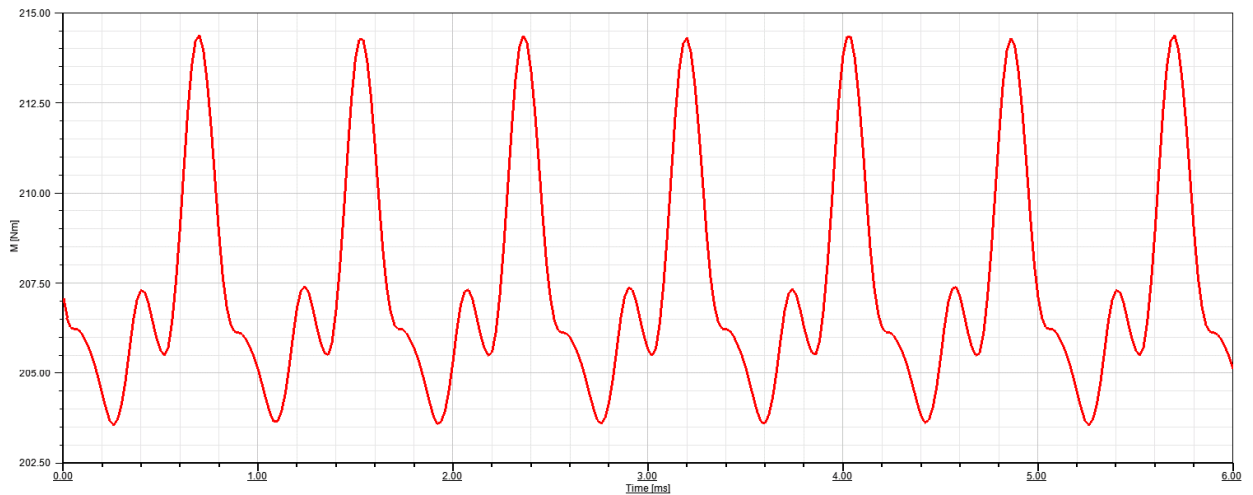
Tab. 5- 710 Srovnání tepelného a ventilačního výpočtu šestipólového a osmipólového motoru

Osmipólový stroj má podle očekávání vyšší oteplení všech částí, vlivem použití silnějšího ventilátoru však rozdíly nejsou markantní. Největší rozdíl se jeví u oteplení zubů, zatímco vinutí má prakticky stejnou teplotu, což je způsobeno tím, že osmipólový motor má nižší ztráty ve vinutí. Oba stroje mají značnou tepelnou rezervu. Teoreticky by mohly při těchto otáčkách být využity ve třídě oteplení B.

5.7 Jmenovitý stav a odbuzování

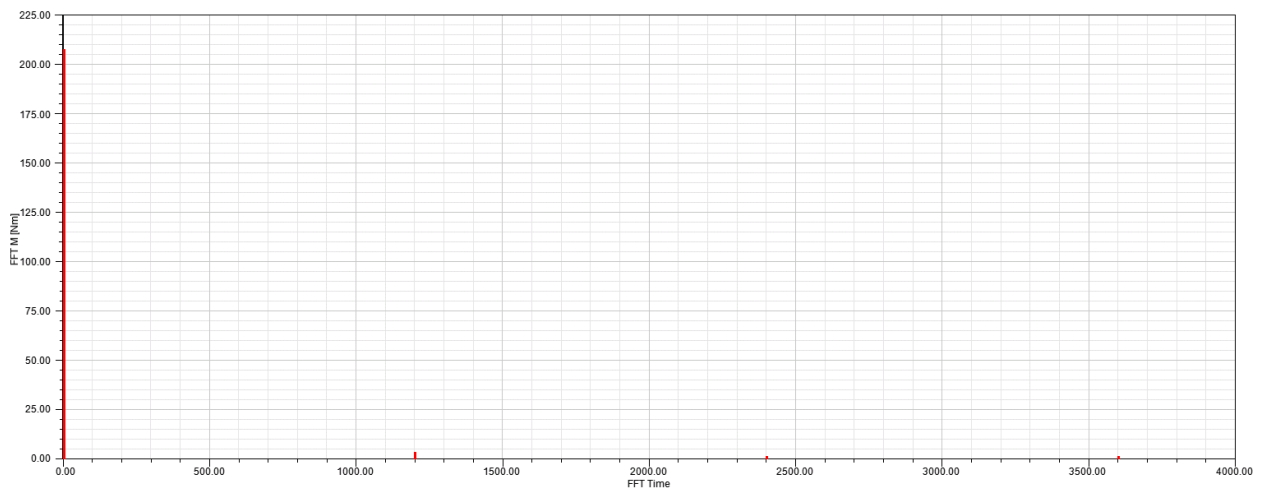
5.7.1 Jmenovitý stav

V této kapitole aplikujeme stejný postup jako v kapitole 4.5.1 a posoudíme tak průběh momentu, který můžeme vidět na obrázku 5-4



Obr.5- 4 Průběh zvlnění momentu osmipólového motoru

Harmonickou analýzu můžeme vidět na obrázku 5-5



Obr.5- 5 Harmonická analýza momentu osmipólového motoru

Střední hodnota momentu opět odpovídá jmenovitému momentu, není proto potřeba žádný přepočít proudů a ztrát ve vinutí.

Vyšší harmonické, jež způsobují zvlnění momentu se tentokrát vyskytují na frekvencích 1200 Hz, 2400 Hz a 3600 Hz.

Podle metodiky, použité v kapitole 4.5.1 stanovíme poměrné zvlnění momentu, které v tomto případě vychází na 4,4 %. S natočením svazku o jednu drážku se dostáváme na hodnotu 2,2 %. V tabulce 5-6 jsou shrnuty výsledky pro oba motory.

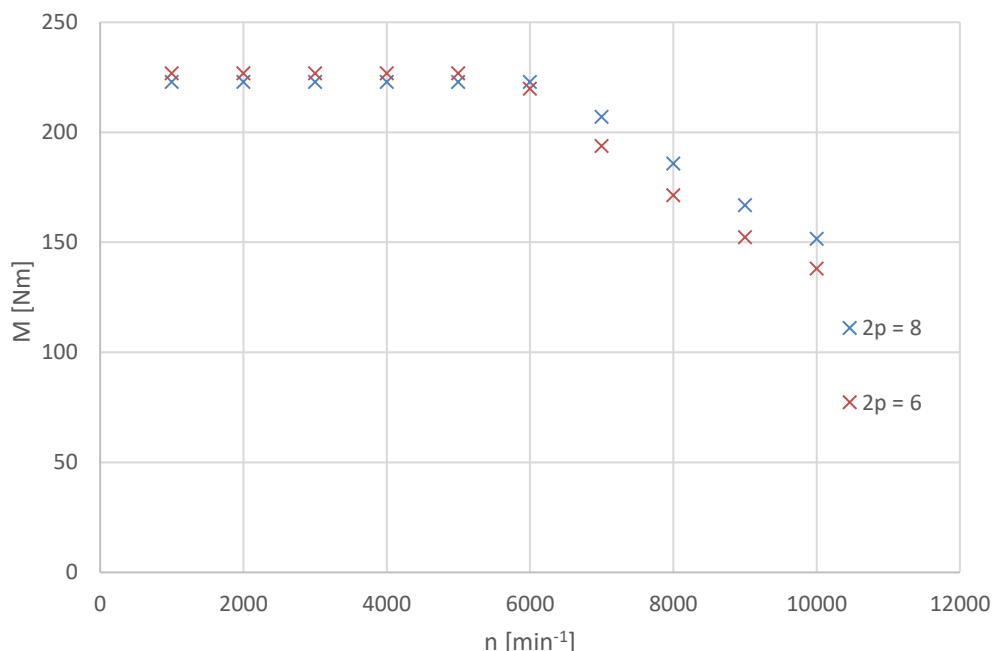
Počet pólů	2p = 6	2p = 8
Bez natočení drážek	$\Delta M_{\%} = 5,9 \%$	$\Delta M_{\%} = 5,4 \%$
S natočením drážek	$\Delta M_{\%} = 2,2 \%$	$\Delta M_{\%} = 2,2 \%$

Tab. 5- 8 Porovnání poměrného zvlnění momentu šestipólového a osmipólového motoru

Bez uvažování natočení drážek tedy osmipólový motor z tohoto pohledu vychází lépe, ale při natočení drážek je zvlnění obou motorů srovnatelné. Přestože existují aplikace, kde by zvlnění momentu motorů bez natočení drážek bylo příliš velké, nedá se obecně říci, že by zvlnění bylo nevyhovující. Závěrem tedy je, že v tomto návrhu jsou oba motory uvažované s nenatočeným svazkem.

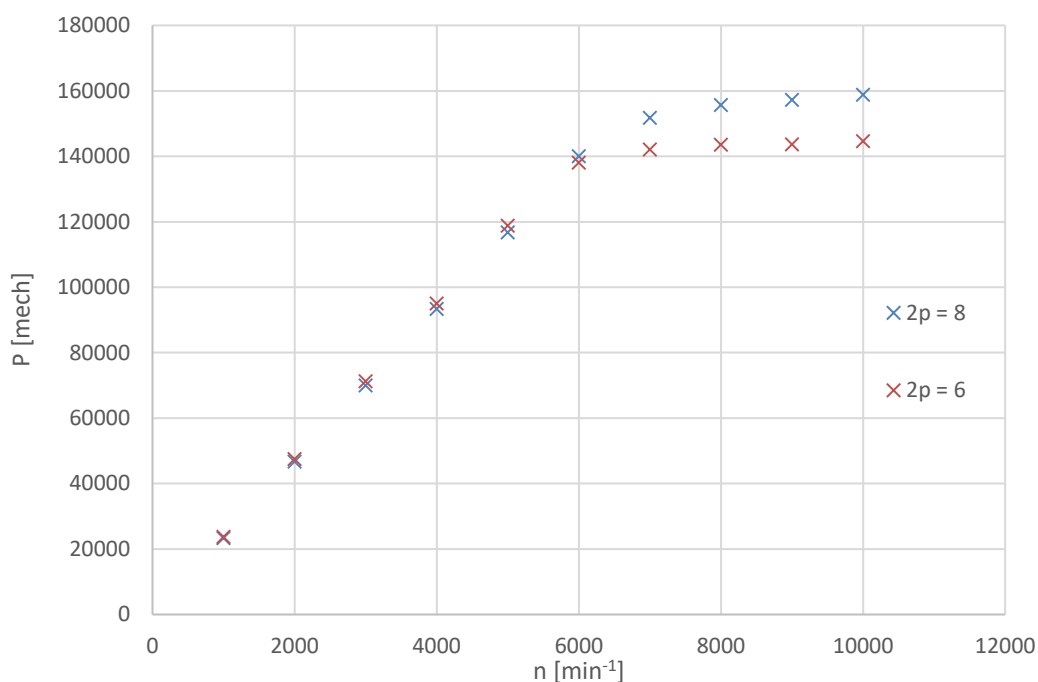
5.7.2 Odbuzování osmipólového motoru

Odbuzování osmipólového motoru bylo provedeno stejným způsobem jako pro šestipólový motor. Na obrázku 5-11 jsou porovnány momentové závislosti na otáčkách pro oba motory.



Obr.5- 6 Porovnání závislosti momentu na otáčkách šestipólového a osmipólového motoru

Na obrázku je vidět, že motor s osmi póly při vysokých otáčkách dosahuje vyššího momentu. To se také projeví vyšším výkonem, který je vyneseno na obrázku 5-7.



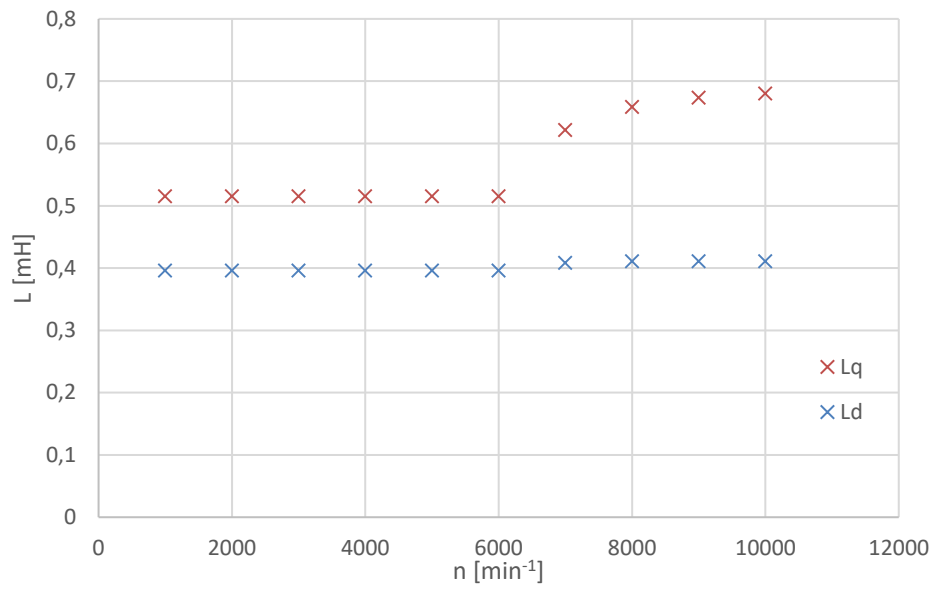
Obr.5- 7 Porovnání závislosti výkonu na otáčkách šestipólového a osmipólového motoru
Podle stejné metodiky jako v kapitole 4.5.2 určíme P_{odb} a porovnáme s šestipólovým motorem.

Počet pólů	2p = 6	2p = 8
P_{odb}	105,9 %	113,4 %

Tab. 5- 9 Srovnání výkonového poměru šestipólového a osmipólového motoru

Osmipólový stroj má tedy lepší odbuzovací vlastnosti, což je ovlivněno především odlišnou rotorovou geometrií.

Na obrázku 5-8 jsou vyneseny závislosti indukčností na otáčkách. Průběh indukčností je podobný jako u šestipólového stroje, pouze dosahují nižších hodnot.



Obr.5- 8 Závislosti indukčnosti v d-ose a q-ose na otáčkách osmipólového motoru

6 NÁVRH MOTORU S MAGNETY NA POVRCHU

Pro porovnání režimu odbuzování byl navržen také šestipólový motor s magnety na povrchu. Protože takový motor nemá vyniklé póly, dá se tak předpokládat odlišné chování v režimu odbuzování. Podobně jako u osmipólového motoru, nebude popsán celý návrh motoru, ale budou postupně popisovány odlišnosti návrhu.

6.1 Návrh rotoru

Návrh tohoto rotoru je oproti návrhu geometrie předchozích rotorů s vnořenými magnety mnohem jednodušší, protože má méně stupňů volnosti. Dosažení vysoké indukce v mezeře usnadňuje fakt, že rozptyl magnetu je v tomto případě mnohem menší. Na druhou stranu nemůžeme dosáhnout tak vysoké aktivní plochy magnetů. Také musíme z technologických důvodů uvažovat delší vzduchovou mezeru. Navíc, v tomto případě bude potřeba pro vysoké otáčky použít bandáž, což je také důvod k delší mezeře.

Vzduchovou mezeru volíme 1,9 mm, průměr rotoru na povrchu magnetů bude tedy nižší než u předchozích návrhů.

Tloušťku magnetu určíme 5 mm, stejně jako v předchozích případech. Jeho šířka je dána pólovým krytím (poměr rozteče magnetu a pólové rozteče), které se obecně volí v rozmezí 0,75 – 0,85 a zásadně ovlivňuje velikost první harmonické indukce.

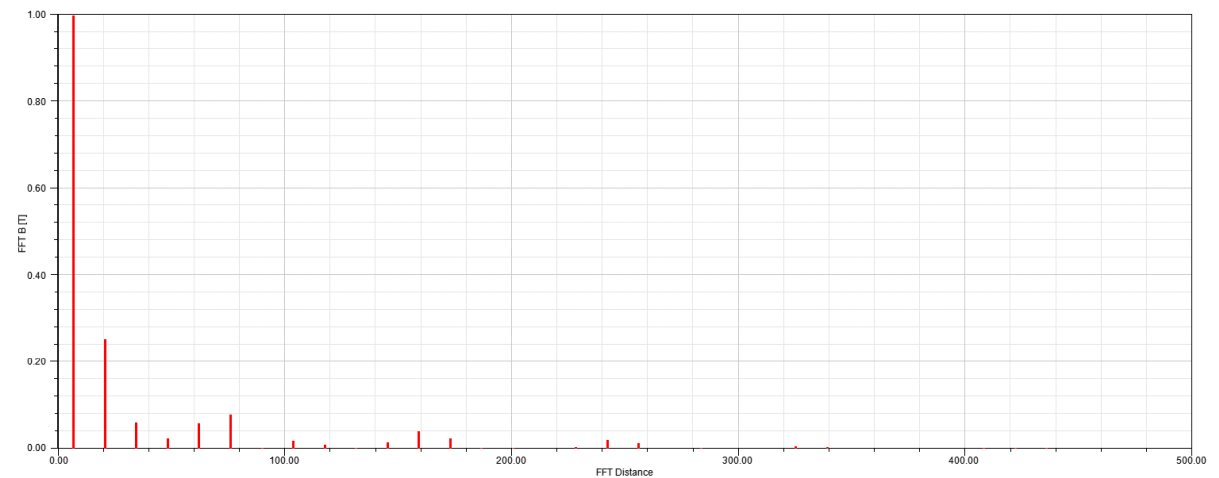
Pomocí magnetostatické analýzy bylo pólové krytí pro tento případ optimalizováno na hodnotu 0,8. Magnet je uvažovaný jako radiálně magnetovaný.

Pro kompletní definování rotoru je potřeba zvolit jeho vnitřní průměr. Zatímco u motorů s vnořenými magnety byl volen tak, aby mezi tímto průměrem a magnety byla dostatečně široký můstek a nebyl tak příliš namáhán, zde se volí tak, aby rotorové jho nebylo zbytečně přesycené, což by znamenalo větší celkový odpor magnetického obvodu.

Potřebnou šířku jha určíme obdobným způsobem jako v kapitole 4.2.2.3, kde jsme podle rovnice 4.29 a 4.30 určovali potřebnou výšku statorového jha. Volíme proto indukci v rotorovém jhu 1,1 T. Tomu odpovídá minimální šířka rotorového jha 23 mm. Takové sycení je poměrně nízké a v případě potřeby by určitě bylo možné jej zvýšit. V tomto případě však i při takovém nízkém sycení vychází vnitřní průměr rotoru větší než u předchozích motorů a bylo by tak zbytečné sytit rotor na vyšší indukci. Definující rozměry rotoru, které vychází z těchto výpočtů a úvah jsou uvedeny v kapitole 8.

Na obrázku 6-1 vidíme jednotlivé harmonické průběhu indukce v mezeře. První harmonická indukce za studena má hodnotu 1 T. Na spektru vidíme, že oproti rotorům s vnořenými magnety je zde výrazná třetí harmonická. Mimo ni ale nejsou

žádné vyšší harmonické příliš velké, průběh indukce v mezeře je tedy dostatečně sinusový.



Obr.6-1 Harmonické složky průběhu indukce v mezeře motoru s magnety na povrchu

6.2 Návrh statoru

Vzhledem k tomu, že se jedná o šestipólový stroj a zachováváme vnější a vnitřní rozměry statoru, bude ponecháno stejné vinutí a řez statoru jako v kapitole 4. Pouze bude upraven počet závitů a délka stroje. Postup bude stejný jako v kapitole 5.2 podle rovnice 5.1. Činitel vinutí a počet paralelních větví však bude stejný jako u šestipólového stroje, přepočten se tak zjednoduší. Výsledkem přepočtu je délka stroje $l = 200 \text{ mm}$ a $V_d = 10$. V porovnání s osmipólovým strojem, který má podobnou indukci v mezeře, je tento stroj z tepelného hlediska navrhován pesimističtěji a předpokládáme proto nižší oteplení stroje.

6.3 Ztráty a účinnost

Postupujeme podle stejné metodiky jako v kapitole 5.2. Tabulka 6-1 je obdoba tabulky 5-3, pouze je doplněná i o údaje z motoru s povrchovými magnety.

Uložení magnetů	Vnořené magnety		Magnety na povrchu
	2p = 6	2p = 8	2p = 6
S_{Cu}	296 mm ²	335 mm ²	296 mm ²
J	6,35 A·mm ⁻²	5,35 A·mm ⁻²	5,2 A·mm ⁻²
R_f	9,1 mΩ	7 mΩ	6,8 mΩ
ΔP_{Cu}	1520 W	1170 W	1140 W

Tab.6- 1 Porovnání ztrát ve vinutí všech navržených motorů

Jak jsme mohli předpokládat, ztráty ve vinutí jsou u tohoto stroje nejnižší. U ztrát v železe ale nemůžeme předpokládat totéž.

Uložení magnetů	Vnořené magnety		Magnety na povrchu	
	Počet pólů	2p = 6	2p = 8	2p = 6
B_{zub}		1,57 T	1,58 T	1,71 T
$\Delta P_{Fe,zub}$		412 W	648 W	573 W
B_{jho}		1,65 T	1,65 T	1,85 T
$\Delta P_{Fe,jho}$		348 W	396 W	512 W

Tab.6- 2 Porovnání ztrát v železe všech navržených motorů

Uložení magnetů	Vnořené magnety		Magnety na povrchu	
	Počet pólů	2p = 6	2p = 8	2p = 6
B_{zub}		1,6 T	1,58 T	1,56 T
$\Delta P_{Fe,zub}$		550 W	1060 W	625 W
B_{jho}		1,48 T	1,55 T	1,65 T
$\Delta P_{Fe,jho}$		250 W	320 W	350 W
$\Delta P_{Fe,rot,zat}$		60 W	82 W	45 W

Tab.6- 3 Porovnání ztrát v železe všech navržených motorů pomocí MKP

Ztráty jsou vyšší než v případě šestipólového stroje jednak z důvodu mírně vyššího sycení a také z důvodu většího objemu železa. Poměrně se při porovnání analytického a numerického výpočtu liší ztráty ve statorovém jhu, což koresponduje s tím, že u obou výpočtů je uvažováno jiné sycení jha. Součet ztrát a porovnání účinností všech motorů můžeme vidět v následující tabulce.

Uložení magnetů	Vnořené magnety		Magnety na povrchu	
	Počet pólů	2p = 6	2p = 8	2p = 6
ΔP_{cel}		3180 W	3430 W	3010 W
η		95,3 %	95 %	95,6 %

Tab.6- 4 Porovnání účinnosti všech navržených motorů

Motor s magnety na povrchu má tedy lepší účinnost než stroj šestipólový s vnořenými magnety, přestože má větší rozměry. To je způsobeno především

vyšší indukci v mezeře. Z hlediska chlazení však bude mít tento stroj lepší odvod tepla, protože má větší plochu povrchu statoru a větší poměr ztrát je koncentrován v železe, odkud se ztráty lépe odvádí. Z tohoto důvodu již není potřeba tento motor tepelně kontrolovat.

6.4 Kritické otáčky

Vyložení čel zůstává stejné jako u šestipólového motoru s vnořenými magnety, ložisková vzdálenost se tedy pouze zvýší o 30 mm (rozdíl mezi délkami svazků). Výpočet kritických otáček proběhne stejným způsobem jako v předchozích případech a v tabulce 6-5 jsou srovnány výsledky kritických otáček všech motorů

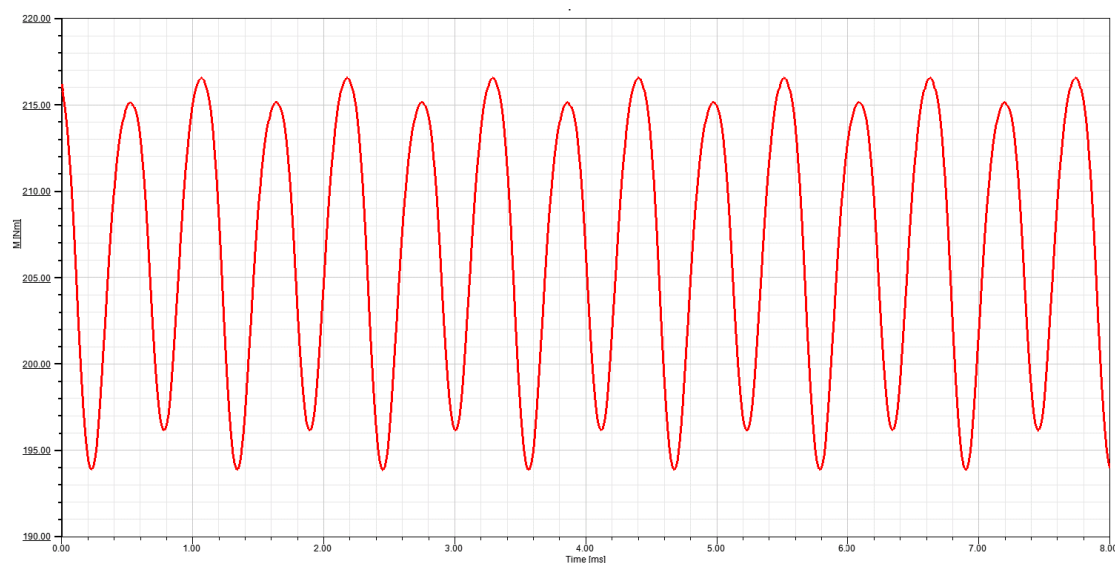
Uložení magnetů	Vnořené magnety		Magnety na povrchu
Počet pólů	2p = 6	2p = 8	2p = 6
l_{loz}	290 mm	270 mm	320 mm
m_{rot}	15,41	13,9 Kg	15,2 Kg
n_{krit}	16500 min ⁻¹	16800 min ⁻¹	15600 min ⁻¹

Tab.6- 57 Porovnání kritických otáček všech navržených motorů

6.5 Jmenovitý stav a odbuzování

6.5.1 Jmenovitý stav

Na obrázku 6-2 vidíme průběh momentu motoru s magnety na povrchu. Na první pohled vidíme, že zvlnění je zde vyšší než u předchozích strojů.



Obr.6- 2 Zvlnění momentu motoru s magnety na povrchu

Opět aplikujeme stejnou metodiku a stanovíme poměrné zvlnění momentu pro natočené a nenatočené drážky a zahrneme je do tabulky 6-6 která shrnuje poměrné zvlnění všech tří motorů.

Uložení magnetů	Vnořené magnety		Magnety na povrchu
Počet pólů	2p = 6	2p = 8	2p = 6
Bez natočení drážek	$\Delta M_{\%} = 5,9 \%$	$\Delta M_{\%} = 5,4 \%$	$\Delta M_{\%} = 10,8 \%$
S natočením drážek	$\Delta M_{\%} = 2,2 \%$	$\Delta M_{\%} = 2,2 \%$	$\Delta M_{\%} = 1,5 \%$

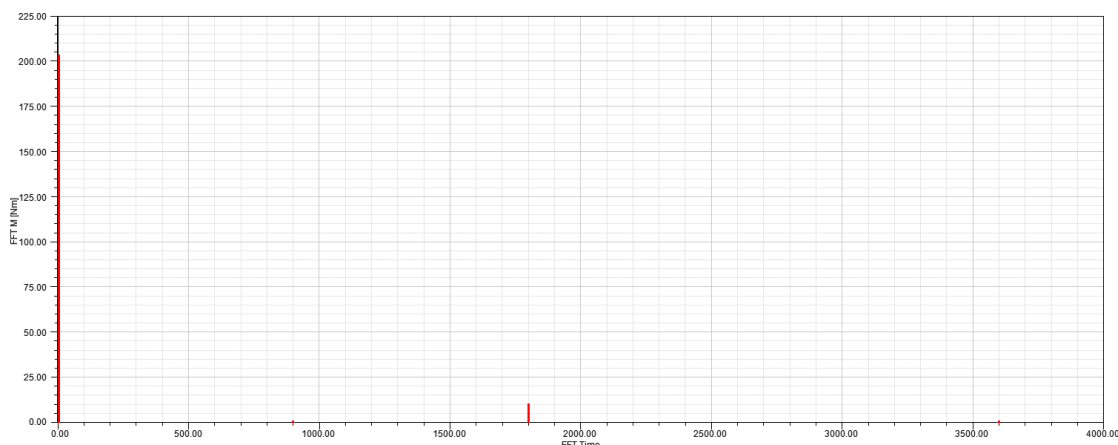
Tab.6- 6 Porovnání poměrného zvlnění momentu všech navržených motorů

U tohoto motoru je vliv natočení drážek nejvýraznější. Bez tohoto opatření má tento motor poměrné zvlnění téměř 11 %, po natočení drážek je moment tohoto motoru nejhladší ze všech porovnávaných. Vysoké zvlnění v prvním řádku tabulky lze přisuzovat tomu, že magnety nejsou vnořené v rotoru.

U tohoto motoru se tedy natočení svazku nabízí nejvíce. Tomu přispívá i fakt, že je zde velké rezerva v oteplení motoru, protože při natočení se zvedne proud potřebný k vytvoření jmenovitého momentu a bude tak vznikat více ztrát ve vinutí. Vzhledem ke stejnému počtu drážek a pólů, můžeme očekávat původ zvlnění na stejných harmonických jako v kapitole 4.5.1, což se potvrzuje na obrázku 6-3. Vzhledem k tomu, že střední hodnota momentu je 204 Nm, což je stejná hodnota jako u šestipólového motoru s vnořenými magnety, bude jmenovitý proud podle MKP opět 239,5 A. Podle rovnic 4-66 a 4-67 opět přepočítáme proudovou hustotu a ztráty ve vinutí. Výsledky jsou následující:

$$J = 5,27 \text{ A} \cdot \text{mm}^{-1}$$

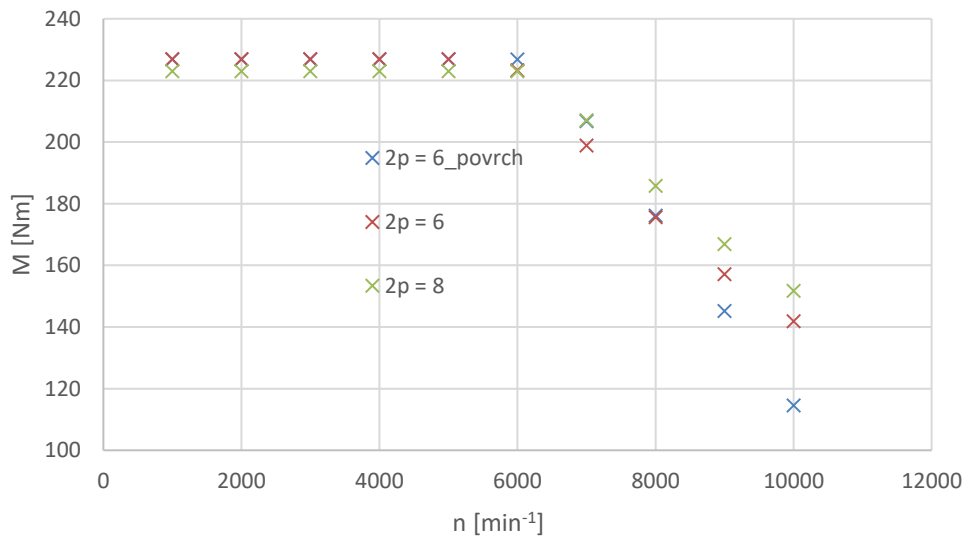
$$\Delta P_{\text{vin}} = 1175 \text{ W}$$



Obr.6- 3 Harmonické složky momentu motoru s magnety na povrchu

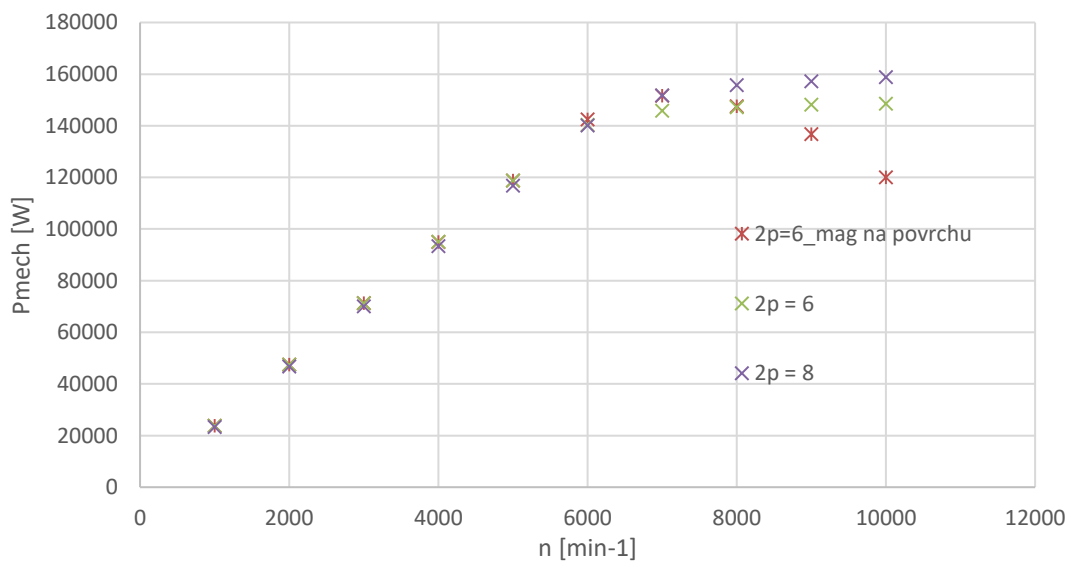
6.5.2 Odbuzování motoru s magnety na povrchu

Zatímco předchozí motory měly relativně podobné odbuzovací charakteristiky, zde předpokládáme horší schopnosti odbuzování, protože tento motor nemá žádnou vyniklost pólů. Závislost momentu na otáčkách je porovnávána s předchozími na obrázku 6-4.



Obr.6- 4 Porovnání závislostí momentu na otáčkách všech navržených motorů

Podle předpokladu má motor s magnety na povrchu v oblasti vysokých otáček nižší moment než motory s vnořenými magnety. Na obrázku 6-5 jsou vyneseny závislosti výkonu na otáčkách.



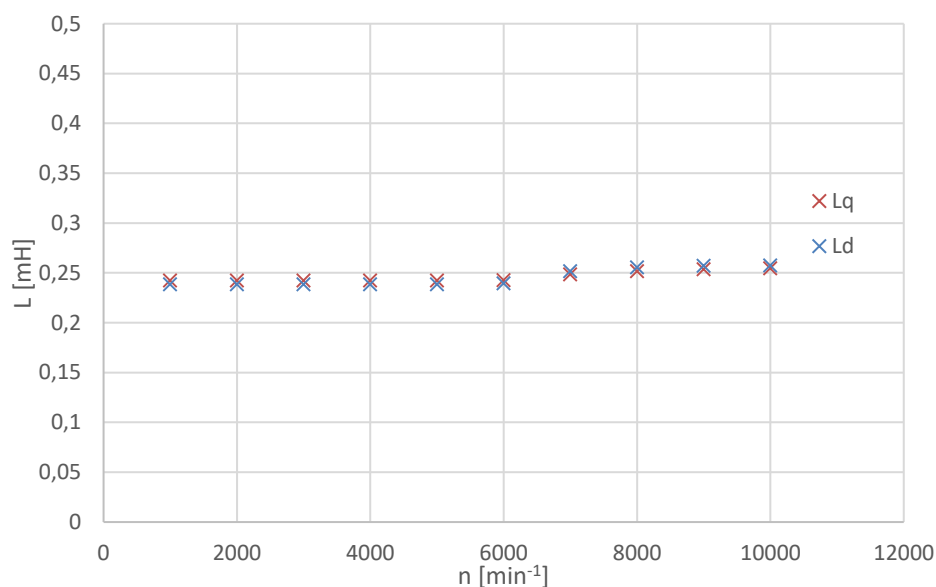
Obr.6- 5 Porovnání závislostí výkonu na otáčkách všech navržených motorů

Zde již vidíme, že na rozdíl od motorů s vnořenými magnety nemůže tento stroj v rozmezí otáček $n = 6000 \text{ min}^{-1}$ až $10\,000 \text{ min}^{-1}$ pracovat s konstantním výkonem. Srovnání výkonového poměru je v tabulce 6-7

Uložení magnetů	Vnořené magnety		Magnety na povrchu
Počet pólů	$2p = 6$	$2p = 8$	$2p = 8$
P_{odb}	105,9 %	113,4 %	84,2 %

Tab.6- 7 Srovnání výkonového poměru všech navržených motorů

Podobně jako v předchozích kapitolách o odbuzování vidíme na obrázku 6-6 závislost indukčností na otáčkách. Tentokrát je indukčnost v obou osách stejná, což jsme předpokládali, a s otáčkami zůstává konstantní.



Obr.6- 6 Závislosti indukčností v d ose a q ose na otáčkách u motoru s magnety na povrchu

7 POROVNÁNÍ S MĚŘENÝM MOTOREM

V této kapitole budou navržené motory porovnány s měřením šestipólového synchronního motoru KM132 s vnořenými magnety o stejném výkonu a stejných otáčkách. Měřený motor má vnější průměr statoru 250 mm a délku svazku 170 mm, má tedy srovnatelné rozměry. Konkrétně bude porovnán provoz ve jmenovitém bodě při $n = 3000 \text{ min}^{-1}$ a výsledky oteplovací zkoušky s tepelnými výpočty motorů.

V tabulce č. 7-1 vidíme porovnání ztrát a účinnosti navrhovaných motorů s KM132.

Uložení magnetů	Vnořené magnety		Mag na povrchu	KM 132
	2p = 6	2p = 8	2p = 6	
I_f	239,5 A	236 A	239,5 A	205,5 A
M	207 Nm	207 Nm	207 Nm	207,2 Nm
P_{mech}	65 kW	65 kW	65 kW	65,1 kW
ΔP_{vin}	1565 W	1170 W	1175 W	2181 W
$\Delta P_{\text{Fe}} + \Delta P_{\text{mech}}$	950 W	1530 W	1125 W	798 W
ΔP_{dod}	650 W	650 W	650 W	876 W
ΔP_{cel}	2930 W	3520 W	3010 W	3856 W
η	95,3 %	95 %	95,6 %	94,4 %

Tab.7- 1 Porovnání účinností a ztrát navrhovaných motorů s měřeným motorem KM 132

Nižší proud u motoru KM 132 je pravděpodobně způsoben tím, že je motor navržen na vyšší napětí. Vzhledem k tomu, že rozměry stroje jsou přibližně stejné, nižší proud neznámá nižší ztráty v mědi.

Přestože mají navrhované motory mezi sebou rozdíly v množství a rozdělení ztrát, můžeme vidět, že motor KM 132 se liší výrazněji. Měřený motor má výrazně vyšší ztráty ve vinutí, zatímco ztráty v železe jsou u něj nižší. Dá se tak usuzovat, že motor je méně sycený. Účinnosti vycházejí u všech navrhovaných strojů vyšší, takže celkové ztráty jsou nižší. Dá se u něj tedy předpokládat vyšší oteplení stroje, a to i z důvodu, že ztráty se z železa chladí lépe než z mědi, což už bylo dříve zmíněno. V tabulce 7-2 jsou srovnány vypočtené oteplení s naměřenými otepleními motoru KM 132.

U měřeného motoru máme k dispozici dvě hodnoty oteplení pro porovnání. První hodnotou je oteplení vinutí, které zde dosahuje hodnoty téměř 120 K, což jsme ale vzhledem k vysokým ztrátám ve vinutí předpokládali. Překvapivé je ale oteplení magnetů, které dosahuje pouze hodnoty 52 K. Je to pravděpodobně způsobeno odlišným návrhem ventilace, u které můžeme předpokládat, že rotorovou větví

proudí větší množství vzduchu. Toho lze dosáhnout například umělým zvýšením odporu statorové větve (zaslepení některých statorových kanálů, zmenšení průřezu...).

Počet pólů	2p = 6	2p = 8	KM 132
θ_{vin}	70 K	71 K	118 K
$\theta_{st,zub}$	73 K	80 K	-
$\theta_{st,jho}$	57 K	60 K	-
θ_{mag}	70,8 K	74 K	52 K
θ_{rot}	70,7 K	73,8 K	-

Tab.7- 2 Porovnání oteplení navržených motorů s měřeným motorem KM 132

8 SHRNUTÍ NÁVRHU MOTORŮ

V této kapitole budou pro přehlednost shrnuty všechny údaje, které definují statorovou a rotorovou geometrii včetně vinutí. Dále zde bude tabulka, která pro přehlednost shrnuje klíčové vlastnosti všech navrhovaných motorů.

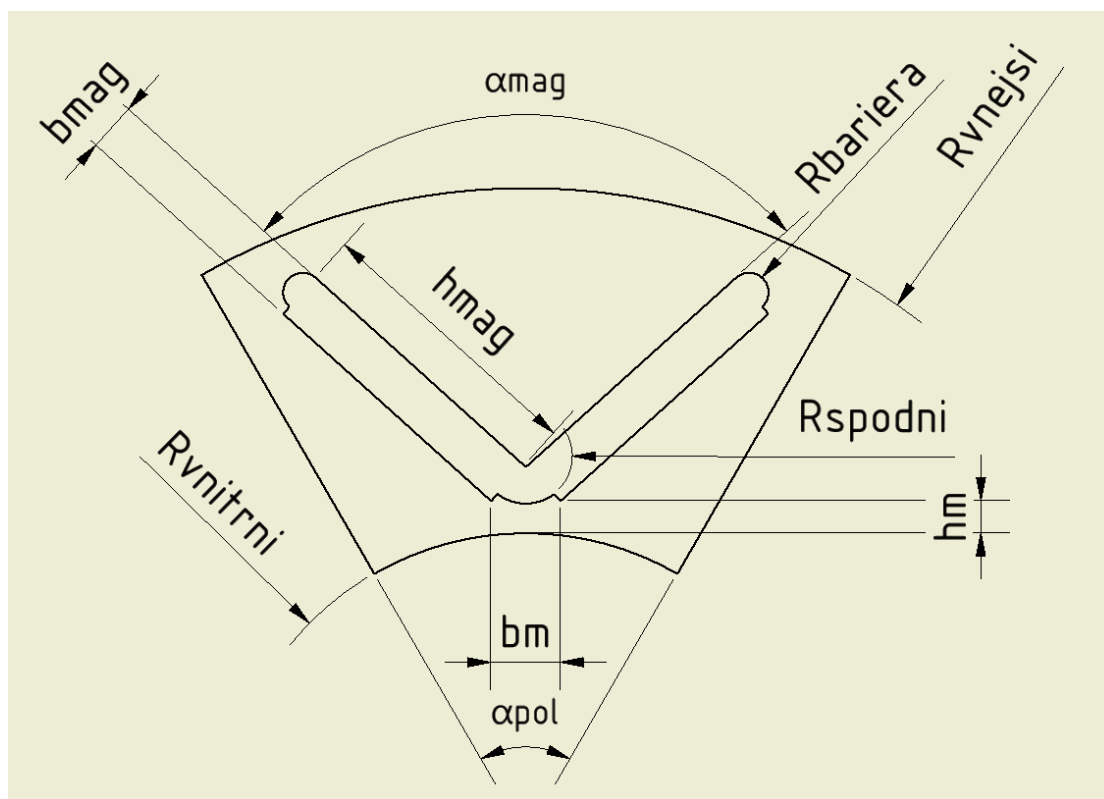
Tabulka 8-1 obsahuje prvně zmíněné údaje definující statorovou geometrii včetně vinutí.

Uložení magnetů	Vnořené magnety		Magnety na povrchu
	2p = 6	2p = 8	2p = 6
l	170 mm	160 mm	200 mm
D _δ	140 mm	140 mm	139,1 mm
D _i	141 mm	141 mm	141 mm
D	250 mm	250 mm	250 mm
h ₁	1 mm	1 mm	1 mm
h ₂	2 mm	2 mm	2 mm
h ₃	3 mm	3 mm	3 mm
h ₅	29 mm	32 mm	29 mm
h ₆	0,5 mm	0,5 mm	0,5 mm
b ₁	3 mm	3 mm	3 mm
b ₄	6,5 mm	6,5 mm	6,5 mm
b _{4c}	6 mm	6 mm	6 mm
b ₅	12,1 mm	12,6 mm	12,1 mm
b _{5c}	11,1 mm	11,6 mm	11,1 mm
K _{FE}	0,95	0,95	0,95
Q	36	36	36
V _d	12	16	10
y	5	4	5
a	3	4	3
d	1,32 mm	1,32 mm	1,32 mm
n _{vod}	9	8	11
γ	0°	0°	0°
m	3	3	3
l _{oz}	290 mm	270 mm	320 mm

Tab.8-1 Porovnání geometrie statoru a vinutí všech navrhovaných motorů

Protože struktura rotoru motoru s vnořenými magnety je jiná než struktura motoru s magnety na povrchu, jsou proto použity dvě odlišné tabulky, každá pro jiný typ rotoru.

Na obrázku 8-1 vidíme náčrt rotoru s vnořenými magnety. Na tomto náčrtu je založena tabulka 8-2, která porovnává rotor šestipólového a osmipólového rotoru s vnořenými magnety.

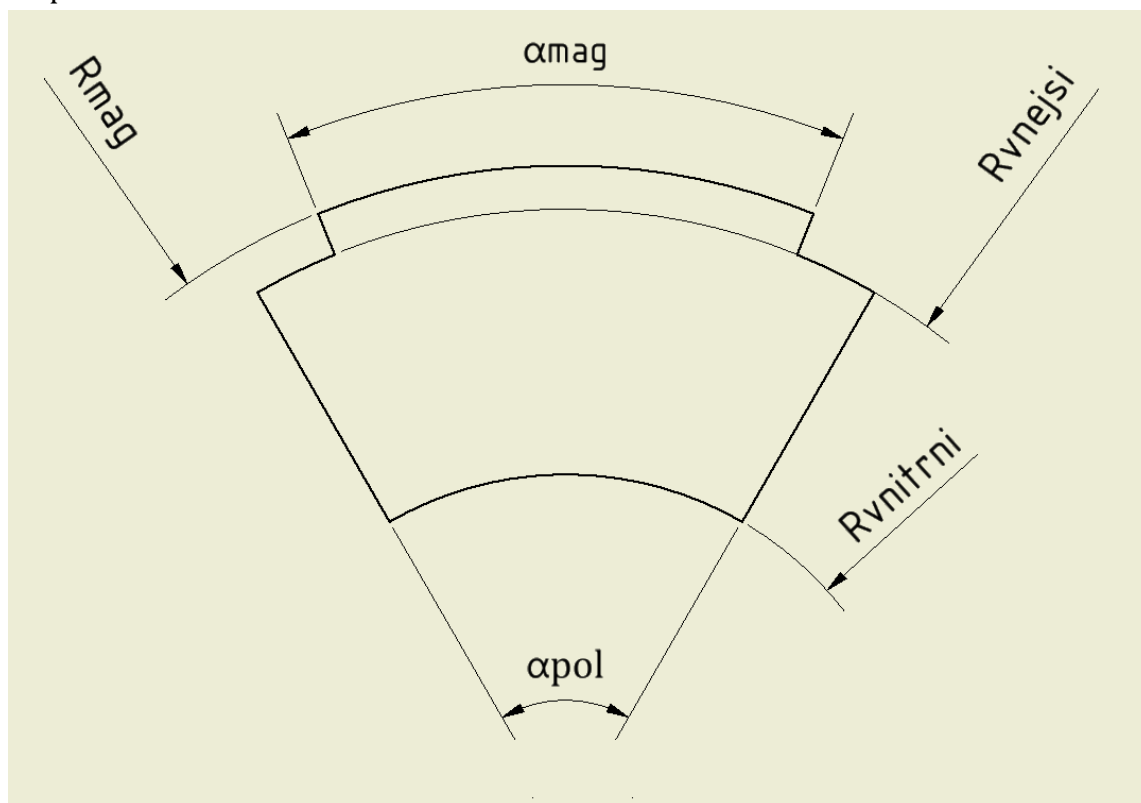


Obr.8- 3 Náčrt rotoru s vnořenými magnety

Počet pólů	2p = 6	2p = 8
R _{vnitri}	33 mm	36 mm
R _{vnejsi}	69,5 mm	69,5 mm
α_{pol}	60°	45°
α_{mag}	96°	76,7°
b _{mag}	5,2 mm	5,2 mm
h _{mag}	30 mm	25 mm
h _m	6,1 mm	6,55 mm
b _m	7,4 mm	10,3 mm
R _{spodni}	15 mm	10,3 mm
R _{bariera}	2,1 mm	2,1 mm

Tab.8- 2 Popis geometrie šestipólového a osmipólového rotoru s vnořenými magnety

Obrázek 8-2 společně s tabulkou 8-3 stejným způsobem popisují rotor s magnety na povrchu.



Obr.8- 4 Náčrt rotoru s magnety na povrchu

$R_{\text{vnitřní}}$	40 mm
$R_{\text{vnější}}$	63,1 mm
α_{pol}	60°
α_{mag}	$50,4^\circ$
R_{mag}	68,1 mm

Tab.8- 3 Popis geometrie rotoru s magnety na povrchu

V tabulce 8-4 jsou pak výše zmíněné klíčové vlastnosti, které byly v průběhu práce spočítány nebo zvoleny.

uložení	Vnořené magnety				Na povrchu	
	2p = 6		2p = 8		2p = 6	
Počet pólů						
Metoda	Analyticky	MKP	Analyticky	MKP	Analyticky	MKP
$U_{is,20}$	188 V	188 V	188 V	188 V	188 V	188 V
I_f	236 A	239,5 A	236 A	236 A	236 A	239,5 A
M	207 Nm	207 Nm	207 Nm	207 Nm	207 Nm	207 Nm
P_{mech}	65 kW	65 kW	65 kW	65 kW	65 kW	65 kW
k_w	0,933	-	0,945	-	0,933	-
$B_{1,20}$	-	0,93 T	-	0,96 T	-	1 T
B_{zub}	1,57 T	1,6 T	1,58 T	1,58 T	1,71 T	1,56 T
B_{jho}	1,65 T	1,48 T	1,65 T	1,55 T	1,85 T	1,65 T
J	6,35 A·mm ⁻²	6,45 A·mm ⁻²	5,35 A·mm ⁻²	5,35 A·mm ⁻²	5,2 A·mm ⁻²	5,27 A·mm ⁻²
R_f	9,1 mΩ	-	7 mΩ	-	6,8 mΩ	-
ΔP_{Cu}	1520 W	1565 W	1170 W	1170 W	1140 W	1175 W
ΔP_{FE}	760 W	800 W	1044 W	1 380 W	1085 W	975 W
$\Delta P_{FE,rot}$	-	60 W	-	82 W	-	45 W
ΔP_{dod}	650 W	-	650 W	-	650 W	-
ΔP_{mech}	150 W	-	150 W	-	150 W	-
η	95,3 %		95 %		95,6 %	
$\Delta M_{\%}$	-	5,9 %	-	5,4 %	-	10,8 %
K_b	-	1,15	-	1,17	-	-
n_{krit}	-	16500 min ⁻¹	-	16800 min ⁻¹	-	15600 min ⁻¹
θ_{vin}	70 K	-	71 K	-	-	-
$\theta_{st,zub}$	73 K	-	80 K	-	-	-
$\theta_{st,jho}$	57 K	-	60 K	-	-	-
θ_{mag}	70,8 K	-	74 K	-	-	-
θ_{rot}	70,7 K	-	73,8 K	-	-	-
P_{odb}	-	105,9 %	-	113,4 %	-	84,2 %

Tab.8- 4 Porovnání klíčových vlastností všech navržených motorů

ZÁVĚR

V této práci byla řešena problematika návrhu a provozování synchronních strojů s permanentními magnety, jejichž základní konstrukční vlastnosti jsou popsány v teoretické části. V teoretické části je dále popsán provoz synchronních strojů v režimu odbuzování a to pro motory s hladkým rotorem i s vyniklými póly. Dále byl vytvořen vývojový diagram, jenž tvořil kostru pro návrh šestipólového motoru s vnořenými magnety, osmipólového motoru s vnořenými magnety a šestipólového motoru s magnety na povrchu.

Podle diagramu byly stroje nejdříve navrženy elektromagneticky. Základem elektromagnetického návrhu bylo určení geometrie rotoru pomocí metody konečných prvků tak, aby bylo dosaženo zvolené indukce v mezeře. Podle této hodnoty pak byl analyticky spočítán zbytek stroje. Nakonec byly určeny ztráty a účinnost kombinací analytických a numerických metod.

Po dokončení elektromagnetického návrhu následoval mechanický výpočet, který se skládal z ověření mechanického namáhání rotoru (kromě motoru s magnety na povrchu) a výpočtu kritických otáček. Tyto výpočty byly provedeny metodou konečných prvků.

Návrh končil výpočtem ventilace a oteplení pomocí ventilační a tepelné sítě. Velký důraz byl kladen na porovnání ztrát a účinností. Všechny motory byly navrženy s účinností vyšší než 95 %, z čehož nejnižší účinnost měl osmipólový motor s vnořenými magnety. Hlavním důvodem relativně nižší účinnosti tohoto motoru byly vysoké ztráty v železe způsobené vyšší frekvencí než u ostatních motorů. Tepelné výpočty ukázaly, že všechny stroje jsou při otáčkách 3000 min^{-1} schopny pracovat trvale v třídě B. (oteplení do 80 K).

Diskutované motory byly z pohledu oteplení a účinnosti srovnány se změřeným motorem KM132, který má podobné rozměry a parametry. Tento motor má účinnost pouze 94,4 % a oteplení vinutí u něj dosahuje 118 K, což je pravděpodobně způsobeno vyššími ztrátami ve vinutí.

Stroje byly porovnávány také z pohledu zvlnění momentu. Oba stroje s vnořenými magnety mají bez uvažování natočení svazku statoru zvlnění momentu nižší než 6 % („peak to peak“ hodnota momentu ku jmenovité hodnotě v procentech), v práci je tak konstatováno, že ve většině aplikacích je toto zvlnění přijatelné. Oproti tomu u motoru s magnety na povrchu dosahuje zvlnění momentu hodnoty až 10,8 %, což už je vysoká hodnota. Při natočení statorového svazku tato hodnota klesne na 1,5 %.

Nakonec byla zkoumána schopnost motorů udržet si konstantní výkon v odbuzovacím režimu při vysokých otáčkách. Motory byly porovnávány na základně poměru maximálního výkonu při otáčkách $10\,000 \text{ min}^{-1}$ a maximálního

výkonu při 6000 min^{-1} při dodržení stejného maximálního napájecího napětí a proudu. Zatímco oba motory s vnořenými magnety dosáhly vyššího výkonu při $10\,000 \text{ min}^{-1}$ než při 6000 min^{-1} , motor s magnety na povrchu při takových otáčkách dosáhl pouze 84,2 % výkonu který měl při $n = 6000 \text{ min}^{-1}$, Motor s magnety na povrchu tedy není schopen si v takovém rozsahu otáček udržet konstantní maximální výkon, což je způsobeno tím, že nemá vyniklé póly, nemůže se u něj tak uplatňovat reluktanční složka momentu.

LITERATURA

- [1] CHONG, Lester. *Design of an Interior Permanent Magnet Machine with Concentrated Windings for Field Weakening Applications* [online]. Souwh Walles, 2011 [cit. 2017-11-19].
- [2] SOONG, W.L. a T.J.E. MILLER. *Field-weakening performance of brushless synchronous AC motor drives* [online]. , 331-340 [cit. 2018-01-02].
- [3] PYRHONEN, Juha, Tapani JOKINEN a Valérie HRABOVCOVÁ. *DESIGN OF ROTATING ELECTRICAL MACHINES* [online]. 2008 [cit. 2018-01-02]. ISBN 978-0-470-69516-6
- [4] HETEMI, Fatmir, Gurakuq DAJAKU a Dieter GERLING. *Influence of magnet thickness and magnet orientation on the performance of IPMSM* [online]. 6.8.2010 [cit. 2018-01-02]. Dostupné z <http://ieeexplore.ieee.org/xpls/icp.jsp?arnumber=5607796&tag=1>
- [5] KOPYLOV, I.P. *Stavba elektrických strojů*, Praha: SNTL, 1988.
- [6] ISLAM, Rakib, Iqbal HUSAIN a Kevin MCLAUGHLIN. *Permanent-Magnet Synchronous Motor Magnet Designs With Skewing for Torque Ripple and Cogging Torque Reduction* [online]. January/February 2009, , 152 - 160 [cit. 2018-05-13].
- [7] *Deep groove ball bearings*. SKF [online]. [cit. 2018-05-19]. Dostupné z: <http://www.skf.com/group/products/bearings-units-housings/ball-bearings/deep-groove-ball-bearings/deep-groove-ball-bearings/index.html?designation=6313-2RS1>
- [8] *Typical data for SURA M290-50A*. *Cogent* [online]. [cit. 2018-05-19]. Dostupné z: <https://cogent-power.com/cms-data/downloads/m290-50a.pdf>
- [9] *Elektror* [online]. [cit. 2018-05-19]. Dostupné z: <https://www.elektror.de/en/>
- [10] *Electric Machines Design Toolkit: Maxwell R16* [online]. In: . 2015 [cit. 2018-05-19].

Příloha A – Datasheet M290-50A [8]

Typical data for SURA® M290-50A

T	W/kg at 50 Hz	VA/kg at 50 Hz	A/m at 50 Hz	W/kg at 100 Hz	W/kg at 200 Hz	W/kg at 400 Hz	W/kg at 1000 Hz	W/kg at 2500 Hz
0,1	0,03	0,07	32,2	0,04	0,10	0,30	1,41	5,79
0,2	0,07	0,18	42,9	0,17	0,44	1,18	5,10	20,3
0,3	0,15	0,32	50,3	0,36	0,93	2,51	10,4	42,6
0,4	0,25	0,48	57,1	0,60	1,55	4,25	17,7	74,1
0,5	0,37	0,67	63,9	0,88	2,31	6,40	26,5	117
0,6	0,49	0,89	71,4	1,21	3,21	9,01	37,9	174
0,7	0,63	1,15	79,9	1,57	4,24	12,1	52,1	249
0,8	0,79	1,44	89,9	1,98	5,41	15,7	69,5	346
0,9	0,96	1,80	103	2,43	6,75	20,0	90,8	470
1,0	1,14	2,24	119	2,93	8,25	24,9	116	629
1,1	1,35	2,80	144	3,49	9,94	30,6	147	
1,2	1,58	3,62	184	4,12	11,8	37,1		
1,3	1,83	5,09	271	4,86	14,0	44,5		
1,4	2,25	9,23	549	5,78	16,6	53,0		
1,5	2,62	25,0	1500	6,83	19,5	62,5		
1,6	2,95	65,3	3520					
1,7	3,21	138	6700					
1,8	3,46	257	11400					

Loss at 1.5 T , 50 Hz, W/kg 2,62

Loss at 1.0 T , 50 Hz, W/kg 1,14

Anisotropy of loss, % 10

Magnetic polarization at 50 Hz

H = 2500 A/m, T 1,56

H = 5000 A/m, T 1,65

H = 10000 A/m, T 1,78

Coercivity (DC), A/m 35

Relative permeability at 1.5 T 800

Resistivity, $\mu\Omega\text{cm}$ 55

Yield strength, N/mm² 465

Tensile strength, N/mm² 580

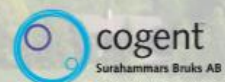
Young's modulus, RD, N/mm² 185 000

Young's modulus, TD, N/mm² 200 000

Hardness HV5 (VHN) 220



RD represents the rolling direction
 TD represents the transverse direction
 Values for yield strength (0.2 % proof strength)
 and tensile strength are given for the rolling direction
 Values for the transverse direction are approximately 5% higher



June 2008