

**ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI
FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ**

DIPLOMOVÁ PRÁCE

**Optimalizace návrhu staršího asynchronního
motoru**

Autor práce: Bc. Aleš Přigrodský

Vedoucí práce: Ing. Jan Šobra, Ph.D.

Plzeň 2020

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI

Fakulta elektrotechnická

Akademický rok: 2019/2020

ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

(projektu, uměleckého díla, uměleckého výkonu)

Jméno a příjmení:	Bc. Aleš PŘIGRODský
Osobní číslo:	E18N0022K
Studijní program:	N2644 Aplikovaná elektrotechnika
Studijní obor:	Aplikovaná elektrotechnika
Téma práce:	Optimalizace návrhu staršího asynchronního motoru
Zadávací katedra:	Katedra elektroenergetiky a ekologie

Zásady pro vypracování

1. Proveďte reverzní inženýring staršího asynchronního motoru z laboratoří KEV.
2. Proveďte optimalizaci návrhu motoru s ohledem na zvýšení účinnosti. Zachovejte výkon, počet pólů a vzduchové chlazení stroje. Jmenovité napětí přizpůsobte současné napěťové hladině v síti. Při návrhu vycházejte z aktuálně platných technických norem.
3. Proveďte konečnoprvkovou analýzu původního stroje a optimalizovaného návrhu.
4. Porovnejte dosažené výsledky.

Rozsah diplomové práce: **40 – 60 stran**
Rozsah grafických prací: **podle doporučení vedoucího**
Forma zpracování diplomové práce: **tištěná/elektronická**

Seznam doporučené literatury:

1. Pyrhönen, Juha, Jokinen, Tapani a Hrabovcová, Valéria. Design of rotating electrical machines. 2nd ed. Chichester: Wiley, 2014. xvii, 584 s. ISBN 978-1-118-58157-5.
2. Kopylov, Igor Petrovič aj. Stavba elektrických strojů. 1. vyd. Praha: Státní nakladatelství technické literatury, 1988. 685 s.
3. Petrov, Georgij Nikolajevič. Elektrické stroje 2: asynchronní stroje – synchronní stroje. Vyd. 1. Praha: Academia, 1982. 728 s.
4. Bartoš, Václav. Teorie elektrických strojů. 1. vyd. Plzeň: Západočeská univerzita, 2006. 230 s. ISBN 80-7043-509-7.
5. Bartoš, Václav a Skala, Bohumil. Měření na elektrických strojích. 2. vyd. Plzeň: Západočeská univerzita, 2006. 109 s. ISBN 80-7043-447-3.

Vedoucí diplomové práce: **Ing. Jan Šobra, Ph.D.**
Katedra elektromechaniky a výkonové elektroniky

Datum zadání diplomové práce: **4. října 2019**
Termín odevzdání diplomové práce: **28. května 2020**




Prof. Ing. Zdeněk Peroutka, Ph.D.
děkan

L.S.


Doc. Ing. Karel Noháč, Ph.D.
vedoucí katedry

V Plzni dne 4. října 2019

Abstrakt

Tato závěrečná diplomová práce se v prvních kapitolách věnuje měření a vyhodnocení staršího asynchronního motoru. Tento motor byl podroben elektrickým zkouškám nezbytným pro získání základních parametrů dotyčného stroje. V dalších částech budou analytickým výpočtem zjištěny a porovnány výsledky analýzy z prostředí FEMM s výsledky naměřenými. Následně bude v práci provedeno navržení motoru s dodržением určitých původních parametrů, přičemž následnou analýzou v prostředí FEMM se získané výsledky porovnájí s původním motorem. Práce taktéž obsahuje krátkou kapitulu o zamýšlených zlepšeních. Poslední část závěrečné práce je věnována diskuzi a srovnání výsledků konečně-prvkových analýz.

Klíčová slova

Asynchronní motor, 3-f asynchronní motor, zpětný návrh, reverzní inženýring, magnetický tok, metoda konečných prvků, konstrukční návrh, magnetický obvod, stator, rotor, vinutí, klec nakrátko.

Abstract

The first part of this master's thesis deals with measurement and calculation of results of older induction motor. This induction motor was subjected to electrical measurements in order to gain basic parameters, which are necessary for following calculations. Next part relates to the comparison of results of analytical calculations from FEMM postprocessor with results of analytical calculations from measured values. Subsequently, the new design of induction motor (with chosen original parameters) has been made, where following comparison deals with results of older and new designed motor. The chapter with proposals for improvement is also included. The final chapter of the thesis is dedicated to discussion about the results of a finite element method and calculation.

Key words

Induction motor, three-phase induction motor, reverse engineering, magnetic flux, finite element method, engineering design, magnetic circuit, stator, rotor, winding, squirrel-cage rotor.

Prohlášení

Prohlašuji, že jsem tuto diplomovou práci vypracoval samostatně, s použitím odborné literatury a pramenů uvedených v seznamu, který je součástí této diplomové práce.

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

.....

podpis

V Plzni dne 23.8.2020

Aleš Přigrodský

Obsah

Seznam symbolů a zkratk

ÚVOD.....	1
1 PŘEDMĚT OPTIMALIZACE - 3F ASYNCHRONNÍ MOTOR.....	2
1.1 ASYNCHRONNÍ MOTOR.....	2
1.2 ELEKTRICKÉ ZKOUŠKY.....	2
1.2.1 Měření ve stavu naprázdno.....	3
1.2.2 Měření ve stavu nakrátko.....	6
1.3 URČENÍ GEOMETRICKÝCH ROZMĚRŮ ASYNCHRONNÍHO MOTORU.....	9
1.4 URČENÍ PARAMETRŮ NÁHRADNÍHO SCHÉMATU ASYNCHRONNÍHO MOTORU.....	10
2 ANALYTICKÝ VÝPOČET ASYNCHRONNÍHO MOTORU.....	14
2.1 ANALYTICKÝ VÝPOČET MAGNETICKÉHO OBVODU STATORU.....	14
2.2 ANALYTICKÝ VÝPOČET ZUBU MAGNETICKÉHO OBVODU STATORU.....	15
2.3 ANALYTICKÝ VÝPOČET ZUBU MAGNETICKÉHO OBVODU ROTORU.....	16
2.4 ANALYTICKÝ VÝPOČET JHA STATORU.....	17
2.5 ANALYTICKÝ VÝPOČET JHA ROTORU.....	18
2.6 ANALYTICKÝ VÝPOČET DALŠÍCH PARAMETRŮ.....	19
3 OVĚŘENÍ PŮVODNÍHO ASYNCHRONNÍHO MOTORU POMOCÍ MKP.....	20
3.1 ZADÁVÁNÍ OKRAJOVÝCH PODMÍNEK.....	21
3.2 MODELOVÁNÍ STAVU NAPRÁZDNO.....	22
3.3 SIMULACE STAVU NAKRÁTKO.....	25
3.4 VÝPOČET JMENOVITÉHO MOMENTU MOTORU.....	27
4 NÁVRH ASYNCHRONNÍHO MOTORU.....	28
4.1 VOLBA HLAVNÍCH ROZMĚRŮ A STATOROVÉHO VINUTÍ.....	28
4.1.1 Výpočet jmenovitého proudu statoru.....	28
4.1.2 Volba parametrů statorového vinutí.....	28
4.1.3 Výpočet rozměrů drážek a zubů statoru.....	31
4.1.4 Výpočet rozměrů drážek a zubů rotoru nakrátko.....	35
4.2 URČENÍ ELEKTRICKÝCH PARAMETRŮ STROJE.....	39
4.2.1 Výpočet magnetizačního proudu.....	39
4.2.2 Výpočet odporů a reaktancí.....	43
4.2.3 Určení výkonových ztrát motoru.....	48
4.2.4 Výpočet oteplení asynchronního motoru.....	52
5 NAVRHOVANÁ ZLEPŠENÍ.....	55
5.1 MAGNETICKÝ OBVOD.....	55
5.2 ELEKTROIZOLAČNÍ SYSTÉM.....	56
5.2.1 Úvod do problematiky.....	56
5.2.2 Výběr elektroizolačních materiálů pro elektroizolační systém.....	57
5.3 LOŽISKA.....	58
5.3.1 Úvod do problematiky.....	58
5.3.2 Navrhované řešení.....	59
6 OVĚŘENÍ NOVÉHO ASYNCHRONNÍHO MOTORU POMOCÍ MKP.....	60
6.1 ANALÝZA V CHODU NAPRÁZDNO.....	62
6.2 SIMULACE STAVU NAKRÁTKO.....	64
6.3 VÝPOČET JMENOVITÉHO MOMENTU MOTORU.....	66

7 ZÁVĚR	67
REFERENCE, POUŽITÁ LITERATURA	69
PŘÍLOHY	70

Seznam symbolů a zkratek

a	Počet paralelních větví [-]
a_{kn}	Výška kruhu nakrátko [m]
A	Lineární hustota proudu [$A \cdot m^{-1}$]
b_0	Otevření drážky [m]
b_1	Šířka ústí drážky [m]
b_2	Šířka dna drážky [m]
b_c	Střední šířka cívky [m]
b_{kn}	Šířka kruhu nakrátko [m]
b_{z1}	Šířka zubu statoru [m]
b_{z2}	Šířka zubu rotoru [m]
B	Délka části cívky od výstupu z drážky a začátku ohybu čel vinutí [m]
B_{02}	Amplituda pulzací indukce ve vzduchové mezeře na hlavami zubů [T]
B_{p2}	Amplituda pulzací indukce ve středu průřezu zubů statoru [T]
B_{j1}	Magnetická indukce v jhu statoru [T]
B_{j2}	Magnetická indukce v jhu rotoru [T]
B_{z1}	Magnetická indukce v zubu statoru [T]
B_{z2}	Magnetická indukce v zubu rotoru [T]
B_{δ}	Magnetická indukce ve vzduchové mezeře [T]
$B_{\delta 1max}$	Maximální magnetická indukce ve vzduchové mezeře [T]
$\cos \phi$	Výkonový účinník [-]
$\cos \phi_k$	Výkonový účinník nakrátko [-]
$\cos \phi_0$	Výkonový účinník naprázdno [-]
D	Vnitřní průměr statoru [m]
D_e	Vnější průměr statoru [m]
D_2	Vnější průměr rotoru [m]
D_3	Průměr hřídele [m]
D_{kn}	Průměr kruhu nakrátko [m]
E_p	Elektrická pevnost [V/mm]
f	Kmitočet [Hz]
F_m	Magnetické napětí magnetického obvodu na jednu pólovou dvojici [A]
h_0	Výška závěru drážky [m]
h_2	Hloubka drážky [m]

h_{d1}	Hloubka drážky statoru [m]
h_{d2}	Hloubka drážky rotoru [m]
h_{j1}	Výška jha statoru [m]
h_k	Výška drážkového klínu [m]
H_{j1}	Intenzita magnetického pole jha statoru [$A \cdot m^{-1}$]
H_{z1}	Intenzita magnetického pole zubu statoru [$A \cdot m^{-1}$]
H_{z2}	Intenzita magnetického pole zubu rotoru [$A \cdot m^{-1}$]
i_μ	Poměrný magnetizační proud [-]
I_0	Proud naprázdno [A]
I_k	Proud nakrátko [A]
I_{kn}	Proud nakrátko odpovídající jmenovitému napětí [A]
I_{kmax}	Maximální proud nakrátko [A]
I_{max}	Maximální proud [A]
I_n	Jmenovitý proud [A]
I_μ	Magnetizační proud [A]
l_{fe1}	Délka statorového svazku [m]
l_{fe2}	Délka rotorového svazku [m]
l_i	Délka vzduchové mezery [m]
l_t	Délka rotorové tyče [m]
k_B	Činitel tvaru pole [-]
k_C	Carterův činitel [-]
k_E	Poměr indukovaného napětí stroje, ku jmenovitému napětí [-]
k_{Fe}	Činitel plnění železa [-]
k_i	Převodní činitel proudu [-]
k_n	Převodní činitel nakrátko [-]
k_p	Činitel zvýšení ztrát [-]
k_{r1}	Činitel rozlohy vinutí statoru [-]
k_{r2}	Činitel rozlohy vinutí rotoru [-]
k_u	Převodní činitel napětí [-]
k_{v1}	Činitel vinutí statoru [-]
k_{v2}	Činitel vinutí rotoru [-]
k_{y1}	Činitel kroku statoru [-]
k_{y2}	Činitel kroku rotoru [-]
k_z	Převodní činitel impedance [-]

K	Činitel pro výpočet oteplení povrchu tělesa [-]
l_{av}	Střední délka závitů vinutí [m]
l_{ξ}	Délka čela vinutí [m]
l_{ξ}	Délka drážkové části [m]
l_v	Délka vyložení čel [m]
L_{j1}	Délka střední magnetické indukční čáry v jhu statoru [m]
L_{j2}	Délka střední magnetické indukční čáry v jhu rotoru [m]
L_{μ}	Magnetizační indukčnost [H]
m_1	Počet fází statoru [-]
m_2	Počet fází rotoru [-]
m_{j1}	Hmotnost železa jha statoru [kg]
m_{j2}	Hmotnost železa jha rotoru [kg]
m_{z1}	Hmotnost železa zubů statoru [kg]
m_{z2}	Hmotnost železa zubů rotoru [kg]
n_s	Synchronní otáčivá rychlost [ot/min]
n	Otáčivá rychlost [ot/min]
N_1, N_s	Počet závitů v sérii statorového vinutí [-]
N_2	Počet závitů v sérii rotorového vinutí [-]
$O_{\xi 1}$	Obvod chladícího povrchu čel jedné cívky [m]
O_{d1}	Výpočtový obvod statorové drážky pro polouzavření drážky [m]
p	Počet pólů stroje [-]
P_i	Výpočtový vnitřní výkon [W]
$P_{1,2}$	Činný výkon wattmetru [W]
P_2	Výkon na hřídeli [W]
P_{2N}	Jmenovitý činný výkon na hřídeli [W]
q	Počet drážek na pól a fázi [-]
Q_0	Jalový výkon naprázdno [VAr]
Q_1	Počet drážek statoru [-]
Q_{1min}	Minimální počet drážek statoru [-]
Q_{1max}	Maximální počet drážek statoru [-]
Q_2	Počet drážek rotoru [-]
Q_o	Rozptylový jalový výkon [VAr]
Q_{μ}	Magnetizační jalový výkon [VAr]
R_1	Jednofázový činný odpor statorového vinutí [Ω]

R_2	Činný odpor rotorového vinutí [Ω]
R_2'	Činný odpor rotorového vinutí vztažený na frekvenci statoru [Ω]
R_{Fe}	Odpor respektující ztráty v železe [Ω]
R_k	Činný odpor nakrátko [Ω]
R_{kn}	Činný odpor kruhu nakrátko [Ω]
R_t	Činný odpor rotorové tyče [Ω]
s	Skluz stroje [%]
S_0	Zdánlivý výkon naprázdno [VA]
S_c	Výsledný průřez vodiče [m^2]
S_{ef}	Průřez efektivního vodiče [m^2]
S_{dr}	Plocha drážky [m^2]
S_t	Průřez rotorové tyče [m^2]
S_{tel}	Ekvivalentní ochlazovací povrch tělesa [m^2]
t_{d1}	Drážková rozteč statoru [m]
t_{d2}	Drážková rozteč rotoru [m]
t_p	Pólová rozteč [m]
U_0	Napětí naprázdno [V]
U_1	Napětí naprázdno [V]
U_i	Napětí indukované [V]
U_{j1}	Magnetické napětí jha statoru [A]
U_k	Napětí nakrátko [V]
U_{k0}	Napětí nakrátko vztažené k nulovému proudu I_k [V]
U_n	Jmenovité napětí [V]
U_p	Průrazné napětí [V]
U_{z1}	Magnetické napětí zubu statoru [A]
U_{z2}	Magnetické napětí zubu rotoru [A]
U_δ	Magnetické napětí vzduchové mezery [A]
V_d	Efektivní počet vodičů [-]
X_σ	Rozptylová reaktance [Ω]
$X_{1\sigma}$	Rozptylová reaktance statoru [Ω]
$X_{2\sigma}$	Rozptylová reaktance rotoru [Ω]
X_μ	Magnetizační reaktance [Ω]
y	Cívkový krok vinutí [m]
Z_q	Počet vodičů v drážce [-]

Z_k	Impedance nakrátko [Ω]
$p_{\delta p2}$	Hustota povrchových ztrát v rotoru [W/m^2]
ΔP_0	Ztráty naprázdno [W]
ΔP_{j0}	Ztráty tepelné naprázdno [W]
ΔP_d	Ztráty přídatné [W]
ΔP_{Fe}	Ztráty v magnetickém obvodu naprázdno [W]
ΔP_{mech}	Ztráty mechanické [W]
ΔP_k	Ztráty nakrátko [W]
ΔP_{jk}	Ztráty tepelné nakrátko [W]
$\Delta P'_{jd1}$	Ztráty tepelné v drážkách statoru [W]
$\Delta P'_{jc1}$	Ztráty tepelné v čelech statoru [W]
ΔP_{p2}	Pulzní ztráty v zubech rotoru [W]
$\Delta P_{\delta p2}$	Celkové povrchové ztráty v rotoru [W]
ΔU	Úbytek napětí [V]
α_1	Součinitel přestupu tepla z povrchu [$W.m^{-2}.K^{-1}$]
α_δ	Činitel pólového krytí [-]
β	Zkrácený krok [-]
δ	Velikost vzduchové mezery [m]
γ_{Fe}	Hustota oceli [kg/m^3]
λ_{c1}	Činitel magnetické vodivosti rozptylu čel statoru [-]
λ_{c2}	Činitel magnetické vodivosti rozptylu čel rotoru [-]
λ_{d1}	Činitel magnetické vodivosti drážky statoru [-]
λ_{d2}	Činitel magnetické vodivosti drážky rotoru [-]
λ_{dif1}	Činitel magnetické vodivosti diferenčního rozptylu vinutí pro stator [-]
λ_{dif2}	Činitel magnetické vodivosti diferenčního rozptylu vinutí pro rotor [-]
λ_{ekv}	Střední ekvivalentní tepelná vodivost drážkové izolace [$W.m^{-1}.K^{-1}$]
λ'_{ekv}	Střední tepelná vodivost vnitřní izolace cívk [-]
ϕ	Magnetický indukční tok [Wb]
ϕ_{z1}	Magnetický indukční tok zubu statoru [Wb]
ϕ_{z2}	Magnetický indukční tok zubu rotoru [Wb]
ψ	Sprážený magnetický indukční tok [Wb]
η	Účinnost [%]
ρ_{Al}	Měrná rezistivita hliníku [$\Omega.m$]
ρ_{Cu}	Měrná rezistivita mědi [$\Omega.m$]

Úvod

Tato závěrečná diplomová práce je zaměřena na zpětný návrh asynchronního motoru s cílem zvýšení jeho účinnosti, při současném zachování jeho vybraných parametrů.

Diplomová práce bude rozdělena do sedmi samostatných kapitol. V první kapitole se bude práce soustředit na seznámení se s výchozím asynchronním motorem – analyzovaným objektem. Navazující podkapitoly budou věnovány názornému postupu vyhodnocování měření a určování parametrů náhradního schématu.

Ve druhé kapitole bude proveden analytický výpočet částí motoru, přičemž získaná data z tohoto výpočtu poslouží ke zpětnému ověření získaných dat metodou konečných prvků.

Ve třetí kapitole se bude závěrečná práce zabývat popsáním analyzovaného objektu v softwarovém prostředí FEMM, kde dochází ke konečně prvkové analýze. Vytvořený 2D model bude analyzován v provozních stavech nakrátko, naprázdno a taktéž bude podroben analýze ztrát a jeho jmenovitého momentu.

Čtvrtá kapitola je věnována samotnému reverznímu návrhu stroje. V této kapitole se provede návrh motoru při zachování jeho určitých parametrů – výkon, počet pólů a chlazení motoru. V pořadí pátá kapitola se týká možných konstrukčních vylepšení – použití materiálů magnetického obvodu, podoby elektroizolačního systému a potlačení ložiskových proudů keramickými ložisky.

Navazující kapitola bude mít obsah totožný jako kapitola druhá, zde bude námi navržený stroj (reprezentován 2D modelem) simulován ve stavech naprázdno a nakrátko. Výstupními daty bude taktéž určení jmenovitého momentu stroje a jeho ztrát.

Získaná data z MKP budou sloužit jako srovnání obou strojů, přičemž diskuze nad získanými výsledky bude obsažena v sedmé kapitole. V závěrečné kapitole bude mimo jiné slovně rozebráno, s jakým úspěchem se u nového modelu stroje podařilo snížit ztráty, jakým způsobem se změnil moment a k jakému celkovému řešení motoru došlo vůči původní podobě.

1 Předmět optimalizace – 3f asynchronní motor

Jako výchozí stroj nám bude sloužit 3fázový asynchronní motor, který bude podroben dvěma typům elektrických zkoušek – zkoušce naprázdno a nakrátko. Z následného vyhodnocení zkoušek a určení geometrických rozměrů stroje určíme jeho parametry náhradního schématu, které později ověříme pomocí konečně prvkové metody.

1.1 Asynchronní motor

Diagnostikovaným motorem bude motor s výkonem 3.0 kW pro průmyslovou frekvenci 50 Hz. Motor dokáže pracovat v režimu zapojení hvězda/trojúhelník, tedy se jmenovitým napětím 380 V pro zapojení do hvězdy a se jmenovitým napětím 220 V pro zapojení do trojúhelníka. Jak je uvedeno v rovnici 1.1. jedná se o 6 pólový rotor, jehož synchronní otáčivá rychlost n_s je 1000 ot/min. Jmenovitá procentní hodnota skluzu

je tedy 6.5 % - vizte rovnici 1.2. Další údaje vyčtené z typového štítku asynchronního motoru jsou následující:

Tab. 1.1: Údaje asynchronního motoru

U_n / I_n motoru:	AF444/6A
Stupeň krytí:	IP44/g
Tvar:	H0
Výrobní číslo:	2504373
Výkon:	3.0 kW
Životnost:	∞ min
Frekvence:	50 Hz
Otáčky:	935 ot/min
Jmenovité napětí:	Y - 380V / 7.1A
Jmenovité napětí:	D - 220V / 12.3A
Třída izolace:	E
Váha:	60kg
Rok výroby:	1966

1.2 Elektrické zkoušky

Elektrické zkoušky, kterým se asynchronní motor podrobil, byly celkem tři. První z nich byla Ohmova metoda pro měření odporů, díky které jsme zjistili činné odpory

statorového vinutí jednotlivých fází. Činné odpory byly měřeny ve stavu, kdy začátky a konce statorového vinutí nebyly spojeny krátko-spojky ve svorkovnici. Z tohoto důvodu jsou naměřené hodnoty odporů přímo rovné odporům jednotlivých fází, přičemž výsledné hodnoty měření jsou uvedeny v tabulce 1.3.

Následujícími zkouškami byly metody pro měření ve stavech naprázdno a nakrátko, díky kterým jsme určili jednotlivé ztráty a z nich následné parametry náhradního schématu. V našem případě byl motor měřen v zapojení do trojúhelníku, což znamená, že jednotlivé začátky fází statoru byly zapojeny s konci vinutí sousedních fází vinutí.

$$n_s = \frac{60 \cdot f}{p} = \frac{60 \cdot 50}{3} = 1000 \text{ ot/min} \quad (1.1)$$

$$s = \frac{n_s - n}{n_s} = \frac{1000 - 935}{1000} = 0.065 = 6.5\% \quad (1.2)$$

1.2.1 Měření ve stavu naprázdno

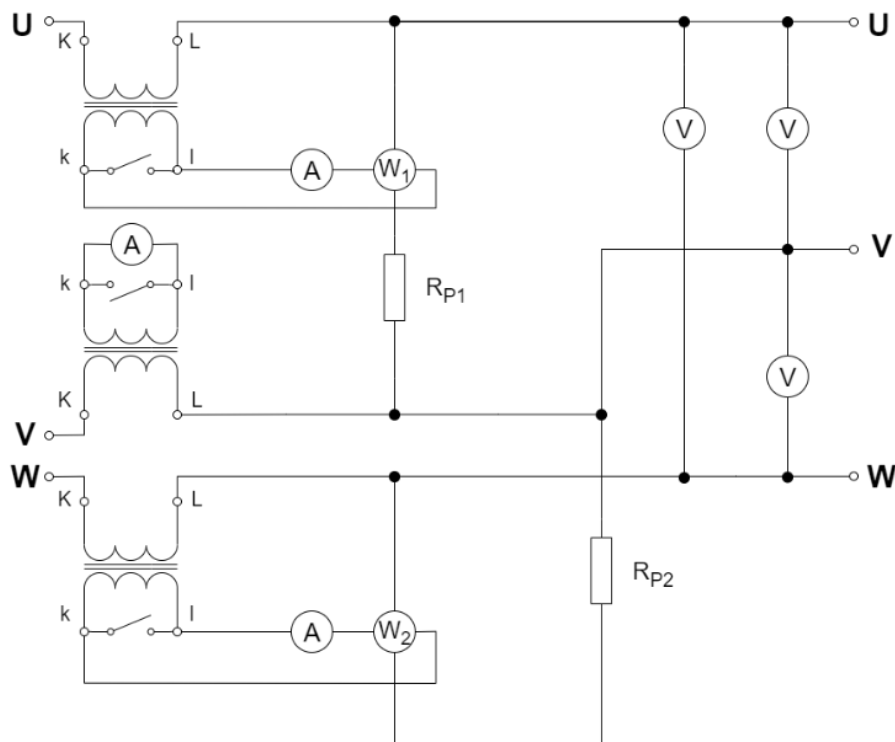
Ideálním stavem naprázdno se rozumí stav, při kterém se rotor otáčí synchronní rychlostí točivého pole, přičemž toto točivé pole je vybuzeo procházejícím proudem vinutí statoru. Ve své podstatě se jedná o stav, kdy je motor v synchronním režimu, neboť skluz je roven 0. Ve skutečnosti je ovšem tento stav nedosažitelný, neboť přítomností ventilačních a třecích ztrát dochází ke snižování otáčivé rychlosti rotoru a tím pádem i ke vzniku indukovaného napětí a samotného momentu motoru. Pro účely měření ve stavu naprázdno je nezbytné, aby hřídel rotoru byla nezatížená.

Samotný způsob měření se provádí v rozsahu (130 - 30) % jmenovitého napětí U_n , přičemž důvod je následující. Otáčivá rychlost motoru (respektive moment motoru) je závislá na U^2 a pokud napětí klesne pod mez, při které by vytvářený moment motoru nestačil k pokrytí mechanických ztrát, dostal by se motor do labilní oblasti momentové charakteristiky a otáčky motoru by poklesly, čímž by nebyla dodržena podmínka měření za konstantních otáček. Z tohoto důvodu se při měření

řídíme skluzem, který by neměl klesnout pod 1 %. [1]

$$\Delta P_0 = \Delta P_{j0} + \Delta P_{Fe} + \Delta P_{mech} \quad (1.3)$$

Použitou metodou pro měření stavu naprázdno i nakrátko byla Aronova metoda – vizte obrázek 1.1. Ztráty určené z měření ve stavu naprázdno jsou součtem mechanických ztrát ΔP_{mech} , Jouleových ztrát ΔP_{j0} ve vinutí způsobených průchodem proudu naprázdno a ztrát v železe (magnetickém obvodě) ΔP_{Fe} – vizte rovnici 1.3. [1]



Obrázek 1.1: Použité Aronovo zapojení

Výsledné hodnoty z měření naprázdno jsou uvedeny v tabulce 1.2 níže, přičemž složky ztrát naprázdno byly určeny následující způsoby. Celkové výkony byly odečteny pomocí připojených wattmetrů. Měření probíhalo v rozsahu 150-240 V (důvod byl popsán výše), ostatní hodnoty z rozsahu pro napětí od 145-0 V byly získány pomocí extrapolace. Z toho důvodu chybí pro tyto hodnoty napětí určované parametry z měření.

Joulové ztráty: Pro určení tepelných ztrát budeme vycházet z průměrné hodnoty naměřeného proudu naprázdno a z průměrných naměřených hodnot činných odporů jednotlivých fází.

$$\Delta P_{j_0} = m_1 \cdot R_1 \cdot I_0^2 = 3 \cdot 1.64386 \cdot 6.53^{-2} = 210.502 \text{ W} \quad (1.4)$$

Ztráty mechanické: Určení se provedlo pomocí extrapolace ze známého průběhu celkových ztrát. Do vyextrapolované mocninné funkce se následně dosadilo za $U_0 = 0$. Vizte následující rovnici. Důvod, proč hodnota napětí $U_0 = 0$ je následující - zobrazením funkce závislosti ztrát (rovnice 1.5) v kvadratické stupnici a jejím následným extrapolováním do nulové hodnoty napětí dostaneme průsečík s osou ztrát a tím i výsledné mechanické ztráty. [1]

Vlivem měření v určitém rozsahu jmenovitého napětí se dopouštíme při měření částečné chyby. Získané mechanické ztráty totiž považujeme za konstantní v celém spektru měření. Ve skutečnosti jsou mechanické ztráty ovlivněny otáčivou rychlostí a při nižších hodnotách budícího napětí motoru může dojít k poklesu otáček a tím i ke změně mechanických ztrát. Proto je měření zatíženo určitou chybou. [1]

$$\Delta P_{mech} + \Delta P_{Fe} = f(U^2) \quad (1.5)$$

$$\Delta P_{mech} = 40.689 \cdot e^{0.0131 \cdot U_0} = 40.689 \cdot e^0 = 40.689 \text{ W} \quad (1.6)$$

Ztráty v železe: Jelikož známe celkové ztráty, Joulové ztráty a mechanické ztráty, můžeme určit ztráty v magnetickém obvodu stroje pomocí následující rovnice.

$$\begin{aligned} \Delta P_{Fe} &= \Delta P - \Delta P_{j_0} - \Delta P_{mech} = 725 - 210.502 - 40.689 = \\ &= 473.809 \text{ W} \end{aligned} \quad (1.7)$$

Tabulka 1.2: Změřené a určené parametry ve stavu naprázdno

U_0 [V]	I_0 [A]	P_1 [W]	P_2 [W]	ΔP_0 [W]	ΔP_{j0} [W]	ΔP_{Fe} [W]	ΔP_{mech} [W]	$\cos \phi$	S [VA]
240	7.633	370.0	570.0	940.0	287.352	612.107	40.541	0.296	3173.1
230	7.133	330.0	510.0	840.0	250.941	548.518	40.541	0.296	2841.7
220	6.533	275.0	450.0	725.0	210.502	473.957	40.541	0.291	2489.5
210	6.100	250.0	400.0	650.0	183.504	425.955	40.541	0.293	2218.8
199	5.600	220.0	350.0	570.0	154.654	374.805	40.541	0.296	1927.0
188	5.133	180.0	300.0	480.0	129.953	309.506	40.541	0.287	1674.5
180	4.867	160.0	270.0	430.0	116.802	272.657	40.541	0.283	1517.3
170	4.550	140.0	245.0	385.0	102.096	242.363	40.541	0.287	1339.7
159	4.183	120.0	210.0	330.0	86.304	203.155	40.541	0.286	1152.1
150	3.900	100.0	185.0	285.0	75.009	169.450	40.541	0.282	1011.0
145	-	-	-	274.9	66.610	167.723	40.541	-	-
140	-	-	-	257.3	61.828	154.949	40.541	-	-
125	-	-	-	211.1	49.445	121.110	40.541	-	-
120	-	-	-	197.6	45.895	111.178	40.541	-	-
100	-	-	-	151.8	34.068	77.153	40.541	-	-
75	-	-	-	109.1	23.473	45.091	40.541	-	-
50	-	-	-	78.4	16.173	21.724	40.541	-	-
0	-	-	-	40.5	7.678	-7.678	40.541	-	-

Tabulka 1.3: Změřené činné odpory statorového vinutí

Fázové vinutí	$R_{studené}$ [Ω]	$R_{studené}$ průměr [Ω]	$R_{po\ m\acute{e}ren\acute{i}\ n\acute{a}kr\acute{a}tko}$ [Ω]	$R_{po\ m\acute{e}ren\acute{i}\ n\acute{a}kr\acute{a}tko}$ průměr [Ω]
U	1.56818		1.64772	
V	1.56179	1.56767	1.63218	1.64386
W	1.57303		1.65168	

1.2.2 Měření ve stavu nakrátko

Při měření v tomto stavu byla hřídel motoru mechanicky zabrzděna, tím pádem se motor nachází ve stavu, při kterém teoreticky nevzniká hlavní magnetický indukční tok. Ztráty v železe ΔP_{Fe} by teoreticky měly být zanedbatelné, neboť se magnetický obvod nesyť. Avšak reálně dochází k sycení zubů statoru a hlav rotorových zubů v důsledku vzniklého rozptylového toku stroje. Vzniklé sycení se projevuje jako zvětšování vzduchové mezery mezi rotorem a statorem, čímž dochází ke zvýšení derivace charakteristiky nakrátko. Z tohoto důvodu je měřená charakteristika nakrátko nelineární, proto má smysl měřit pouze oblast s absencí nelinearity (150-200 % I_n). Po vytvoření derivace k lineární části (změřená část) získáváme pomocí lineární extrapolace vypočítaný proud nakrátko I_{kn} – vizte rovnici 1.9. [1]

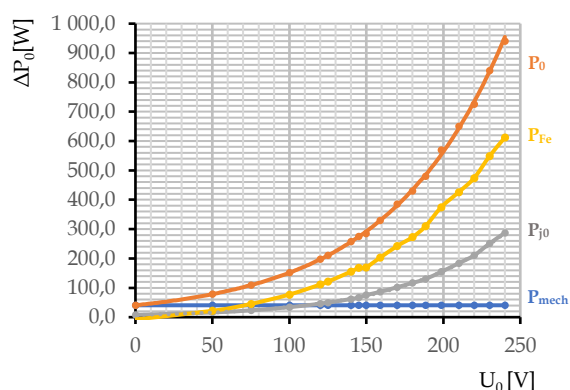
Ztráty určené z měření ve stavu nakrátko jsou tedy součtem Jouleových ztrát ΔP_{jk} a ztrát přídavných ΔP_d – vizte rovnici 1.8.

Výsledné rozdělení ztrát pro stavy nakrátko a naprázdno jsou uvedeny níže, vizte obrázky 1.2 a 1.3.

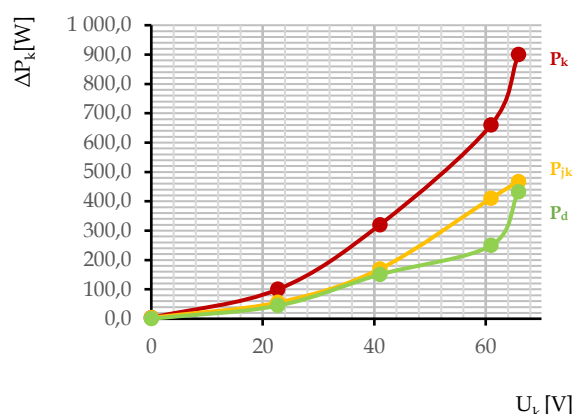
$$\Delta P_k = \Delta P_{jk} + \Delta P_d \quad (1.8)$$

Tabulka 1.4: Změřené a určené parametry ve stavu nakrátko

U [V]	I [A]	P ₁ [W]	P ₂ [W]	ΔP _k [W]	ΔP _{jk} [W]	ΔP _d [W]	cos φ	S [VA]
65.87	13.73	100	800	900	467.51	432.50	0.57	1566.76
60.93	12.87	80	580	660	410.36	249.64	0.49	1357.94
41.00	8.27	40	280	320	169.40	150.61	0.55	587.05
22.70	4.73	20	80	100	55.54	44.46	0.54	186.10
0	0	-	-	3.54	3.54	0	0.54	0



Obrázek 1.2: Ztráty naprázdno

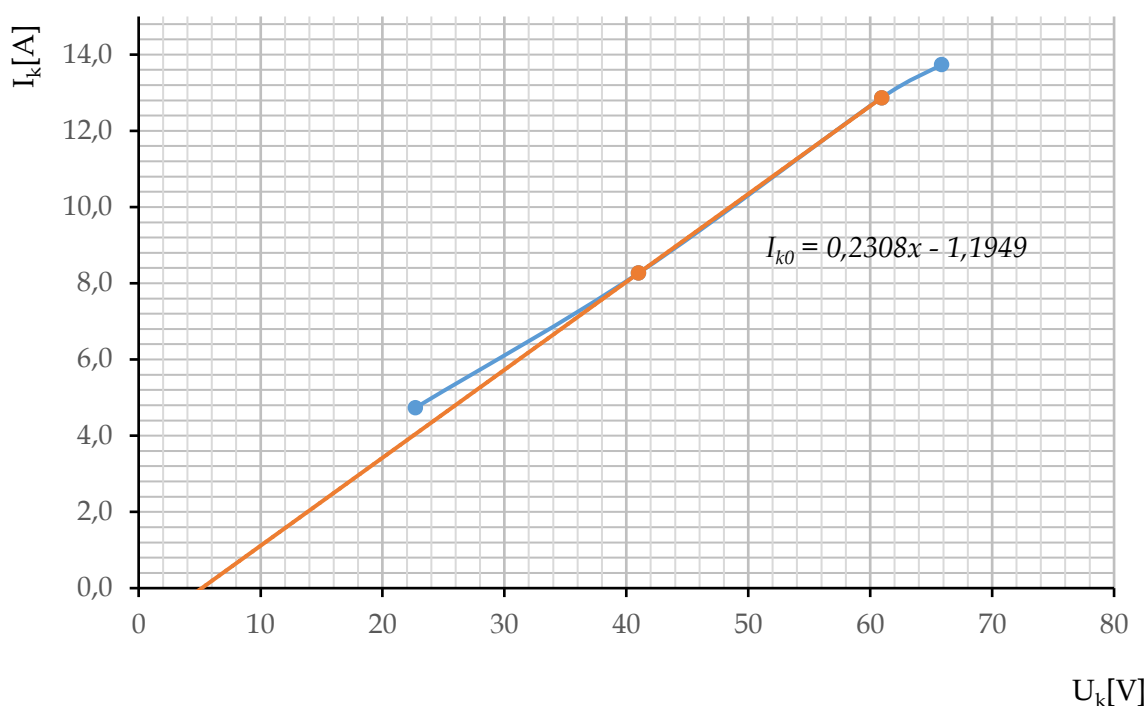


Obrázek 1.3: Ztráty nakrátko

Abychom mohli určit ztráty nakrátko, je nutné určit velikost proudu nakrátko pro jmenovité napětí U_n , tento proud nazýváme I_{kn} . Taktéž je nezbytné provést odečet napětí U_{k0} z naměřené charakteristiky nakrátko. Odečet se prováděl ze získaného polynomu $y=0.2308x - 1.1949$, kde proměnná x reprezentuje napětí nakrátko U_k a proměnná y reprezentuje proud I_k . Dosadíme-li za $y = 0$, získáme hodnotu napětí $U_{k0} = 5.177$ V.

Napětí nakrátko pro $I_k = 0$: Pro určení tohoto napětí budeme vycházet z již známé charakteristiky $I_k = f(U_k)$. Dosazením za $I_k = 0$ dostaneme, že $U_{k0} = 5.1772$ V.

$$\begin{aligned} I_{k0} &= 0.2308 \cdot U_{k0} - 1.1949 \\ 0.2308 \cdot U_{k0} &= 1.1949 \quad /: 0.2308 \\ U_{k0} &= 5.17721 \text{ V} \end{aligned} \quad (1.9)$$



Obrázek 1.4: Charakteristika nakrátko s vyznačeným odečtem U_{k0}

Proud nakrátko pro jmenovité napětí I_{kn} :

$$I_{kn} = \frac{U_n - U_{k0}}{U_k - U_{k0}} \cdot I_k = \frac{220 - 5.177}{65.9 - 5.177} \cdot 13.73 = 48.57 \text{ A} \quad (1.10)$$

Joulové ztráty nakrátko ΔP_{jk} : Pro určení Joulových ztrát nakrátko je nutné vycházet ze známých činných odporů statorového vinutí a klece nakrátko. Výpočtům odporu klece nakrátko je věnována část kapitoly 1.4 – vizte rovnice 1.16 – 1.20.

$$\begin{aligned} \Delta P_{jk} &= 3 \cdot (R_1 + R'_2) \cdot I_k^2 = \\ &= 3 \cdot (1.64386 + 1.607) \cdot 13.73^2 = 1\,838.5 \text{ W} \\ &= 612.8 \text{ W/1f} \end{aligned} \quad (1.11)$$

Přídavné ztráty ΔP_d :

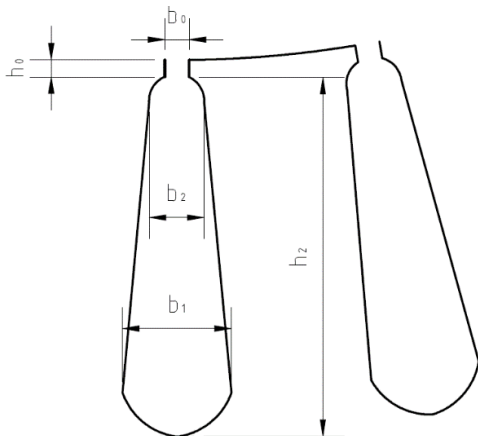
$$\Delta P_d = \Delta P_k - \Delta P_{jk} = 900 - 467.51 = 432.50 \text{ W} \quad (1.12)$$

1.3 Určení geometrických rozměrů asynchronního motoru

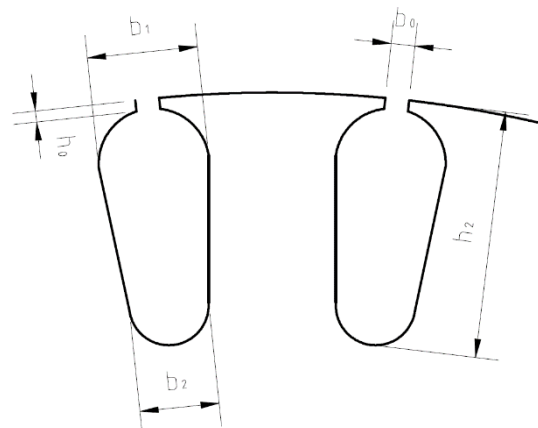
Změřené geometrické parametry stroje jsou shrnuty v následující tabulce, vizte tabulku 1.5. Dále geometrické rozměry drážek statoru a klece nakrátko jsou naznačeny v obrázcích 1.4 a 1.5. Geometrické rozměry jsou taktéž v příloze závěrečné práce.

Tabulka 1.5: Geometrické rozměry ASM

D [mm]	124.20	
D _e [mm]	191.37	
D ₂ [mm]	123.41	
δ [mm]	0.395	
D _h =D ₃ [mm]	38.57	
l _{Fe1} =l _{Fe2} ≈ l _i [mm]	153	
Q ₁	36 drážek	
Q ₂	30 drážek	
p	3	
m=m ₁	3	
q ₁	2	
Z _q	33 vodičů	
N _s =N ₁	198 závitů	
Rozměry drážek		
	Stator	Rotor
h ₀ [mm]	1.01	0.6
h ₂ [mm]	21.46	12.8
b ₀ [mm]	1.45	1.3
b ₁ [mm]	3.08	7.98
b ₂ [mm]	4.32	5.98
S _{dr} [mm ²]	102.601	55.854



Obrázek 1.7: Drážka statoru



Obrázek 1.8: Drážka klece nakrátko

1.4 Určení parametrů náhradního schématu asynchronního motoru

Postup odvození parametrů náhradního schématu proběhne pomocí postupu naznačeném v publikacích [2], [3], [4].

Napětí nakrátko: Z naměřených činných odporů statorového fázového vinutí jsme zjistili, že hodnota $R_l=1.64386 \Omega$. Pomocí interpolace z charakteristiky nakrátko $I_k=f(U_k)$, které odpovídá funkce $y=0.2308x - 1.1949$, si odvodíme velikost U_k pro $I_k=I_n=12.3 \text{ A}$.

$$\begin{aligned}I_k &= 0.2308 \cdot U_k - 1.1949 \\12.3 &= 0.2308 \cdot U_k - 1.1949 \\13.4949 &= 0.2308 \cdot U_k \\U_k &= \frac{13.4949}{0.2308} = 58.47 \text{ V}\end{aligned}\tag{1.13}$$

Činitel statorového vinutí: Pro další výpočty je třeba znát činitel statorového vinutí k_{v1} . Tento činitel je dán součinem dalších dvou činitelů – činitelem kroku statorového vinutí k_{y1} a činitelem rozlohy statorového vinutí k_{r1} .

$$\begin{aligned}k_{y1} &= \sin\left(\frac{y}{t_p} \cdot \frac{\pi}{2}\right) = \sin\left(\frac{0.06503}{0.065} \cdot \frac{\pi}{2}\right) = 1 \\k_{r1} &= \frac{0.5}{q_1 \cdot \sin \frac{30^\circ}{q_1}} = \frac{0.5}{2 \cdot \sin 15^\circ} = 0.9659 \\k_{v1} &= k_{y1} \cdot k_{r1} = 1 \cdot 0.9659 = 0.9659\end{aligned}\tag{1.14}$$

Pólová rozteč:

$$t_p = \frac{\pi \cdot D}{2p} = \frac{\pi \cdot 0.1242}{6} = 0.065 \text{ m}\tag{1.15}$$

Impedance nakrátko:

$$Z_k = \frac{U_k}{I_k} = \frac{58.47}{12.3} = 4.754 \Omega\tag{1.16}$$

Činné odpory rotoru nakrátko: V našem případě měl asynchronní motor klecovou kotvu, což znamená, že pro určení jeho činných odporů je nutné vycházet z geometrických rozměrů a z rezistivity elektrovodného hliníku (přepočítané na uvažovanou pracovní teplotu), který tvoří klecové "vinutí". Jelikož se náhradní schéma vztahuje k jednofázovému typu stroje, je důležité počítat i zde s jednou fází vinutí. Pro klecovou kotvu je toto vinutí tvořeno pomocí jedné rotorové tyče a dvou částí kruhů nakrátko, jež tuto tyč s ostatními tyčemi na čelech vodivě spojují.

Jako zvolenou pracovní teplotu jsem si zvolil 100 °C. Z tohoto důvodu je nutné na tuto teplotu přepočítat materiálovou konstantu rezistivity hliníku. Pro stator bude zvolena pracovní teplota 110 °C.

Měrná rezistivita hliníku pro pracovní teplotu 100 °C:

$$\begin{aligned}\rho_{Al100^{\circ}C} &= \rho_{Al20^{\circ}C} \cdot [1 + \alpha_{Al}(t - 20)] = \\ &= 2.735 \cdot 10^{-8} \cdot [1 + 0.004 \cdot 80] = 3.6102 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot m\end{aligned}\quad (1.17)$$

Činný odpor rotorové tyče:

$$\begin{aligned}R_t &= \rho_{Al100^{\circ}C} \cdot \frac{l_t}{S_t} \cdot k_{\sim} = 3.6102 \cdot 10^{-8} \cdot \frac{0.153}{0.0000551633} \cdot 1 = \\ &= 10.013 \cdot 10^{-5} = 0.10013 \text{ m}\Omega\end{aligned}\quad (1.18)$$

Činný odpor kruhu nakrátko:

$$\begin{aligned}R_{kn} &= \rho_{Al100^{\circ}C} \cdot \frac{\pi \cdot D_{kn}}{Q_2 \cdot (a_{kn} \cdot b_{kn})} = \\ &= 3.6102 \cdot 10^{-8} \cdot \frac{\pi \cdot 0.10218}{30 \cdot (0.00007831)} = 0.00493 \text{ m}\Omega\end{aligned}\quad (1.19)$$

Činný odpor rotoru:

$$R_2 = R_t + 2 \cdot R_{kn} = 0.10013 + 2 \cdot 0.00493 = 0.1099 \text{ m}\Omega \quad (1.20)$$

Přepočítaný činný odpor rotoru:

$$\begin{aligned}R'_2 &= R_2 \cdot 4 \cdot m_1 \cdot \frac{(N_1 \cdot k_{v1})^2}{Q_2} = 0.1099 \cdot 12 \cdot \frac{(198 \cdot 0.9659)^2}{30} = \\ &= 1606.945 \text{ m}\Omega = 1.607 \Omega\end{aligned}\quad (1.21)$$

Rozptylové reaktance:

$$\begin{aligned} X_{\sigma} &= Z_k \cdot \sin \varphi_k = 4.75 \cdot \sqrt{1 - \cos \varphi_k^2} = 4.75 \cdot \sqrt{1 - 0.57^2} = \\ &= 4.75 \cdot 0.8216 = 3.903 \Omega \end{aligned} \quad (1.22)$$

$$X_{1\sigma} = \frac{R_1}{R_1 + R_2'} \cdot X_{\sigma} = \frac{1.64386}{1.6439 + 1.607} \cdot 3.903 \Omega = 1.974 \Omega \quad (1.23)$$

$$X_{2\sigma} = \frac{R_2'}{R_1 + R_2'} \cdot X_{\sigma} = \frac{1.607}{1.6439 + 1.607} \cdot 3.903 = 1.929 \Omega \quad (1.24)$$

Činný odpor nakrátko:

$$R_k = \sqrt{(Z_k^2 - X_{\sigma}^2)} = \sqrt{(4.75^2 - 3.903^2)} = 2.707 \Omega \quad (1.25)$$

$$k_n = \frac{R_k}{R_1 + R_2'} = \frac{2.707}{1.64386 + 1.607} = 0.8328 \quad (1.26)$$

Úbytek napětí:

$$\begin{aligned} \Delta U &= \sqrt{(R_1^2 \cdot I_0^2) + (X_{1\sigma}^2 \cdot I_0^2)} = \\ &= \sqrt{(1.644^2 \cdot 6.53^2) + (1.974^2 \cdot 6.53^2)} = 16.775 V \end{aligned} \quad (1.27)$$

Indukované napětí U_i :

$$U_i = \frac{U_0}{\sqrt{3}} - \Delta U = \frac{220}{\sqrt{3}} - 16.775 = 110.24 V \quad (1.28)$$

Odpor respektující ztráty v železe R_{Fe} :

$$R_{Fe} = \frac{U_i^2}{\frac{\Delta P_{Fe}}{3}} = \frac{110.24^2}{\frac{483}{3}} = 75.48 \Omega \quad (1.29)$$

Magnetizační reaktance X_{μ} : Abychom mohli určit magnetizační reaktanci, musíme nejprve určit jednotlivé složky jalových výkonů z měření naprázdno.

$$Q_0 = S_0 \cdot \sin \varphi_0 = 2489.5 \cdot \sqrt{1 - \cos^2 \varphi_0} =$$

$$= 2489.5 \cdot 0.9566 = 2.38 \text{ kVAr} \quad (1.230)$$

$$Q_\sigma = X_{1\sigma} \cdot I_0^2 = 1.974 \cdot 6.53^2 = 84.17 \text{ VAr} \quad (1.31)$$

$$Q_\mu = \frac{Q_0}{3} - Q_\sigma = 709.163 \text{ VAr} \quad (1.32)$$

$$X_\mu = \frac{U_i^2}{Q_\mu} = 17.146 \Omega \quad (1.33)$$

Převodní činitelé k_u , k_z , k_i : Převodní činitel napětí v našem případě určíme pomocí již určeného kroku vinutí statoru k_{v1} a známých hodnot N_1 , N_2 a k_{v2} . Využijeme zde toho, že pro klecovou kotvu je striktně daný počet závitů v sérii $N_2=0.5$ a činitel vinutí $k_{v2}=1$.

$$k_u = \frac{N_1 \cdot k_{v1}}{N_2 \cdot k_{v2}} = \frac{198 \cdot 0.9659}{0.5 \cdot 1} = 382.4964 \quad (1.34)$$

Převodní činitel impedance získáme pomocí známých hodnot R_2 a R_2' , vizte následující rovnice.

$$k_z = \frac{R_2'}{R_2} = \frac{1.607}{0.1099} = 14.622 \quad (1.35)$$

Pomocí známých převodních činitelů k_u a k_z určíme převodní činitel proudu k_i .

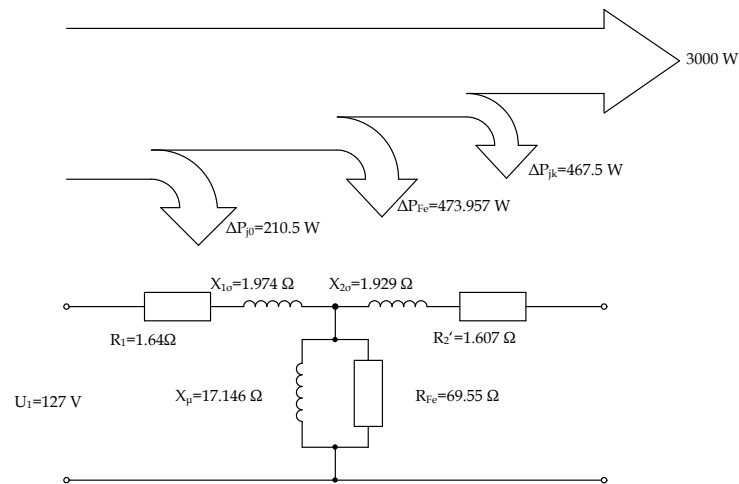
$$k_i = \frac{k_u}{k_z} = \frac{382.4964}{14.622} = 26.158 \quad (1.36)$$

Napětí nakrátko pro $I_k=0$: Pro určení tohoto napětí budeme vycházet z již známé charakteristiky $I_k=f(U_k)$. Dosazením za $I_k=0$ dostaneme, že $U_{k0}=5.1772 \text{ V}$.

$$I_{k0} = 0.2308 \cdot U_{k0} - 1.1949$$

$$0.2308 \cdot U_{k0} = 1.1949 \quad /: 0.2308$$

$$U_{k0} = 5.17721 \text{ V} \quad (1.37)$$



Obrázek 1.9: Ztráty v obvodu asynchronního motoru

2 Analytický výpočet asynchronního motoru

Postupným dosazováním již určených parametrů motoru zjistíme jeho provozní parametry potřebné pro srovnání, přičemž cílem bude určit magnetizační proud. Postup odvození vychází z publikace [4], [5].

2.1 Analytický výpočet magnetického obvodu statoru

Počet drážek na pól a fázi statorového vinutí q_1 :

$$q_1 = \frac{Q_1}{2p \cdot m} = \frac{36}{6 \cdot 3} = 2 \text{ drážky na pól a fázi} \quad (2.1)$$

Činitel rozlohy statorového vinutí k_{r1} :

$$k_{r1} = \frac{0.5}{q \cdot \sin\left(\frac{30^\circ}{q}\right)} = \frac{0.5}{2 \cdot \sin\left(\frac{30^\circ}{2}\right)} = 0.9659 \quad (2.2)$$

Činitel statorového vinutí k_{v1} :

$$k_{v1} = k_{r1} \cdot k_{y1} = 0.9659 \cdot 1 = 0.9659 \quad (2.3)$$

Činitel tvaru pole k_B :

$$k_B = \frac{\pi}{2 \cdot \sqrt{2}} = 1.111 \quad (2.4)$$

Magnetický indukční tok ϕ vzduchovou mezerou: Činitel k_E udává poměr indukovaného napětí statoru ku jmenovitému napětí, což znamená, že jeho velikost vychází z rovnice 2.5.

$$k_E = \frac{\Delta U_i}{\frac{U_N}{\sqrt{3}}} = \frac{110.24}{127.017} = 0.868 \quad (2.5)$$

$$\phi = \frac{\sqrt{2} \cdot U_N}{2 \cdot \pi \cdot f_1 \cdot N_1 \cdot k_{v1}} = \frac{\sqrt{2} \cdot 220}{2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot 198 \cdot 0.966} = 5.178 \text{ mWb} \quad (2.6)$$

Magnetická indukce ve vzduchové mezeře B_δ :

$$B_\delta = \frac{\phi}{\alpha_i \cdot l_i \cdot t_p} = \frac{0.0051778}{\frac{2}{\pi} \cdot 0.153 \cdot 0.065} = 0.8179 \text{ T} \quad (2.7)$$

Magnetické napětí vzduchové mezery U_δ : Pro určení je třeba znát Carterův činitel, jehož odvození je naznačeno v rovnici 1.54.

$$U_\delta = \frac{B_\delta}{\mu_0} \cdot \delta_e = \frac{0.818}{4\pi \cdot 10^{-7}} \cdot k_c \cdot \delta = \frac{0.818}{4\pi \cdot 10^{-7}} \cdot 2.587 \cdot 0.0004 = 665.1 \text{ A} \quad (2.8)$$

2.2 Analytický výpočet zubu magnetického obvodu statoru

Drážková rozteč statoru t_{d1} :

$$t_{d1} = \frac{\pi \cdot D}{Q_1} = \frac{\pi \cdot 0.1242}{36} = 0.0108 \text{ m} \quad (2.9)$$

Magnetický indukční tok v zubu statoru:

$$\phi_{z1} = l_i \cdot t_{d1} \cdot B_\delta = 0.0108 \cdot 0.153 \cdot 0.8179 = 1.35 \text{ mWb} \quad (2.10)$$

Magnetická indukce v zubech statoru B_{z1} :

$$B_{z1} = \frac{B_{\delta} \cdot t_{d1} \cdot l_i}{b_{z1} \cdot l_{Fe1} \cdot k_{Fe}} = \frac{0.8179 \cdot 0.0108 \cdot 0.153}{0.00804 \cdot 0.153 \cdot 0.96} = 1.1 \text{ T} \quad (2.11)$$

Pro hodnotu magnetické indukce v zubu statoru $B_{z1}=1.1 \text{ T}$ odečteme z B-H charakteristiky (příslušných elektroizolačních plechů) hodnotu magnetické intenzity H . Postup určení je zobrazen na obrázku 2.1.

Intenzita magnetického pole v zubech statoru H_{z1} : Odečtená hodnota z B-H charakteristiky elektrotechnické oceli M400-50 A, tloušťky 0.5 mm je:

$$H_{z1} = 137.8 \text{ A/m} \quad (2.12)$$

Výsledné magnetické napětí v zubech statoru U_{z1} : Výsledek je dán součinem intenzity magnetického pole H_{z1} a výšky magnetického obvodu (zubu).

$$U_{z1} = h_{z1} \cdot H_{z1} = \frac{D_e - D}{2} \cdot 137.8 = \frac{0.19137 - 0.1242}{2} \cdot 137.8 = 4.62 \text{ A} \quad (2.13)$$

2.3 Analytický výpočet zubu magnetického obvodu rotoru

Drážková rozteč rotoru t_{d2} :

$$t_{d2} = \frac{\pi \cdot D_2}{Q_2} = \frac{\pi \cdot 0.12342}{30} = 0.01292 \text{ m} \quad (2.14)$$

Magnetický indukční tok v zubu rotoru:

$$\phi_{z2} = l_i \cdot t_{d2} \cdot B_{\delta} = 0.153 \cdot 0.01292 \cdot 0.8179 = 1.62 \text{ mWb} \quad (2.15)$$

Magnetická indukce v zubech rotoru B_{z2} :

$$B_{z2} = \frac{B_{\delta} \cdot t_{d2} \cdot l_i}{b_{z2} \cdot l_{Fe2} \cdot k_{Fe}} = \frac{0.473 \cdot 0.01292 \cdot 0.153}{0.00689 \cdot 0.153 \cdot 0.96} = 1.6 \text{ T} \quad (2.16)$$

Nyní bude stejným způsobem jako v předchozím případě pro stator určena intenzita magnetického pole v zubech rotoru. B-H křivka je vyznačena na obrázku 3.2.

Intenzita magnetického pole v zubech rotoru H_{z2} : Odečtená hodnota z B-H charakteristiky elektrotechnické oceli M400-50 A, tloušťky 0.5 mm je:

$$H_{z2} = 3180 \text{ A/m} \quad (2.17)$$

Výsledné magnetické napětí v zubech statoru U_{z2} : Výsledek je dán součinem intenzity magnetického pole H_{z2} a výšky magnetického obvodu bez hřídele (zubu).

$$U_{z2} = h_{z2} \cdot H_{z2} = \frac{D_2 - D_h}{2} \cdot 3180 = \frac{0.123 - 0.040}{2} \cdot 3180 = 131.97 \text{ A} \quad (2.18)$$

2.4 Analytický výpočet jha statoru

Magnetická indukce v jhu statoru B_{j1} :

$$B_{j1} = \frac{\phi}{2 \cdot h_{j1} \cdot l_{Fe1} \cdot k_{Fe}} = \frac{0.005178}{2 \cdot 0.011 \cdot 0.153 \cdot 0.96} = 1.602 \text{ T} \quad (2.19)$$

, kde výpočtová výška jha statoru h_{j1} :

$$h_{j1} = \frac{D_e - D}{2} - h_{d1} = \frac{0.19137 - 0.12420}{2} - 0.02246 = 0.011 \text{ m} \quad (2.20)$$

Intenzita magnetického pole v jhu statoru H_{j1} : Odečtená hodnota z B-H charakteristiky elektrotechnické oceli M400-50 A, tloušťky 0.5 mm je:

$$H_{j1} = 3180 \text{ A/m} \quad (2.21)$$

Výsledné magnetické napětí v zubech statoru U_{j1} : Výsledek je dán součinem intenzity magnetického pole H_{j1} , výšky magnetického obvodu a koeficientem c_1 .

$$U_{j1} = c_1 \cdot h_{j1} \cdot H_{j1} = 0.1647 \cdot 0.011 \cdot 3180 = 5.76 \text{ A} \quad (2.22)$$

2.5 Analytický výpočet jha rotoru

Magnetická indukce v jhu rotoru B_{j2} :

$$B_{j2} = \frac{\phi}{2 \cdot h_{j2} \cdot l_{Fe2} \cdot k_{Fe}} = \frac{0.0044927}{2 \cdot 0.0301875 \cdot 0.153 \cdot 0.96} = 0.507 \text{ T} \quad (2.23)$$

, kde výpočtová výška jha rotoru h_{j2} :

$$h_{j2} = \frac{2 + p_2}{3.2 \cdot p_2} \cdot \left(\frac{D_2}{2} - h_{d2} \right) = \frac{4}{3.2 \cdot 2} \cdot (0.062 - 0.0134) = \quad (2.24)$$

$$= 0.0301875 \text{ m}$$

Intenzita magnetického pole v jhu rotoru H_{j2} : Odečtená hodnota z B-H charakteristiky elektrotechnické oceli M400-50 A, tloušťky 0.5 mm je:

$$H_{z1} = 63.4 \text{ A/m} \quad (2.25)$$

Výsledné magnetické napětí v jhu rotoru U_{j2} : Výsledek je dán součinem intenzity magnetického pole H_{j2} , výšky magnetického obvodu a koeficientem c_2 .

$$U_{j2} = c_2 \cdot h_{j2} \cdot H_z = 0.7294 \cdot 0.0301875 \cdot 63.4 = 1.396 \text{ A} \quad (2.26)$$

Carterův činitel:

$$k_{c1} = \frac{t_{d1}}{t_{d1} - \gamma_1 \cdot \delta} = \frac{0.0108}{0.0108 - 1.554 \cdot 0.000395} = 1.0602 \quad (2.27)$$

,kde

$$\gamma_1 = \frac{\left(\frac{b_{01}}{\delta} \right)^2}{5 + \left(\frac{b_{01}}{\delta} \right)} = \frac{\left(\frac{0.00145}{0.000395} \right)^2}{5 + \left(\frac{0.00145}{0.000395} \right)} = 1.554 \quad (2.28)$$

$$k_{c2} = \frac{t_{d2}}{t_{d2} - \gamma_2 \cdot \delta} = \frac{0.01292}{0.01292 - 1.306 \cdot 0.000395} = 1.664 \quad (2.29)$$

,kde

$$\gamma_2 = \frac{\left(\frac{b_{02}}{\delta} \right)^2}{5 + \left(\frac{b_{02}}{\delta} \right)} = \frac{\left(\frac{0.0013}{0.000395} \right)^2}{5 + \left(\frac{0.0013}{0.000395} \right)} = 1.306 \quad (2.30)$$

Konečný činitel vzduchové mezery (Carterův činitel) má velikost:

$$k_c = k_{c1} \cdot k_{c2} = 1.554 \cdot 1.664 = 2.587 \quad (2.31)$$

2.6 Analytický výpočet dalších parametrů

Činitel nasycení zubů:

$$k_{nz} = 1 + \frac{U_{z1} + U_{z2}}{U_\delta} = 1 + \frac{4.62 + 131.97}{665.103} = 1.133 \quad (2.32)$$

Magnetické napětí generované cívkou s proudem v amplitudě:

$$\begin{aligned} F_{mA} &= U_\delta + \frac{U_{j1} + U_{j2} + 2U_{z1} + 2U_{z2}}{2} = \\ &= 665.1 + \frac{5.76 + 1.396 + 2 \cdot 4.62 + 2 \cdot 131.97}{2} = 805.271 \text{ A} \end{aligned} \quad (2.33)$$

Magnetizační proud I_μ :

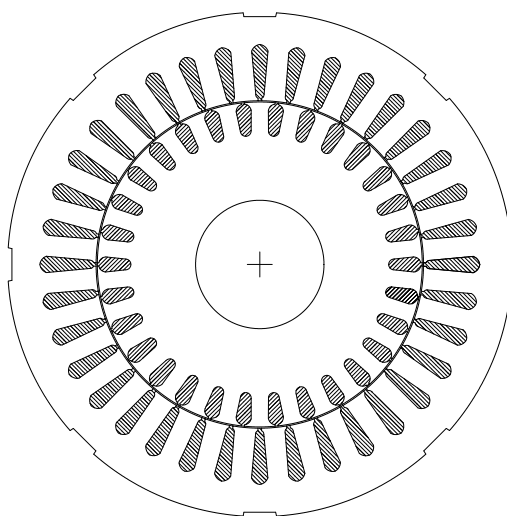
$$I_\mu = \frac{F_{mA} \cdot \pi \cdot p}{\sqrt{2} \cdot m_1 \cdot k_{v1} \cdot N_s} = \frac{805.271 \cdot \pi \cdot 3}{\sqrt{2} \cdot 3 \cdot 0.966 \cdot 198} = 9.35 \text{ A} \quad (2.34)$$

3 Ověření původního asynchronního motoru pomocí MKP

Ověření asynchronního motoru pomocí metody konečných prvků se provedlo pomocí software FEMM. Tento software pracuje pouze při zobrazení ve 2D, takže jsme zde limitováni jeho neschopností určit parametry ovlivněné čely vinutí. Z těchto důvodů se nepodařilo ověřit všechny parametry náhradního schématu, ale pouze některé. Model, na kterém byla ověřována důvěryhodnost výsledků měření, odpovídá naměřeným konstrukčním parametrům a je uveden na obrázku 3.1. Pro začátek je nutné definovat vlastnosti vinutí a magnetického obvodu. Pro magnetický obvod byl zvolen materiál konstrukční oceli s typovým označením *M400-50 A* [4]. Tento materiál je vhodný pro použití jha asynchronních strojů. Magnetizační charakteristika těchto plechů je zobrazena na obrázku 3.2.

Pro vinutí ve statoru byly zvoleny materiálové konstanty pro elektrovednou měď, kdežto pro klec nakrátko byly definovány materiálové konstanty pro elektrovedný hliník.

Analýzy probíhaly pro jednotlivé stavy nakrátko a naprázdno, přičemž oba tyto stavy nelze řešit v konečně-prvkové analýze jako jednu totožnou situaci. Pro stav naprázdno se vymežíme na situaci magnetostatického řešení pole. Pro stav nakrátko se bude analýza řešit jako časově harmonická. Řešení jmenovitého momentu lze řešit jak magnetostaticky, tak harmonicky. V tomto případě se zvolil druhý způsob s frekvencí 3.25 Hz (odpovídající skluzu 6.5 %). [6]



Obrázek 3.1: Model asynchronního motoru

3.1 Zadávání okrajových podmínek

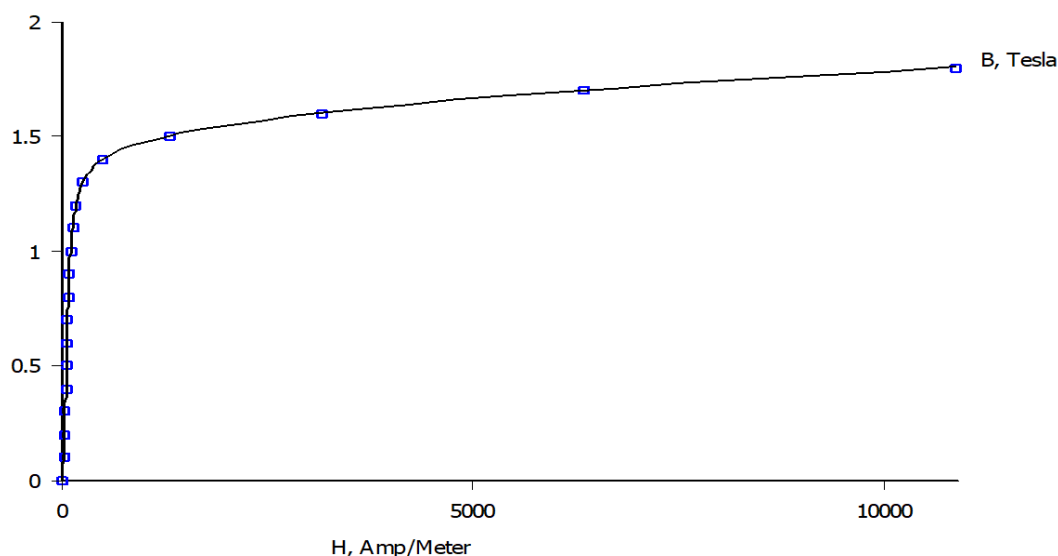
Definování okrajových podmínek je nezbytnou součástí pro konečně prvkovou analýzu. V tomto případě bude analýza probíhat na vytvořeném 2D modelu v oblasti jeho celého průřezu. Prvním předpokladem je definice okrajové podmínky na rozhraní stroje (vnějšího obvodu) a vzduchu, což provádíme tzv. normováním. Pro popsání této situace nám slouží okrajová podmínka 1. druhu - tzv. Dirichletova podmínka. Tato podmínka poslouží k vymezení analýzy pouze uvnitř magnetického obvodu (mluvíme o vnitřní okrajové podmínce). [6], [7]

Položíme-li na rozhraní velikost vektorového magnetického potenciálu $A = 0$, pak z definice pro magnetický potenciál (rovnice 3.1, 3.2) platí, že magnetické pole je nezřídlové a analýzu řešíme pouze uvnitř stroje, tak jak bylo předpokládáno. [7]

$$B = \text{rot } A \quad (3.1)$$

$$\text{div } B = 0 \quad (3.2)$$

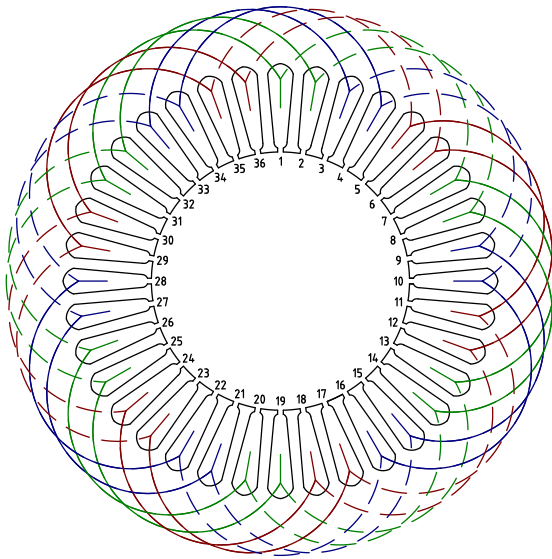
Další definice se netýká okrajových podmínek, ale vlastností stroje. FEMM sice pracuje ve 2D prostředí, nicméně pouze pro část čel vinutí, hřídele, V definování řešení lze totiž zvolit hloubku, která v tomto případě zohledňuje délku aktivního železa uvažovaného magnetického jádra i vinutí v něm obsaženém. Další definice se týká systému geometrie, která je v tomto případě planární. [6]



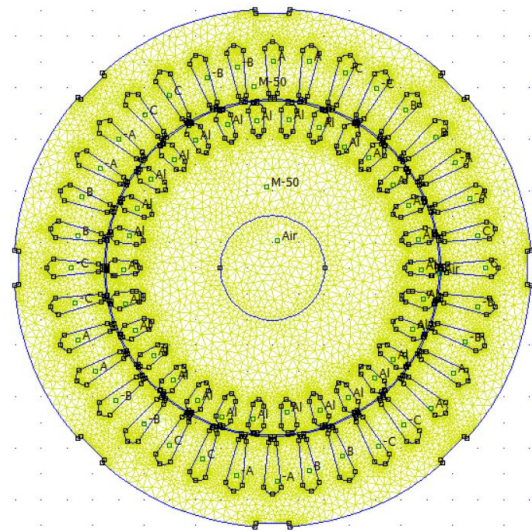
Obrázek 3.2: Magnetizační (B-H) charakteristika oceli M400-50A

3.2 Modelování stavu naprázdno

Pro začátek je nutné definovat geometrii velikost proudu tekoucího vinutím statoru. Tento proud jednotlivých fází není v časovém okamžiku pro všechna vinutí stejný, nýbrž je pootočen o 120 °. Pro definování jednotlivých proudů pro skupinu drážek budeme vycházet ze schématu vinutí diagnostikovaného asynchronního motoru – vizte obrázek 3.3. Výsledný model s definovanými skupinami proudů je na obrázku 3.4. [6]



Obrázek 3.3: Schéma vinutí motoru



Obrázek 3.4: Výsledný model pro simulace

Z obrázku se patrné, že proudy se shodnou okamžitou hodnotou tečou ve dvou sousedících drážkách. Tyto okamžité hodnoty proudů je nutné převést na maximální proudovou hustotu podle následujícího vztahu. [6]

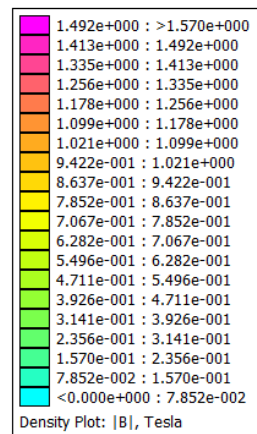
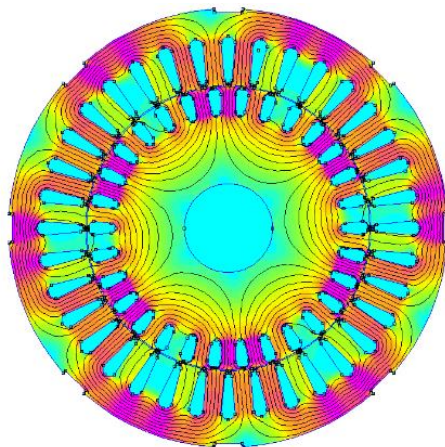
$$J_{max} = \frac{Z_q \cdot I_{max}}{S_{dr}} = \frac{33 \cdot \sqrt{2} \cdot 6.5}{0.0001026} = \frac{33 \cdot \sqrt{2} \cdot 6.5}{0.0001026} = 2.97 \text{ MA/m}^2 \quad (3.3)$$

Nyní je třeba zohlednit maximální proudovou hustotu pro jeden časový okamžik pro všechny fáze vinutí statoru – vizte následující tabulku 3.1.

Tabulka 3.1: Proudové hustoty

Fáze	J [MA/m ²]
+A	0
-A	0
+B	-2.57
-B	+2.57
+C	+2.57
-C	-2.57

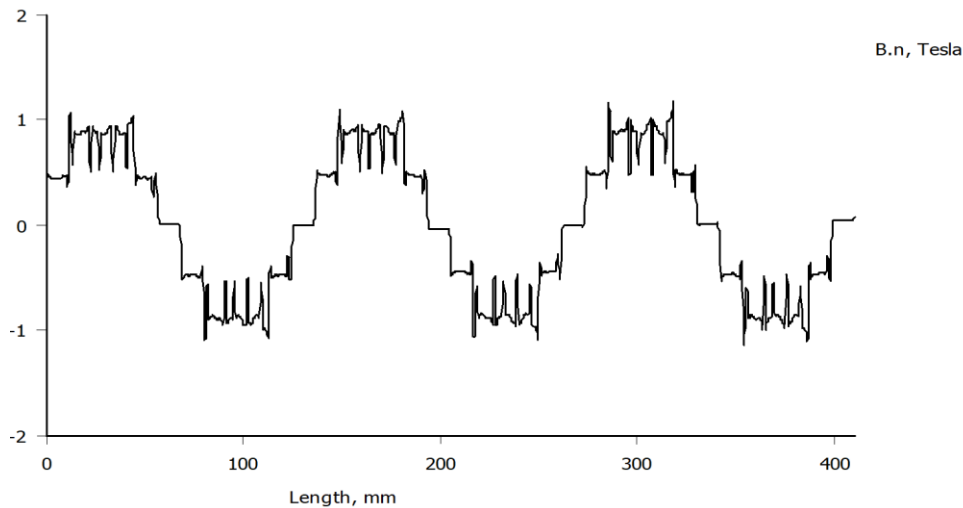
Po spuštění analýzy modelové situace dostáváme z postprocesoru přehled o rozložení magnetické indukce v řezu asynchronního motoru při stavu naprázdno – vizte obrázek 3.5. Stejně tak dostáváme přehled o rozložení a o velikosti magnetické indukce B v řezu motoru. Pro určení velikosti indukovaného napětí U_i nás zajímá velikost magnetické indukce ve vzduchové mezeře B_δ . Nejvyšší hodnota magnetické indukce v oblasti magnetického obvodu je 1.570 T.



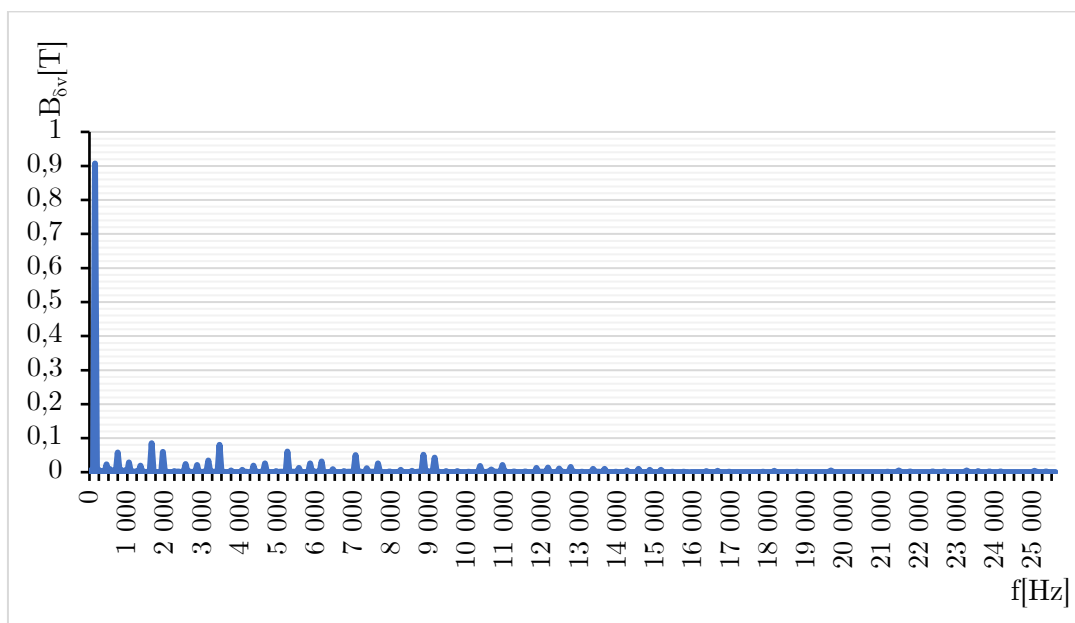
Obrázek 3.5: Rozložení magnetické indukce ve stavu naprázdno

Obrázek 3.6: Legenda magnetické indukce

Námi sledovaná velikost magnetické indukce ve vzduchové mezeře (v prostředku oblasti vzduchové mezery) je 0.9066 T, tato hodnota byla získána pomocí Fourierovy analýzy z rozložení normálové složky magnetické indukce B_δ ve vzduchové mezeře. Průběhy jsou patrné z obrázků 3.7 a 3.8. Výsledná hodnota magnetické indukce vykazuje oproti analyticky určené hodnotě odchylku cca 9.77 %.



Obrázek 3.7: Rozložení normálové složky magnetické indukce B_{δ}



Obrázek 3.8: Spektrum amplitud pro základní a vyšší harmonické složky indukce B_{δ}

Indukované napětí: Při určování hodnot pro náhradní schéma vyšla velikost indukovaného napětí pro jednu fázi 116.147 V. Sdružená hodnota tohoto napětí je 201.17 V, což je v rozporu s níže uvedenou hodnotou. Odchylka obou hodnot je zhruba 25.0 %.

$$\begin{aligned}
 U_{i1} &= \sqrt{2} \cdot \pi \cdot f \cdot \frac{2}{\pi} \cdot B_{\delta 1max} \cdot \frac{\pi \cdot D}{2p} \cdot l_{Fe} \cdot N_1 \cdot k_{v1} = \\
 &= \sqrt{2} \cdot \pi \cdot 50 \cdot \frac{2}{\pi} \cdot 0.9066 \cdot \frac{\pi \cdot 0.124}{6} \cdot 0.153 \cdot 198 \cdot 0.966 = 243.57 \text{ V}
 \end{aligned}
 \tag{3.4}$$

Magnetizační indukčnost L_μ : Hodnota indukčnosti určená z hodnoty indukovaného napětí vyšla 1.18 mH - vizte rovnici 3.5. Hodnotu si lze taktéž ověřit pomocí spřáhnutého magnetického toku ψ , který získáme v postprocesoru pomocí objemového integrálu $A \cdot J$ v drážkách statorového vinutí. Hodnota magnetizační indukčnosti získaná touto metodou je 1.348 mH. Odchylka činí 12.5 %.

$$L_\mu = \frac{U_i}{\omega \cdot I_0} = \frac{243.57}{2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot 6.53} = 0.118 \text{ H} \quad (3.5)$$

$$L_\mu = \frac{\psi}{3 \cdot I_0^2} = \frac{17.254}{3 \cdot 6.53^2} = 0.1348 \text{ H} \quad (3.6)$$

3.3 Simulace stavu nakrátko

Pro simulaci ve stavu nakrátko je nutné určit statorový fázový proud ve tvaru komplexního čísla. Tento tvar je nutný z toho důvodu, že celý problém bude řešen (jak již bylo řečeno) pomocí časové harmonické analýzy. Elektrický proud, který v našem případě použijeme, bude vycházet ze jmenovitého proudu $I_N = 12.3 \text{ A}$. Následující tabulka přibližuje výsledné hodnoty proudů procházejících statorem. [6]

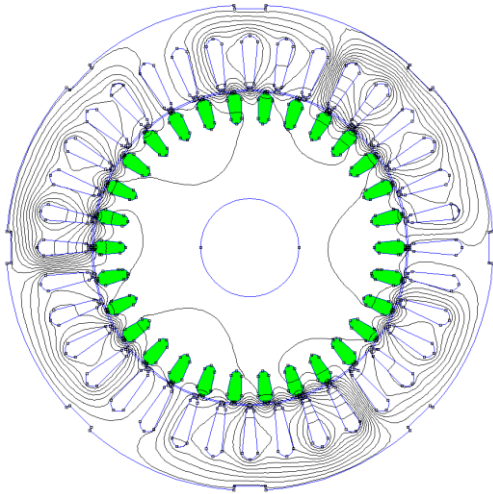
Tabulka 3.2: Složkový tvar statorového proudu při stavu nakrátko

Fáze	Obvodový proud I [A]
+A	(574.03 + j0)
-A	(-574.03 + j0)
+B	(-287.01 - j497.12)
-B	(287.01 + 497.12)
+C	(-287.01 + 497.12)
-C	(287.01 - 497.12)

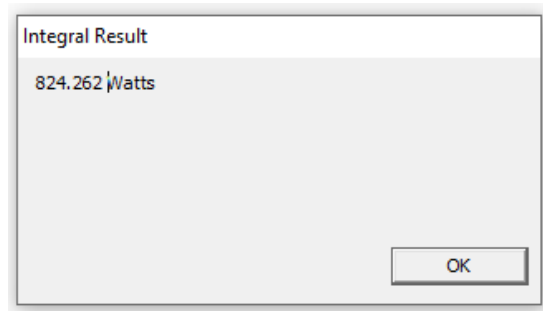
Definovaný obvodový proud:

$$(1 + j0) \cdot z_q \cdot I_{kmax} = (1 + j0) \cdot 33 \cdot \sqrt{2} \cdot 12.3 = (574.0 + j0) \text{ A} \quad (3.7)$$

Výstupem z postprocesoru je v tomto případě rozložení magnetických siločar v řezu motoru - vizte obrázek 3.9. Dále známe údaj o velikosti ztrát v rotorových tyčích, ten je zobrazen na obrázku 3.10.



Obrázek 3.9: Rozložení siločar ve stavu nakrátko



Obrázek 3.10: Ztráty v rotorových tyčích

Rozptylová indukčnost L_σ : Pro určení skutečné hodnoty rozptylové indukčnosti L_σ (rovnice 3.9) je nutné k získané hodnotě $L_{\sigma 2D}$ (rovnice 3.8) přičíst velikosti rozptylových indukčností v čelech analyzovaného stroje. Zisk těchto hodnot je závislý na použití 3D analýzy. V tomto případě se vycházelo z 2D analýzy, a proto má hodnota indukčnosti pouze informativní charakter.

Určení hodnoty $L_{\sigma 2D}$ vycházelo z určení celkové energie elektromagnetického pole v celé ploše analyzovaného stroje.

$$L_{\sigma,2D} = \frac{2 \cdot W}{3 \cdot I_{SN}^2} = \frac{2 \cdot 6.54}{3 \cdot 12.3^2} = 28.8 \text{ mH} \quad (3.8)$$

$$L_\sigma = L_{\sigma,2D} + L_{\sigma\check{c}r} + L_{\sigma\check{c}s} = 28.8 \text{ mH} \quad (3.9)$$

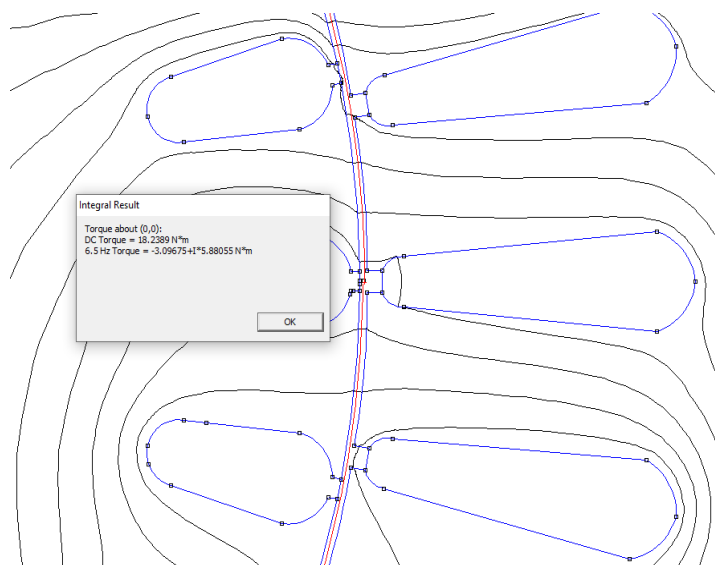
Činný odpor rotoru R_2' :

$$R'_{2,2D} = \frac{\Delta P_{jr}}{3 \cdot I_{SN}^2} = \frac{824.262}{3 \cdot 12.3^2} = 1.816 \ \Omega \quad (3.10)$$

$$R'_2 = R'_{2,2D} + R'_{2\check{c}} = 1.816 + 0.144177 = 1.96 \ \Omega \quad (3.11)$$

3.4 Výpočet jmenovitého momentu motoru

Jmenovitý moment motoru v postprocesoru vyšel 18.239 N·m.



Obrázek 3.11: Výpočet jmenovitého momentu asynchronního motoru

4 Návrh asynchronního motoru

Při následném návrhu se budeme zaměřovat na zvýšení účinnosti, přičemž výkon motoru, počet pólů a typ chlazení má být zachován. Jmenovité napětí stroje bude přizpůsobeno současné napěťové hladině. Návrh bude proveden dle postupu v publikaci [4].

4.1 Volba hlavních rozměrů a statorového vinutí

4.1.1 Výpočet jmenovitého proudu statoru

Pro stanovení jmenovitého proudu statoru (viz rovnice 3.1) je nutné znát velikost účinníku a samotné účinnosti. Tyto parametry se stanovují z grafických křivek a následně byly určeny jako:

- $\cos \varphi = 0.80194$
- $\eta = 0.832$

$$I_{1N} = \frac{P_{2N}}{m_1 \cdot U_N \cdot \eta \cdot \cos \varphi} = \frac{3\,000}{3 \cdot 230 \cdot 0.832 \cdot 0.80194} = 6.516 \text{ A} \quad (4.1)$$

4.1.2 Volba parametrů statorového vinutí

V tuto chvíli by bylo taktéž vhodné určit počet drážek statorového jha, ve kterém bude umístěno vinutí. Směrodatným parametrem pro kontrolu vhodného počtu drážek je tzv. q – počet drážek na pól a fázi. Počet drážek na pól a fázi by se měl rovnat celému číslu, neboť při porušení tohoto pravidla by navržený stroj mohl vykazovat nesymetrie v oblastech magnetomotorického napětí.

Počet drážek statoru Q_1 : Z grafické vazby (pro vsypávané vinutí) mezi pólovou roztečí t_p a drážkovou roztečí t_d pro výšku jha 112 mm bylo zjištěno, že t_{dmax} a t_{dmin} se pohybuje v rozmezí $0.0088 - 0.011 \text{ m}$. Následně určený počet drážek byl:

$$Q_{1max} = \frac{\pi \cdot D}{t_{dmin}} = \frac{\pi \cdot 0.1347}{0.0088} = 48 \text{ drážek} \quad (4.2)$$

$$Q_{1min} = \frac{\pi \cdot D}{t_{dmax}} = \frac{\pi \cdot 0.1347}{0.011} = 38 \text{ drážek} \quad (4.3)$$

Počet drážek na pól a fázi q: Námi určené meze počtu drážek nejsou soudělné s počtem pólů a fází. To znamená, že jsme nuceni počet drážek korigovat tak, aby počet drážek na pól a fázi byl roven celému číslu.

$$q = \frac{Q_1}{2p \cdot m} = \frac{36}{18} = 2 \quad (4.4)$$

Z rovnice 4.4 je patrné, že aby motor neměl nesymetrický průběh magnetomotorického napětí, je nutné, aby statorové vinutí bylo umístěno do 36 drážek. Byla zde ovšem i možnost zvolit počet 54 drážek, nicméně v tomto případě si myslím, že by se navýšili náklady a taktéž by mohlo docházet k vyššímu sycení v oblasti zubů a tím pádem i k většímu oteplování stroje. Z výše uvedených záporů se mi jeví jako nejlepší možnost mít vinutí v 36 drážkách.

Počet efektivních vodičů v drážce V_d : Aby byl počet efektivních vodičů v drážce správný, mělo by jeho číslo vycházet jako celé. Na tuto skutečnost má vliv i počet paralelních větví (a), nicméně pro motor s výkonem 3 000 W není vhodné dimenzovat vinutí jako vícevrstvé, proto se budeme této zásady držet i v našem případě. Konečný počet závitů ve jedné fázi bude následující – rovnice 4.6.

$$V_d = \frac{\pi \cdot D \cdot A}{I_{1N} \cdot Q_1} = \frac{\pi \cdot 0.1347 \cdot 26\,050}{6.516 \cdot 36} = 47 \text{ vodičů} \quad (4.5)$$

$$N_1 = \frac{V_d \cdot Q_1}{2 \cdot a \cdot m_1} = \frac{47 \cdot 36}{2 \cdot 1 \cdot 3} = 282 \text{ závitů} \quad (4.6)$$

Velikost lineární hustoty proudu A byla určena z grafických křivek popsaných v publikaci uvedené v seznamu literatury č. 4. Pro tento motor je rozsah mezi 25 943 – 26 845 A/m. Máme-li určený počet paralelních větví vinutí, můžeme nyní spočítat činitel vinutí.

Činitel vinutí: Výpočet byl již naznačen rovnicí 1.12 v kapitole 1.4. V zásadě se jedná o součin činitele zkráceného kroku k_{y1} a činitele rozlohy k_r . V tomto případě byl činitel vinutí statoru pro 1. harmonickou složku určen, proto k_{v1} . Předpokládáme, že zkrácený krok β je v našem případě roven 1, tím pádem i k_{y1} bude rovno 1.

$$k_{v1} = k_{r1} \cdot k_{y1} = 0.9659 \cdot 1 = 0.9659 \quad (4.7)$$

Kde,

$$k_r = \frac{0.5}{q \cdot \sin\left(\frac{30^\circ}{q}\right)} = \frac{0.5}{2 \cdot \sin\left(\frac{30^\circ}{2}\right)} = 0.9659 \quad (4.8)$$

Magnetický indukční tok v mezeře: Magnetický indukční tok se vypočítá podle níže uvedené rovnice 3.9, jednotlivé koeficienty k_E a k_B (obsažené v rovnici) byly určeny pomocí grafické metody, podle Kopylova.

$$\begin{aligned} \phi &= \frac{k_E \cdot U_N}{4 \cdot k_B \cdot N_1 \cdot f_1 \cdot k_{v1}} = \frac{0.9322 \cdot 230}{4 \cdot 1.11 \cdot 282 \cdot 50 \cdot 0.9659} = \\ &= 3.545 \text{ mWb} \end{aligned} \quad (4.9)$$

Magnetická indukce ve vzduchové mezeře: Dle dostupných údajů - velikosti osy stroje h a známého počtu pólů p , je graficky doporučená hodnota B_δ (magnetické indukce ve vzduchové mezeře) v rozmezí 0.872 - 0.909 T. Vypočtená hodnota by neměla vykazovat odchylku větší než 5 %, což znamená, že by neměla klesnout pod 0.8284 T. To se v našem případě nepotvrdilo.

$$B_\delta = \frac{\phi}{\alpha_\delta \cdot t_p \cdot l_i} = \frac{0.003545}{\frac{2}{\pi} \cdot 0.0705 \cdot 0.09078} = 0.8697 \text{ T} \quad (4.10)$$

Volba průřezu efektivního vodiče: Jak bylo naznačeno v části „počet efektivních vodičů v drážce V_d “, zvolená lineární hustota proudu je 26 0500 A/m. Pro správné určení dovolené hustoty proudu ve vinutí je nutné vycházet z charakteristik pro střední hodnoty součinu A.J. Pro $D_e=0.191$ mm pak platí, že:

$$J = \frac{A \cdot J}{A} = \frac{18\,453 \cdot 10^9}{26\,050} = 7.118 \text{ MA} \cdot \text{m}^{-2} \quad (4.11)$$

$$S_{ef1} = \frac{I_{1N}}{a \cdot J_1} = \frac{6.516}{1 \cdot 7.118} = 0.915 \text{ mm}^2 \quad (4.12)$$

Podle normy ČSN 34 73, která dokládá souhrnné řady vodičů, bude volen drát s průměrem jádra 1.06 mm, přičemž jeho průřez činí 0.882 mm². Při volbě nižšího průměru jádra by výsledná proudová hustota vzrostla, což by mohl být z důvodu chlazení problém. Výsledný průřez vodičů s přihlédnutím na celkový počet závitů v drážce bude:

$$S_c = S_{ef} \cdot V_d = 0.882 \cdot 47 = 41.454 \text{ mm}^2 \quad (4.13)$$

Rozměr izolace vodičů na šířku: Zvolený vodič má průměr jádra 1.06 mm, nicméně rozměr se týká pouze čisté mědi bez izolačního přírůstku lakované vrstvy. Zvolená izolační vrstva bude tvořena tereftalátovým lakem, jehož oboustranný přírůstek činí 0.095 mm. To znamená, že průřez vodiče i s izolací bude 1.155 mm² – vizte rovnici 3.14.

$$S_V = \pi \cdot r^2 = \pi \cdot (0.53 + 0.0475)^2 = 1.0477 \text{ mm}^2 \quad (4.14)$$

Celkový průřez vodičů:

$$S_{VD} = S_V \cdot V_d = 10477 \cdot 47 = 49.24 \text{ mm}^2 \quad (4.15)$$

4.1.3 Výpočet rozměrů drážek a zubů statoru

Z tabulky pro dovolené hodnoty magnetické indukce v různých částech magnetického obvodu (pro asynchronní 6 pólový motor s krytím IP44) byly zjištěny meze:

- $B_{j1}=1.4$ až 1.6 T
- $B_{z1}=1.7$ až 1.9 T
- $B_{z1\max}=1.75$ až 1.95 T

Drážková rozteč statoru t_{d1} :

$$t_{d1} = \frac{\pi \cdot D}{Q_1} = \frac{\pi \cdot 0.1347}{36} = 11.7 \text{ mm} \quad (4.16)$$

Výška statorového jha: Dosazením již známých hodnot získáváme výšku jha statoru, délka $l_{Fe1}=l_i$. Činitel plnění železe je 0.97. Dosazovaná hodnota l_{fe1} je 0.09078 m pro novou hodnotou $B_\delta=0.8697$ T.

$$h_{j1} = \frac{\phi}{2 \cdot B_{j1} \cdot l_{fe1} \cdot k_{Fe}} = \frac{0.003545}{2 \cdot 1.6 \cdot 0.09078 \cdot 0.97} \cong 12.2 \text{ mm} \quad (4.17)$$

Předběžná šířka zubu:

$$b_{z1} = \frac{B_\delta \cdot t_{d1} \cdot l_i}{B_{z1max} \cdot l_{fe1} \cdot k_{Fe}} = \frac{0.8697 \cdot 0.01175 \cdot 0.09078}{1.75 \cdot 0.09078 \cdot 0.97} \cong 6.0 \text{ mm} \quad (4.18)$$

Hloubka drážky:

$$h_{d1} = \frac{D_e - D}{2} - h_{j1} = \frac{0.191 - 0.1347}{2} - 0.0122 \cong 15.95 \text{ mm} \quad (4.19)$$

Šířka drážky v patě zubu:

$$b_1 = \frac{\pi \cdot (D + 2h_{d1})}{Q_1} - b_{z1} = 0.01454 - 0.006 \cong 8.5 \text{ mm} \quad (4.20)$$

Volba drážky z normovaných velikostí: Zvolíme si drážku tvaru L podle normovaných parametrů dle ON 35 0868. Pro zvolenou drážku platí následující:

- $b_1 = 8.5 \text{ mm}$
- $b_0 = 4 \text{ mm}$
- $h_K = 1.8 \text{ mm}$
- $h_0 = 0.7 \text{ mm}$

Šířka drážky v horní části zubu:

$$b_2 = \frac{\pi \cdot (D + 2h_0 - b_0) - Q_1 \cdot b_{z1}}{Q_1 - \pi} = \frac{\pi \cdot (0.1357) - 0.216}{36 - \pi} \cong 6.0 \text{ mm} \quad (4.21)$$

Aktivní hloubka drážky:

$$\begin{aligned} h_1 &= h_{d1} - \left(h_0 + \frac{b_2 - b_0}{2} \right) = \\ &= 0.01595 - \left(0.0007 + \frac{0.006 - 0.004}{2} \right) \cong 14.25 \text{ mm} \end{aligned} \quad (4.22)$$

Rozměry drážek se zohledněním přídavku skládání: Jednotlivé přídavky, které zohledňují technologii skládání, se určují v závislosti na výšce osy.

$$b_1' = b_1 - \Delta b_1 = 0.0085 - 0.0001 = 8.4 \text{ mm} \quad (4.23)$$

$$b_2' = b_2 - \Delta b_2 = 0.006 - 0.0001 = 5.9 \text{ mm} \quad (4.24)$$

$$h_1' = h_1 - \Delta h_1 = 0.01425 - 0.0001 = 14.15 \text{ mm} \quad (4.25)$$

Plocha příčného řezu drážkové izolace: Pro návrh použijeme hodnotu konstanty b_v rovnu 0.3, přičemž výpočet samotné plochy je uveden v následující rovnici (viz rovnice 3.26).

$$\begin{aligned} S_{vi} &= b_{vi} \cdot (2h_{d1} + b_1 + b_2) = 0.3 \cdot (0.0319 + 0.0085 + 0.0059) = \\ &= 14.4 \text{ mm}^2 \end{aligned} \quad (4.26)$$

Aktivní plocha příčného řezu drážky:

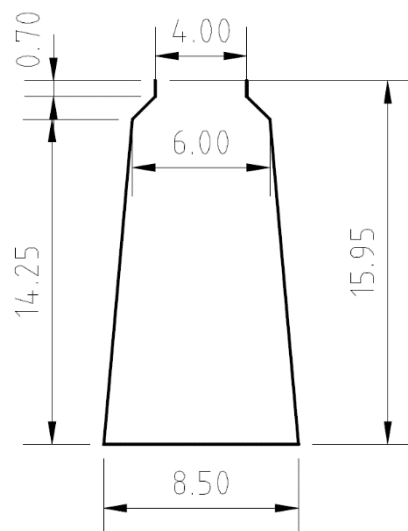
$$\begin{aligned} S_d' &= \frac{b_1' + b_2'}{2} \cdot h_1' - S_{vi} - S_{v1} = \\ &= \frac{0.0084 + 0.0059}{2} \cdot 0.01415 - 0.0000144 - 0 = 86.7725 \text{ mm}^2 \end{aligned} \quad (4.27)$$

Činitel plnění drážky: Tento činitel je poměrně důležitým parametrem, jelikož definuje, zda je technologicky možné vinutí navinout z hlediska strojového navíjení a ručního navíjení. Kritériem technologické proveditelnosti vsypávaného vinutí je pro strojní navíjení hodnota $k_t \leq 0.7 - 0.72$ a pro ruční navíjení $k_t \leq 0.7 - 0.75$.

Z výsledku rovnice 3.28 tedy plyne, že technologičnost uložení vsypávaného vinutí splňujeme.

$$k_T = \frac{d_{vi}^2 \cdot V_d \cdot n_p}{S'_d} = \frac{1.15^2 \cdot 47 \cdot 1}{86.7725} = 0.716 \quad (4.28)$$

Výsledná podoba drážky statoru:



Obrázek 4.1: Analyticky určená drážka

Volba vzduchové mezery: Volba vzduchové mezery proběhla odečtem z diagramu závislosti velikosti vzduchové mezery na vnitřním průměru statoru asynchronních motorů. Pomocí dopočítávání trojčlenkou bylo zjištěno, že vzduchová mezera by měla být 0.2857 mm. Po korekci zaokrouhlením na násobky 0.05 mm byla výsledná velikost δ upřesněna na 0.3 mm.

4.1.4 Výpočet rozměrů drážek a zubů rotoru nakrátko

4.1.4.1 Výpočet tvaru drážek a zubů

Počet drážek pro rotor se volí podle známého počtu Q_1 a $2p$. Máme-li 6 pólový motor s 36 drážkami statorového vinutí, pak počet drážek rotoru bude:

- 26 a 46 pro rotor s nenatočenými drážkami,
- 48 pro rotor s nenatočenými drážkami a nižšími nároky na vibrace a hluk,
- 28 pro motor nižších výkonů s rotorem s natočenými drážkami,
- 33, 47, 49, nebo 50 pro rotor s natočenými drážkami.

Pro omezení proudů v tyčích rotoru a z důvodu omezení vyšších harmonických ve vzduchové mezeře zvolíme počet drážek statoru vyšší než u rotoru. V tomto případě přichází v úvahu počet 26, 28 anebo 33 drážek.

Činitel přepočtu proudu:

$$p_i = \frac{2 \cdot m_1 \cdot N_1 \cdot k_{v1}}{Q_2} = \frac{2 \cdot 3 \cdot 282 \cdot 0.9659}{26} = 62.85 \quad (4.29)$$

Vnější průměr rotorového jha:

$$D_2 = D - 2\delta = 0.1347 - 2 \cdot 0.0003 = 134.1 \text{ mm} \quad (4.30)$$

Drážková rozteč rotoru t_{d2} :

$$t_{d2} = \frac{\pi \cdot D_2}{Q_2} = \frac{\pi \cdot 0.1337}{26} = 16.203 \text{ mm} \quad (4.31)$$

Vnitřní průměr rotoru pro hřídel D_i : Pro určení je třeba znát koeficient k_h , který byl pro náš případ určen z tabulky jako hodnota 0.23.

$$D_i = D_h \approx k_h \cdot D_e = 0.23 \cdot 0.191 = 43.9 \text{ mm} \quad (4.32)$$

Proud v tyči rotorového vinutí: Pro výpočet proudu v rotorové tyči je nutné určit koeficient k_i , ten se určuje z grafické závislosti na účinníku $\cos\varphi$, přičemž pro náš případ je činitel k_i roven hodnotě 0.84285.

$$I_t = k_i \cdot I_{1N} \cdot p_i = 0.843 \cdot 6.53 \cdot 62.85 = 345.97 \text{ A} \quad (4.33)$$

Průřez tyče: Pro rotorové tyče z elektrovedného hliníku byla volena proudová hustota z rozmezí $2.5 \div 3.5 \text{ A/mm}^2$. Pro tento případ byla proudová hustota zvolena 3.25 A/mm^2 .

$$S_t = \frac{I_t}{J_2} = \frac{345.97}{3.5 \cdot 10^6} = 98.6 \text{ mm}^2 \quad (4.34)$$

Dovolená šířka zubu:

$$b_{z2dov} = \frac{B_\delta \cdot t_{d2} \cdot l_i}{B_{z2} \cdot l_{Fe2} \cdot k_{Fe}} = \frac{0.8697 \cdot 0.0162 \cdot 0.0908}{1.70 \cdot 0.0908 \cdot 0.97} \cong 8.5 \text{ mm} \quad (4.35)$$

Volba drážky z normovaných velikostí: Pro drážky rotorového vinutí bude v tomto případě otevřená drážka tvaru V, jejíž výchozí rozměry budou následující:

- $b_0 = 1.5 \text{ mm}$
- $h_0 = 0.7 \text{ mm}$

Šířka rotorové drážky b_1 : Z následující rovnice vyšlo, že šířka drážky je 7.12 mm. Pro náš případ vybereme z normovaných rozměrů nejbližší nižší rozměr. To znamená, že šířka drážky $b_1 = 7.0 \text{ mm}$. Pro šířku rotorové drážky b_2 bude zvolena hodnota 3.6 mm.

$$\begin{aligned} b_1 &= \frac{\pi \cdot (D_2 - 2h_0 - 2h_0') - Q_2 \cdot b_{z2}}{\pi + Q_2} = \\ &= \frac{\pi \cdot (0.1337 - 0.0014 - 0) - 26 \cdot 0.0085}{\pi + 26} \cong 6.8 \text{ mm} \end{aligned} \quad (4.36)$$

Šířka rotorové drážky b_2 :

$$\begin{aligned} b_2 &= \sqrt{\frac{b_1^2 \cdot \left(\frac{Q_2}{\pi} + \frac{\pi}{2}\right) - 4 \cdot S_t}{\frac{Q_2}{\pi} - \frac{\pi}{2}}} = \\ &= \sqrt{\frac{6.8^2 \cdot \left(\frac{26}{\pi} + \frac{\pi}{2}\right) - 4 \cdot 98.6}{\frac{26}{\pi} - \frac{\pi}{2}}} = 3.0 \text{ mm} \end{aligned} \quad (4.37)$$

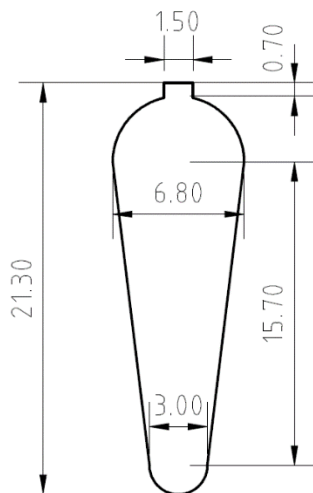
Hloubka drážky:

$$h_1 = (b_1 - b_2) \cdot \frac{Q_2}{2\pi} = (0.0068 - 0.0030) \cdot \frac{26}{2\pi} = 15.7 \text{ mm} \quad (4.38)$$

Celková hloubka rotorové drážky: S ohledem na zvolené a taktéž normalizované rozměry následně určíme celkovou hloubku rotorové drážky podle níže uvedeného vztahu.

$$\begin{aligned} h_{d2} &= h_0' + h_0 + \frac{b_1}{2} + h_1 + \frac{b_2}{2} = \\ &= 0 + 0.7 + \frac{6.8}{2} + 15.7 + \frac{3.0}{2} = 21.3 \text{ mm} \end{aligned} \quad (4.39)$$

Výsledná podoba drážky rotoru:



Obrázek 4.1: Analyticky určená drážka

4.1.4.2 Výpočet rozměrů kruhů nakrátko

Průřez rotorové tyče: Při známosti rozměrů drážek rotorové klece nakrátko se následně určí rozměry kruhů nakrátko s lopatkami pro nucený oběh chladícího vzduchu. Pro určení průřezu kruhů nakrátko vycházíme z rovnice 4.40.

$$\begin{aligned}
S_t &= \frac{\pi}{8} \cdot (b_1^2 + b_2^2) + \frac{1}{2} \cdot (b_1 + b_2) \cdot h_1 = \\
&= \frac{\pi}{8} \cdot (0.0068^2 + 0.003^2) + \frac{1}{2} \cdot (0.0068 + 0.003) \cdot 0.0157 = \\
&= 98.62 \text{ mm}^2
\end{aligned} \tag{4.40}$$

Předběžný průřez kruhu nakrátko: Pro určení průřezu kruhu nakrátko je nutné vycházet za známých hodnot proudových hustot – tedy v rotorové tyči i v samotném kruhu nakrátko. Obecně platí, že velikost proudové hustoty v kruhu nakrátko je vůči rotorové tyči zmenšená o zhruba 15 %. Před výsledným průřezem budou tedy určeny nejprve proudové hustoty. Taktéž je nezbytné znát proud kruhem nakrátko I_{kn} – vizte rovnici 4.44

$$J_t = \frac{I_2}{S_t} = \frac{345.97}{0.00009862} = 3.508 \text{ A/mm}^2 \tag{4.41}$$

$$J_{kn} = J_t \cdot 0.85 = 3.508 \cdot 0.85 = 2.98 \text{ A/mm}^2 \tag{4.42}$$

$$S_{kn}' = \frac{I_{kn}}{J_{kn}} = \frac{345.97}{0.00009862} = 163.6 \text{ mm}^2 \tag{4.43}$$

,kde

$$I_{kn} = \frac{I_2}{\Delta} = \frac{345.97}{0.70921} = 487.82 \text{ A} \tag{4.44}$$

,kde

$$\Delta = 2 \cdot \sin \frac{\pi \cdot 2}{26} = 0.70921 \tag{4.45}$$

Rozměry kruhu nakrátko: Nyní známe všechny potřebné rozměry pro určení výsledné podoby kruhu nakrátko.

$$a_{kn} = 1.25 \cdot h_{d2} = 1.25 \cdot 0.0213 \cong 27 \text{ mm} \tag{4.46}$$

$$b_{kn} = \frac{S_{kn}'}{a_{kn}} = \frac{163.6}{0.027} \cong 6 \text{ mm} \tag{4.47}$$

$$S_{kn} = a_{kn} \cdot b_{kn} = 0.027 \cdot 0.006 = 162 \text{ mm}^2 \quad (4.48)$$

$$D_{kn} = D_2 - a_{kn} = 0.1341 - 0.027 = 107.1 \text{ mm} \quad (4.49)$$

4.2 Určení elektrických parametrů stroje

4.2.1 Výpočet magnetizačního proudu

Magnetické indukce v jednotlivých částech magnetického obvodu:

$$B_{z1} = \frac{B_\delta \cdot t_{d1} \cdot l_i}{b_{z1} \cdot l_{Fe1} \cdot k_{Fe}} = \frac{0.8697 \cdot 0.01175 \cdot 0.09078}{0.006 \cdot 0.09078 \cdot 0.97} = 1.756 \text{ T} \quad (4.50)$$

$$B_{z2} = \frac{B_\delta \cdot t_{d2} \cdot l_i}{b_{z2} \cdot l_{Fe1} \cdot k_{Fe}} = \frac{0.8697 \cdot 0.0162 \cdot 0.09078}{0.0085 \cdot 0.09078 \cdot 0.97} = 1.709 \text{ T} \quad (4.51)$$

$$B_{j1} = \frac{\phi}{2 \cdot h_{j1} \cdot l_{Fe1} \cdot k_{Fe}} = \frac{0.003545}{2 \cdot 0.0122 \cdot 0.09078 \cdot 0.97} = 1.649 \text{ T} \quad (4.52)$$

$$B_{j2} = \frac{\phi}{2 \cdot h'_{j2} \cdot l_{Fe1} \cdot k_{Fe}} = \frac{0.003545}{2 \cdot 0.0122 \cdot 0.09078 \cdot 0.97} = 0.845 \text{ T} \quad (4.53)$$

,kde

$$h'_{j2} = \frac{2 + p}{3.2 \cdot p} \cdot \left(\frac{D_2}{2} - h_{d2} \right) - \frac{2}{3} \cdot d_{vk2} \cdot m_{vk2} = \quad (4.54)$$

$$= \frac{2 + 3}{3.2 \cdot 3} \cdot \left(\frac{0.1341}{2} - 0.0213 \right) - 0 = 23.8 \text{ mm}$$

Volba oceli pro magnetický obvod: Při známých hodnotách magnetické indukce v různých částech magnetického obvodu zvolíme druh oceli pro další výpočty. Ze zhruba 30 dostupných druhů oceli přicházeli v úvahu zhruba 3 druhy elektrotechnických plechů - 2013, Ei55-50, Ei130-35, přičemž pro tento konkrétní případ motoru byla zvolena ocel typu 2013. Tyto plechy totiž nejlépe obstály s ohledem na činitele sycení, velikosti ztrát v železe, velikosti magnetizačního proudu, a tedy i velikosti Jouleových ztrát. Srovnání všech druhů elektrotechnické oceli s ohledem na velikost magnetizačních proudů je pro zajímavost zobrazeno v *tabulce 4.1*.

Pro ocel s typovým označením 2013 určíme velikosti intenzit magnetického pole pro uvedenou magnetickou indukci.

- Pro $B_{z1} = 1.757$ T $H_{z1} = 1630.7$ A/m
- Pro $B_{z1} = 1.709$ T $H_{z2} = 1227.9$ A/m
- Pro $B_{j1} = 1.649$ T $H_{j1} = 949.7$ A/m
- Pro $B_{j2} = 0.845$ T $H_{j2} = 136.53$ A/m

Tabulka 4.1: Druhy možných použitých ocelí

	2013	2211	2312	2411	Ei45 - 50	Ei55-50	Ei70-50	Ei130-35	11330.21
B_{z1} [T]	1.757	1.757	1.757	1.757	1.757	1.757	1.757	1.757	1.757
H_{z1} [A/m]	1630.71	2903.89	2903.89	3761.41	3215.20	2328.65	2279.96	3043.06	2088.57
B_{z2} [T]	1.71	1.71	1.71	1.71	1.71	1.71	1.71	1.71	1.71
H_{z2} [A/m]	1227.91	2297.32	2297.32	2955.81	2599.15	1759.99	1701.82	2370.15	1628.91
B_{j1} [T]	1.65	1.65	1.65	1.65	1.65	1.65	1.65	1.65	1.65
H_{j1} [A/m]	949.70	1774.40	1774.40	2179.08	2014.31	1313.50	1240.99	1795.34	1273.61
B_{j2} [T]	0.84	0.84	0.84	0.84	0.84	0.84	0.84	0.84	0.84
H_{j2} [A/m]	136.53	210.56	210.56	87.71	162.53	126.50	148.95	137.74	323.77
U_{δ} [A]	4.183	120.0	210.0	330.0	86.304	203.155	40.541	0.286	1152.1
U_{z1} [A]	54.63	97.28	97.28	126.01	107.71	78.01	76.38	101.94	69.97
U_{j1} [A]	88.91	166.12	166.12	204.00	188.58	122.97	116.18	168.08	119.23
U_{z2} [A]	50.10	93.73	93.73	120.60	106.05	71.81	69.43	96.70	66.46
U_{j2} [A]	4.84	7.46	7.46	3.11	5.76	4.48	5.28	4.88	11.48
F_m [A]	749.76	915.87	915.87	1005.00	959.37	828.55	818.55	922.88	818.42
k_z	1.190	1.346	1.346	1.447	1.388	1.272	1.264	1.360	1.247
k_f	1.360	1.661	1.661	1.823	1.740	1.503	1.485	1.674	1.485
I_{mag} [A]	3.06	3.74	3.74	4.10	3.91	3.38	3.34	3.76	3.34
i_{mag}	0.47	0.57	0.57	0.63	0.60	0.52	0.51	0.58	0.51

Magnetické napětí vzduchové mezery:

$$U_{\delta} = 1.59 \cdot 10^6 \cdot B_{\delta} \cdot k_c \cdot \delta =$$

$$= 1.59 \cdot 10^6 \cdot 0.8697 \cdot 1.328 \cdot 0.0003 = 551.27 \text{ A} \quad (4.55)$$

,kde

$$k_c = \frac{t_{d1}}{t_{d1} - \gamma_d} = \frac{0.01175}{0.01175 - 9.69 \cdot 0.0003} = 1.3289 \quad (4.56)$$

,kde

$$\gamma = \frac{\left(\frac{b_{01}}{\delta}\right)^2}{5 + \left(\frac{b_{01}}{\delta}\right)} = \frac{\left(\frac{4}{0.3}\right)^2}{5 + \left(\frac{4}{0.3}\right)} = 9.69 \quad (4.57)$$

Magnetické napětí zubů:

$$U_{z1} = 2 \cdot h_{z1} \cdot H_{z1} = 2 \cdot 0.01675 \cdot 1630.7 = 54.63 \text{ A} \quad (4.58)$$

,kde

$$h_{z1} = h_1 + h_k + h_0 = 0.01425 + 0.0018 + 0.0007 = 16.75 \text{ mm} \quad (4.59)$$

$$U_{z2} = 2 \cdot h_{z2} \cdot H_{z2} = 2 \cdot 0.0204 \cdot 1227.9 = 50.1 \text{ A} \quad (4.60)$$

,kde

$$h_{z2} = h_{d2} - 0.3 \cdot b_2 = 0.0213 - 0.3 \cdot 0.0003 = 20.4 \text{ mm} \quad (4.61)$$

Magnetické napětí jha:

$$U_{j1} = L_{j1} \cdot H_{j1} = 0.0936 \cdot 949.7 = 88.91 \text{ A} \quad (4.58)$$

,kde

$$L_{j1} = \frac{\pi \cdot (D_e - h_{j1})}{2p} = \frac{\pi \cdot (0.191 - 0.0122)}{6} = 93.6 \text{ mm} \quad (4.59)$$

$$U_{j2} = L_{j2} \cdot H_{j2} = 0.0354 \cdot 136.53 = 4.83 \text{ A} \quad (4.60)$$

,kde

$$L_{j2} = \frac{\pi \cdot (D_h + h_{j2})}{2p} = \frac{\pi \cdot (0.0439 - 0.0238)}{6} = 35.4 \text{ mm} \quad (4.61)$$

,kde

$$h_{j2} = \frac{(D_2 - D_i)}{2} - h_{d2} = \frac{(0.191 - 0.044)}{2} - 0.0213 = 23.8 \text{ mm} \quad (4.62)$$

Výsledné magnetické napětí: Ze znalostí všech magnetických napětí (vzduchové mezery, v zubech magnetického obvodu a v jhu statoru i rotoru), lze určit výsledné magnetické napětí na jednu pólovou dvojici podle níže uvedeného vztahu - vizte rovnici 4.63.

$$\begin{aligned} F_m &= U_\delta + U_{j1} + U_{j2} + U_{z1} + U_{z2} = \\ &= 551.27 + 88.91 + 54.63 + 4.83 = 749.76 \text{ A} \end{aligned} \quad (4.63)$$

Činitel nasycení zubů: Pro ověření správnosti zvolených rozměrů a typu materiálu elektrotechnických plechů nám poslouží tzv. činitel nasycení zubů. Jeho hodnota by se měla ideálně pohybovat v rozmezí 1.2 - 1.5, v takovém případě zuby nejsou přesyceny a zároveň je magnetický obvod optimálně využit. Činitel lze korigovat změnou velikosti vzduchové mezery δ , změnou materiálu či změnou rozměrů.

$$k_z = 1 + \frac{U_{z1} + U_{z2}}{U_\delta} = 1 + \frac{54.63 + 50.10}{551.27} = 1.19 \quad (4.64)$$

Z výsledku je patrné, že v tomto případě vyšel činitel k_z na dolní hranici kritéria, i přesto byly ale rozměry i typ magnetického obvodu ponechány, protože odchylka je minimální.

Činitel nasycení magnetického obvodu:

$$k_F = \frac{F_m}{U_\delta} = \frac{749.76}{551.27} = 1.36 \quad (4.65)$$

Magnetizační proud:

$$I_\mu = \frac{p \cdot F_m}{0.9 \cdot m_1 \cdot N_1 \cdot k_{v1}} = \frac{3 \cdot 749.76}{0.9 \cdot 3 \cdot 282 \cdot 0.9659} = 3.06 \text{ A} \quad (4.66)$$

Poměrný magnetizační proud: Výsledná velikost poměrného magnetizačního proudu i_μ je pro velikost tohoto asynchronního motoru očekávaná, poněvadž zde hraje roli poměrně vysoké magnetické napětí vzduchové mezery. Nemusí se nutně jednat o chybu v návrhu.

$$i_{\mu} = \frac{I_{\mu}}{I_{1N}} = \frac{3.06}{6.53} = 0.468 \quad (4.67)$$

4.2.2 Výpočet odporů a reaktancí

4.2.2.1 Odporů a reaktance statorového vinutí

Výpočtové rozměry: Určení rozměrů čel vinutí pro vsypávané vinutí, které je použito pro tento případ motoru, vycházelo ze záměru použít čela izolované páskou. Tuto skutečnost zohledňuje činitel K_{ξ} , který je pro 6-ti pólový motor roven hodnotě 1.75. Z rovnice 4.69 lze vyčíst, že tato volba vedla k navýšení délky čel a tím pádem i ke vzrůstu činného odporu, díky kterému se navýší následné Jouleovy ztráty. To je v rozporu se snahou ztráty snížit, nicméně tímto konstrukčním řešením lze zvýšit spolehlivost motoru při provozu v konfiguracích s frekvenčními měniči (vizte kapitolu 5.2.).

$$l_{av} = 2 \cdot (l_d + l_{\xi}) = 2 \cdot (0.09078 + 0.158) = 497 \text{ mm} \quad (4.68)$$

,kde

$$l_{\xi} = K_{\xi} \cdot b_c + 2B = 1.75 \cdot 0.0788 + 0.02 = 158 \text{ mm} \quad (4.69)$$

,kde

$$b_c = \frac{\pi \cdot (D + h_{d1})}{2p} \cdot \beta_1 = \frac{\pi \cdot (0.1347 + 0.01595)}{6} \cdot 1 = 78.8 \text{ mm} \quad (4.70)$$

$$L_1 = l_{av} \cdot N_1 = 0.497 \cdot 282 = 140.33 \text{ m} \quad (4.71)$$

$$l_v = K_v \cdot b_c + B = 0.62 \cdot 0.0788 + 0.01 = 58.9 \text{ mm} \quad (4.72)$$

Činný odpor fáze statorového vinutí: Pro výpočet je třeba zvolit, pro jakou teplotní třídu izolace bude motor navržen, v tomto případě provedeme výpočet pro teplotní třídu izolace E a F, kde v tabulce 4.2 bude uvedeno výsledné srovnání obou řešení.

$$R_1 = \rho_{Cu,75} \cdot \frac{L_1}{S_{ef} \cdot a} = \frac{1}{47} \cdot 10^{-6} \cdot \frac{140.33}{1.047 \cdot 10^{-6} \cdot 1} = 2.852 \Omega \quad (4.73)$$

Poměrná hodnota odporu fáze statorového vinutí:

$$r_1 = R_1 \cdot \frac{I_{1N}}{U_{1N}} = 2.852 \cdot \frac{6.53}{230} = 0.081 \quad (4.74)$$

Rozptylová reaktance fáze statorového vinutí: Pro následné výpočty bylo nutné určit jednotlivé činitele (k'_β , k_β , Δ_z , β , k_γ), jejichž určení je detailně popsáno v publikaci *Stavba elektrických strojů*. [4]

$$\begin{aligned} X_{1\sigma} &= 15.8 \cdot \frac{f_1}{100} \cdot \left(\frac{N_1}{100}\right)^2 \cdot \frac{l'_i}{p \cdot q} \cdot (\lambda_d + \lambda_{\xi 1} + \lambda_{dif1}) = \\ &= 15.8 \cdot \frac{50}{100} \cdot \left(\frac{282}{100}\right)^2 \cdot \frac{0.09086}{3 \cdot 2} \cdot (1.09 + 0.845 + 2.55) = 4.26 \Omega \end{aligned} \quad (4.75)$$

,kde

$$\begin{aligned} \lambda_d &= \frac{h_3}{3 \cdot b} \cdot k_\beta + \left(\frac{h_2}{b} + \frac{3h_1}{b + 2b_0} + \frac{h_0}{b_0}\right) \cdot k'_\beta = \\ &= \frac{0.01435}{3 \cdot 0.006} \cdot 1 + \left(\frac{0.0016}{0.006} + \frac{3 \cdot 0.0018}{0.006 + 2 \cdot 0.004} + \frac{0.0007}{0.004}\right) \cdot 1 = 1.09 \end{aligned} \quad (4.76)$$

$$\begin{aligned} \lambda_{\xi 1} &= 0.34 \cdot \frac{q}{l'_i} \cdot (l_\xi - 0.64 \cdot t_{p1} \cdot \beta) = \\ &= 0.34 \cdot \frac{2}{0.09086} \cdot (0.158 - 0.0705 \cdot 1) = 0.846 \end{aligned} \quad (4.77)$$

,kde

$$t_{p1} = \frac{\pi \cdot D}{2p} = \frac{\pi \cdot 0.1347}{6} = 0.0705 \quad (4.78)$$

$$\lambda_{dif1} = \frac{t_{d1}}{12 \cdot \delta \cdot k_c} \cdot \xi = \frac{0.01175}{12 \cdot 0.0003 \cdot 1.3288} \cdot 1.037 = 2.548 \quad (4.79)$$

,kde

$$\begin{aligned} \xi &= 2 \cdot k_\beta \cdot k'_\gamma - k_{v1}^2 \cdot \left(\frac{t_{d2}}{t_{d1}}\right)^2 \cdot (1 + \beta_\gamma^2) = \\ &= 2 \cdot 1 \cdot 1.40495 - 0.9659^2 \cdot (1.37845)^2 \cdot (1 + 0) = 1.037 \end{aligned} \quad (4.80)$$

Poměrný hodnota rozptylové reaktance statorového vinutí:

$$x_{1\sigma} = X_{1\sigma} \cdot \frac{I_{1N}}{U_{1N}} = 4.26 \cdot \frac{6.53}{230} = 0.121 \quad (4.81)$$

4.2.2.2 Odpory a reaktance rotorového vinutí

Činný odpor fáze rotorového vinutí: Při výpočtu se zaměříme na jednu rotorovou tyč se dvěma částmi kruhů nakrátko. Právě tato část rotorového vinutí se považuje za 1 fázi. Výsledný odpor je určen pro teplotní třídu izolace E, které se týkají i následující výpočty v této podkapitole. Níže bude uvedeno srovnání s teplotní třídou izolace F, pro kterou byl výpočet taktéž proveden – vizte *tabulku 4.2*. Záměrem bylo poskytnout srovnání obou teplotních tříd na výsledné ztráty.

Tabulka 4.2: Porovnání dílčích výsledků řešení pro třídy izolace E a F.

	Teplotní třída E	Teplotní třída F
ρ_{Al} [nΩ·m]	41.667	45.455
ρ_{Cu} [nΩ·m]	21.276	24.390
R_1 [Ω]	2.852	3.269
r_1 [-]	0.081	0.093
R_2 [μΩ]	45.019	49.111
R_t [μΩ]	38.362	41.850
R_{kn} [μΩ]	3.328	36.310
R'_2 [Ω]	1.542	1.682
r'_2 [-]	0.044	0.048
$X_{1\sigma}$ [Ω]	4.264	4.264
λ_{d1} [-]	1.092	1.092
λ_{e1} [-]	0.846	0.846
λ_{dif1} [-]	2.548	2.548
ξ [-]	1.037	1.037
$x_{1\sigma}$ [-]	0.121	0.121
$X_{2\sigma}$ [μΩ]	195.212	195.212
λ_{d2} [-]	1.84	1.84
λ_{e2} [-]	0.230	0.230
λ_{dif2} [-]	3.374	3.374
ξ [-]	0.996	0.996
$\Sigma\lambda_2$ [-]	5.444	5.444
$X'_{2\sigma}$ [Ω]	6.685	6.685
$x'_{2\sigma}$ [Ω]	0.190	0.190

$$R_2 = R_t + \frac{2 \cdot R_{kn}}{\Delta^2} = 3.836 \cdot 10^{-5} + \frac{2 \cdot 3.328 \cdot 10^{-6}}{0.70921^2} = 45.02 \mu\Omega \quad (4.82)$$

,kde

$$R_t = \rho_{Al,75} \cdot \frac{l_2}{S_t} = \frac{1}{24} \cdot 10^{-6} \cdot \frac{0.09078}{0.00009836} = 38.36 \mu\Omega \quad (4.83)$$

$$R_{kn} = \rho_{Al,75} \cdot \frac{\pi \cdot D_{kn}}{Q_2 \cdot S_{kn}} = \frac{1}{24} \cdot 10^{-6} \cdot \frac{\pi \cdot 0.1071}{26 \cdot 0.000162} = 3.328 \mu\Omega \quad (4.84)$$

Činný odpor fáze rotorového vinutí přepočítaný na statorové vinutí:

$$\begin{aligned} R_2' &= R_2 \cdot \frac{4 \cdot m \cdot (N_1 \cdot k_{v1})^2}{Q_2} = \\ &= 45.02 \cdot 10^{-6} \cdot \frac{4 \cdot 3 \cdot (282 \cdot 0.9659)^2}{26} = 1.5415 \Omega \end{aligned} \quad (4.85)$$

Poměrný odpor rotorového vinutí přepočítaný na statorové vinutí:

$$r_2' = R_2' \cdot \frac{I_{1N}}{U_{1N}} = 1.5415 \cdot \frac{6.53}{230} = 0.0437 \quad (4.86)$$

Rozptylová reaktance fáze rotorového vinutí:

$$\begin{aligned} X_{2\sigma} &= 7.9 \cdot f_1 \cdot l_i' \cdot (\lambda_{d2} + \lambda_{\varepsilon 2} + \lambda_{dif2}) = \\ &= 7.9 \cdot 50 \cdot 0.0986 \cdot (1.84 + 0.23 + 3.37) = 195 m\Omega \end{aligned} \quad (4.87)$$

,kde

$$\begin{aligned} \lambda_{d2} &= \left[\frac{h_1}{3 \cdot b} \cdot \left(1 - \frac{\pi \cdot b^2}{8 \cdot S_t} \right)^2 + 0.66 - \frac{b_0}{2b} \right] \cdot k_d + \frac{h_0}{b_0} + 1.12 \frac{h_0' \cdot 10^6}{I_2} = \\ &= 1.84 \end{aligned} \quad (4.88)$$

Pro případ, kdy rotorové tyče s kruhy nakrátko jsou odlévány, platí pro činitel $\lambda_{\xi 2}$ následující vztah:

$$\begin{aligned}\lambda_{\xi 2} &= \frac{2.3 \cdot D_{kn}}{Q_2 \cdot l'_i \cdot \Delta^2} \cdot \log \frac{4.7 \cdot D_{kn}}{a_{kn} + 2b_{kn}} = \\ &= \frac{2.3 \cdot 0.1071}{26 \cdot 0.09078 \cdot 0.70921} \cdot \log \frac{4.7 \cdot 0.1071}{0.027 + 2 \cdot 0.006} = 0.23\end{aligned}\quad (4.89)$$

Pro případ zde použitých rotorových tyčí platí pro činitele magnetické vodivosti diferenčního rozptylu λ_{dif2} následující vztah:

$$\lambda_{dif2} = \frac{t_{d2}}{12 \cdot \delta \cdot k_c} \cdot \xi = \frac{0.0162}{12 \cdot 0.0003 \cdot 1.3288} \cdot 0.996 = 3.374 \quad (4.90)$$

,kde činitel ξ dostaneme ze vztahu:

$$\begin{aligned}\xi &= 1 + \frac{1}{5} \cdot \left(\frac{\pi \cdot p}{Q_2} \right)^2 - \frac{A_z}{1 - \left(\frac{p}{Q_2} \right)^2} = \\ &= 1 + \frac{1}{5} \cdot \left(\frac{\pi \cdot 3}{26} \right)^2 - \frac{0.02987}{1 - \left(\frac{3}{26} \right)^2} = 0.996\end{aligned}\quad (4.91)$$

Celkový činitel magnetické vodivosti rotorového vinutí:

$$\Sigma \lambda_2 = \lambda_{d2} + \lambda_{\xi 2} + \lambda_{dif2} = 1.84 + 0.23 + 3.374 = 5.44 \quad (4.92)$$

Rozptylová reaktance rotorového vinutí přepočítaná na stator:

$$\begin{aligned}X_{2\sigma}' &= X_{2\sigma} \cdot \frac{4 \cdot m \cdot (N_1 \cdot k_{v1})^2}{Q_2} = 0.195 \cdot \frac{4 \cdot 3 \cdot (282 \cdot 0.9659)^2}{26} = \\ &= 6.68 \Omega\end{aligned}\quad (4.93)$$

Poměrná rozptylová reaktance rotoru přepočítaná na satorové vinutí:

$$x_{2\sigma}' = X_{2\sigma}' \cdot \frac{I_{1N}}{U_{1N}} = 6.68 \cdot \frac{6.53}{230} = 0.189 \quad (4.94)$$

4.2.3 Určení výkonových ztrát motoru

4.2.3.1 Ztráty v magnetickém obvodě

Ztráty v magnetickém obvodě se v zásadě dělí na ztráty hlavní a dodatečné, oba druhy těchto ztrát budou v následném výpočtu odvozeny. Při určování ztrát dodatečných bylo vycházeno z předpokladu, že povrchové ztráty ve statoru $\Delta P_{\delta p1}$ budou nulové, neboť se v tomto případě jedná o rotor s klecí nakrátko. Proto je ve vztahu 4.107 uvažováno pouze s rotorovými ztrátami.

Hlavní ztráty v železe: Pro určení ztrát v objemu železa je nutné znát hmotnosti magnetických částí obvodu, což je pro tento případ hmotnost pro satorové jho a zuby.

$$\begin{aligned} m_{j1} &= \pi \cdot (D_e - h_{j1}) \cdot h_{j1} \cdot l_{Fe1} \cdot k_{Fe} \cdot \gamma_{Fe} = \\ &= \pi \cdot (0.191 - 0.0122) \cdot 0.0122 \cdot 0.09078 \cdot 0.97 \cdot 7800 = 4.7 \text{ kg} \end{aligned} \quad (4.95)$$

$$\begin{aligned} m_{z1} &= h_{z1} \cdot b_{z1av} \cdot Q_1 \cdot l_{Fe1} \cdot k_{Fe} \cdot \gamma_{Fe} = \\ &= 0.01675 \cdot 0.006 \cdot 36 \cdot 0.09078 \cdot 0.97 \cdot 7800 = 2.485 \text{ kg} \end{aligned} \quad (4.96)$$

$$\begin{aligned} P_{Feh} &= \Delta p_{1.0} \cdot \left(\frac{f_1}{50}\right)^\beta \cdot (k_{dj} \cdot B_{j1}^2 \cdot m_{j1} + k_{dz} \cdot B_{z1}^2 \cdot m_{z1}) = \\ &= 2.5 \cdot \left(\frac{50}{50}\right)^{1.5} \cdot (1.6 \cdot 1.65^2 \cdot 4.7 + 1.8 \cdot 1.756^2 \cdot 2.485) = 65.05 \text{ W} \end{aligned} \quad (4.97)$$

Povrchové ztráty v rotoru:

$$\begin{aligned} \Delta P_{\delta p2} &= p_{\delta p2} \cdot (t_{d2} - b_{02}) \cdot Q_2 \cdot l_{Fe2} = \\ &= 164.685 \cdot (0.0162 - 0.0015) \cdot 26 \cdot 0.09078 = 5.715 \text{ W} \end{aligned} \quad (4.98)$$

,kde

$$\begin{aligned}
p_{\delta p_2} &= 0.5 \cdot k_{02} \cdot \left(\frac{Q_1 \cdot n}{1000}\right)^{1.5} \cdot (B_{02} \cdot t_{d1} \cdot 10^3)^2 = \\
&= 0.5 \cdot 1.4 \cdot \left(\frac{36 \cdot 1000}{1000}\right)^2 \cdot (0.5 \cdot 0.01175 \cdot 10^3)^2 = \\
&= 164.68 \text{ W} \cdot \text{m}^{-2}
\end{aligned} \tag{4.99}$$

,kde

$$B_{02} = \beta_{02} \cdot k_c \cdot B_\delta = 0.432 \cdot 1.3288 \cdot 0.8697 = 0.5 \tag{4.100}$$

Pulzní ztráty v zubech rotoru: Pro určení ztrát v objemu železa rotoru je nutné znát hmotnosti magnetických částí obvodu, což je pro tento případ hmotnost pro rotorové zuby.

$$\begin{aligned}
m_{z2} &= h_{z2} \cdot b_{z2av} \cdot Q_2 \cdot l_{Fe2} \cdot k_{Fe} \cdot \gamma_{Fe} = \\
&= 0.0213 \cdot 0.0085 \cdot 26 \cdot 0.09078 \cdot 0.97 \cdot 7800 = 3.233 \text{ kg}
\end{aligned} \tag{4.101}$$

$$\begin{aligned}
\Delta P_{p2} &= 0.11 \cdot \left(\frac{Q_1 \cdot n}{1000} \cdot B_{p2}\right)^2 \cdot m_{z2} = \\
&= 0.11 \cdot \left(\frac{36 \cdot 1000}{1000} \cdot 0.1534\right)^2 \cdot 3.23 = 10.85 \text{ W}
\end{aligned} \tag{4.103}$$

,kde

$$B_{p2} = \frac{\gamma_1 \cdot \delta}{2 \cdot t_{d2}} \cdot B_{z2av} = \frac{9.697 \cdot 0.0003}{2 \cdot 0.0162} \cdot 1.709 = 0.1534 \tag{4.104}$$

$$\begin{aligned}
p_{\delta p_2} &= 0.5 \cdot k_{02} \cdot \left(\frac{Q_1 \cdot n}{1000}\right)^{1.5} \cdot (B_{02} \cdot t_{d1} \cdot 10^3)^2 = \\
&= 0.5 \cdot 1.4 \cdot \left(\frac{36 \cdot 1000}{1000}\right)^2 \cdot (0.5 \cdot 0.01175 \cdot 10^3)^2 = \\
&= 164.68 \text{ W} \cdot \text{m}^{-2}
\end{aligned} \tag{4.105}$$

,kde

$$B_{02} = \beta_{02} \cdot k_c \cdot B_\delta = 0.432 \cdot 1.3288 \cdot 0.8697 = 0.5 \tag{4.106}$$

Dodatečné ztráty v železe:

$$\Delta P_{Fed} = \Delta P_{\delta p_2} + \Delta P_{p_2} = 10.85 + 5.715 = 16.56 \text{ W} \tag{4.107}$$

Celkové ztráty v železe:

$$\Delta P_{Fe} = \Delta P_{Feh} + \Delta P_{Fed} = 65.05 + 16.56 = 81.6 \text{ W} \quad (4.108)$$

Odpor respektující ztráty v magnetickém obvodu: Dosazovaná hodnota činného proudu naprázdno $I_{0\check{c}}$ byla odvozena v rovnici 4.115.

$$R_{Fe} = \frac{\Delta P_{Fe}}{m \cdot I_{0\check{c}}^2} = \frac{81.6}{3 \cdot 0.367^2} = 201.94 \Omega \quad (4.109)$$

Celkové ztráty v železe:

$$\begin{aligned} X_{\mu} &= \frac{U_{i1}}{I_{\mu}} = \frac{U_1 - (R_1 + X_{1\sigma}) \cdot I_1}{3.06} = \frac{\frac{230}{\sqrt{3}} - (4.26 + 2.85) \cdot \frac{6.5}{\sqrt{3}}}{3.06} = \\ &= 154.84 \Omega \end{aligned} \quad (4.110)$$

4.2.3.2 Mechanické ztráty

Mechanické ztráty:

$$\Delta P_{mech} = K_T \cdot \left(\frac{n}{10}\right)^2 \cdot D_e^4 = 6 \cdot \left(\frac{1000}{10}\right)^2 \cdot 0.191^2 = 79.85 \text{ W} \quad (4.111)$$

Dodatečné ztráty:

$$\Delta P_d = 0.05 \cdot P_{1N} = 0.05 \cdot \frac{P_{2N}}{\eta} = 0.05 \cdot \frac{3000}{0.832} = 18.02 \text{ W} \quad (4.112)$$

4.2.3.3 Joulovy ztráty

Proud naprázdno:

$$I_0 = \sqrt{I_{0\check{c}}^2 + I_{\mu}^2} = \sqrt{0.367^2 + 3.06^2} = 3.08 \text{ A} \quad (4.113)$$

,kde

$$I_{0\check{c}} = \frac{\Delta P_{Fe} + \Delta P_{mech} + \Delta P_{j10}}{m \cdot U_{1n}} = \frac{81.6 + 79.85 + 91.73}{3 \cdot 230} = 0.367 \text{ A} \quad (4.114)$$

Joulové ztráty:

$$\Delta P_{j10} = 3 \cdot R_1 \cdot I_\mu^2 = 3 \cdot 2.852 \cdot 3.06^2 = 91.74 \text{ W} \quad (4.115)$$

Účinník naprázdno:

$$\cos \varphi_0 = \frac{I_{0\check{c}}}{I_0} = \frac{0.367}{3.08} = 0.119 \quad (4.116)$$

4.2.3.4 Celkové ztráty motoru

$$\begin{aligned} \Delta P &= \Delta P_{Fe} + \Delta P_{mech} + \Delta P_d + \Delta P_{j10} = \\ &= 81.6 + 79.85 + 91.74 + 18.02 = 253.21 \text{ W} \end{aligned} \quad (4.117)$$

V níže uvedené *tabulce 4.3 a 4.4* jsou zobrazeny výsledné ztráty pro potenciální použití různých druhů oceli. Z výsledků si lze následně povšimnout, že nejlépe vycházeli ztráty pro ocel druhu 2013.

Tabulka 4.3: Výpočet ztrát pro různé druhy oceli a třídu izolace F a E

	2013	2211	2312	2411	Ei45 - 50	Ei55-50	Ei70-50	Ei130-35
$\Delta p_{1.0}$ [W/kg]	2.50	2.50	1.75	1.60	2.00	2.60	3.00	1.30
β [-]	1.50	1.50	1.40	1.30	1.50	1.50	1.50	1.50
ΔP_{Feh} [W]	65.05	65.05	49.68	46.60	54.80	67.10	75.31	40.45
$p_{\delta p2}$ [W/m ²]	164.68	164.68	164.68	164.68	164.68	164.68	164.68	164.68
$\Delta P_{\delta p2}$ [W]	5.72	5.72	5.72	5.72	5.72	5.72	5.72	5.72
ΔP_{p2} [W]	10.85	10.85	10.85	10.85	10.85	10.85	10.85	10.85
B_{p2} [T]	0.15	0.15	0.15	0.15	0.15	0.15	0.15	0.15
ΔP_{Fed} [W]	16.57	16.57	16.57	16.57	16.57	16.57	16.57	16.57
ΔP_{Fe} [W]	81.62	81.62	66.24	63.17	71.37	83.67	91.87	57.02
ΔP_{mech} [W]	79.85	79.85	79.85	79.85	79.85	79.85	79.85	79.85
ΔP_d [W]	18.03	18.03	18.03	18.03	18.03	18.03	18.03	18.03
I_0 [A]	3.08	3.76	3.76	4.12	3.94	3.40	3.36	3.79
$I_{0\check{c}}$ [A]	0.37	0.43	0.41	0.45	0.44	0.40	0.41	0.40
ΔP_{j10} [W]	91.74	136.89	136.89	164.83	150.20	112.03	109.35	139.00
$\cos \varphi_0$	0.12	0.11	0.11	0.11	0.11	0.12	0.12	0.11
ΣP [W]	253.21	298.36	282.99	307.85	301.43	275.55	281.07	275.87
Pro teplotní třídu izolace E								
$I_{0\check{c}}$ [A]	0,35	0,41	0,38	0,42	0,41	0,38	0,39	0,37
ΔP_{j10} [W]	80,03	119,42	119,42	143,79	131,03	97,73	95,39	121,25
$\cos \varphi_0$	0,11	0,11	0,10	0,10	0,10	0,11	0,12	0,10
ΣP [W]	241,50	280,89	265,51	286,81	282,25	261,25	267,11	258,12

4.2.4 Výpočet oteplení asynchronního motoru

Joulové ztráty v drážkách:

$$\Delta P_{j1} = 3 \cdot R_1 \cdot I_1^2 = 3 \cdot 2.852 \cdot 6.53^2 = 364.81 \text{ W} \quad (4.118)$$

$$\begin{aligned} \Delta P'_{jd1} &= k_p \cdot \Delta P_{j1} \cdot \frac{2 \cdot l_1}{l_{av}} = \\ &= 1.15 \cdot 364.81 \cdot \frac{2 \cdot 0.09078}{0.497} = 153.25 \text{ W} \end{aligned} \quad (4.119)$$

Oteplení vnitřního oteplení satorového svazku:

$$\begin{aligned} \Delta \vartheta_{pov1} &= K \cdot \frac{\Delta P'_{jd1} + \Delta P_{Feh}}{\pi \cdot D \cdot l_i \cdot \alpha_1} = \\ &= 0.19 \cdot \frac{153.26 + 65.05}{\pi \cdot 0.1347 \cdot 0.09078 \cdot 96.3} = 11.21 \text{ }^\circ\text{C} \end{aligned} \quad (4.119)$$

Teplotní spád drážkové části satorového vinutí:

$$\begin{aligned} \Delta \vartheta_{id1} &= \frac{\Delta P'_{jd1}}{Q_1 \cdot O_{d1} \cdot l_i} \cdot \left(\frac{b_{i1}}{\lambda_{ekv}} + \frac{b_1 + b_2}{16 \cdot \lambda_{ekv}'} \right) = \\ &= \frac{153.25}{36 \cdot 0.046 \cdot 0.09078} \cdot \left(\frac{0.0003}{0.16} + \frac{0.0084 + 0.0059}{16 \cdot 1.0511} \right) = \\ &= 2.77 \text{ }^\circ\text{C} \end{aligned} \quad (4.120)$$

Joulové ztráty v čelech cívek:

$$\begin{aligned} \Delta P'_{j\check{c}1} &= k_p \cdot \Delta P_{j1} \cdot \frac{2 \cdot l_{\check{c}1}}{l_{av}} = \\ &= 1.15 \cdot 364.81 \cdot \frac{2 \cdot 0.158}{0.497} = 266.74 \text{ W} \end{aligned} \quad (4.121)$$

Teplotní spád na tloušťce izolace čel:

$$\begin{aligned} \Delta \vartheta_{i\check{c}1} &= \frac{\Delta P'_{j\check{c}1}}{2 \cdot Q_1 \cdot O_{\check{c}1} \cdot l_{\check{c}1}} \cdot \left(\frac{b_{i\check{c}1}}{\lambda_{ekv}} + \frac{h_{d1}}{12 \cdot \lambda_{ekv}'} \right) = \\ &= \frac{266.74}{2 \cdot 36 \cdot 0.0462 \cdot 0.158} \cdot \left(\frac{0.00025}{0.16} + \frac{0.001595}{12 \cdot 1.0511} \right) = 0.857 \text{ }^\circ\text{C} \end{aligned} \quad (4.122)$$

Oteplení vnějšího povrchu izolace čel:

$$\begin{aligned}\Delta\vartheta_{povč1} &= \frac{K \cdot \Delta P_{jč1}}{2\pi \cdot D \cdot l_{vi} \cdot \alpha_1} = \\ &= \frac{0.19 \cdot 266.74}{2\pi \cdot 0.1347 \cdot 0.0589 \cdot 96.3} = 10.56 \text{ } ^\circ\text{C}\end{aligned}\quad (4.123)$$

Střední oteplení statorového vinutí:

$$\begin{aligned}\Delta\vartheta'_1 &= \frac{(\Delta\vartheta_{pov1} + \Delta\vartheta_{id1}) \cdot 2l_1}{l_{av1}} + \frac{(\Delta\vartheta_{ič1} + \Delta\vartheta_{povč1}) \cdot 2l_{č1}}{l_{av1}} = \\ &= \frac{(11.21 + 2.77) \cdot 2 \cdot 0.09078}{0.497} + \frac{(0.857 + 10.56) \cdot 2 \cdot 0.158}{0.497} = \\ &= 12.36 \text{ } ^\circ\text{C}\end{aligned}\quad (4.124)$$

Pro odlévanou rotorovou tyč použitou pro tento konkrétní motor bylo zjištěno, že velikost redukované výšky vodiče je menší než 1. Konkrétně 0.48 pro teplotní třídu izolace E a 0.449 pro teplotní třídu izolace F. Je tedy možné předpokládat, že vliv povrchového jevu nebude mít téměř žádný vliv na odpor rotorových tyčí při jmenovitém chodu stroje.

Proud rotoru:

$$\begin{aligned}I'_2 &= \frac{U_n}{\sqrt{\left(R_1 + \frac{R'_2}{s}\right)^2 + (X_{1\sigma} + X'_{2\sigma})^2}} = \\ &= \frac{230}{\sqrt{\left(2.8518 + \frac{1.5415}{0.065}\right)^2 + (4.26 + 6.2587)^2}} = 8.049 \text{ A}\end{aligned}\quad (4.125)$$

,kde

$$X'_{2\sigma} = K_x \cdot X_{2\sigma} = 0.9639 \cdot 6.68 = 6.2587 \text{ } \Omega \quad (4.126)$$

$$\Delta P_{j2} = 3 \cdot R'_2 \cdot I_2'^2 = 3 \cdot 1.5415 \cdot 8.049^2 = 299.6 \text{ W} \quad (4.127)$$

Celkové ztráty při provozním zatížení:

$$\begin{aligned}\Sigma\Delta P &= \Delta P_{Fe} + \Delta P_{mech} + \Delta P_{j1} + \Delta P_{j2} + \Delta P_d = \\ &= 81.6 + 79.85 + 299.6 + 364.81 + 91.74 = 917.6 \text{ W}\end{aligned}\quad (4.128)$$

Součet odváděných ztrát do vzduchu uvnitř stroje:

$$\begin{aligned}\Sigma\Delta P_v' &= \Sigma\Delta P + (K_p - 1) \cdot (\Delta P_{j1} + \Delta P_{j2} + \Delta P_d) = \\ &= 917.6 + (1.15 - 1) \cdot (299.6 + 364.81 + 91.74) \\ &= 804.18 \text{ W}\end{aligned}\quad (4.129)$$

Oteplení vzduchu uvnitř stroje:

$$\Delta\vartheta_v = \frac{\Sigma\Delta P_v'}{S_{t\dot{e}l} \cdot \alpha_v} = \frac{804.18}{0.9811 \cdot 20} = 40.98 \text{ }^\circ\text{C}\quad (4.130)$$

,kde

$$\begin{aligned}S_{t\dot{e}l} &= (\pi \cdot D_e + 8 \cdot O_z) \cdot (l_1 + 2l_{v1}) = \\ &= (\pi \cdot 0.191 + 8 \cdot 0.0215) \cdot (0.2086) = 0.9811 \text{ m}^2\end{aligned}\quad (4.131)$$

Střední oteplení statorového vinutí:

$$\Delta\vartheta_1 = \Delta\vartheta_1' + \Delta\vartheta_v = 12.36 + 40.98 = 53.34 \text{ }^\circ\text{C}\quad (4.132)$$

Tabulka 4.4: Porovnání dílčích výsledků oteplení pro třídy izolace E a F.

	Teplotní třída E	Teplotní třída F
$\Delta\vartheta_{pov1}$ [°C]	11.21	11.74
$\Delta\vartheta_{id1}$ [°C]	2.77	2.95
$\Delta\vartheta_{i\check{c}1}$ [°C]	0.86	0.91
$\Delta\vartheta_{pov\check{c}1}$ [°C]	10.56	11.26
$\Delta\vartheta_1'$ [°C]	12.36	13.1
$\Delta\vartheta_v$ [°C]	40.98	38.51
$\Delta\vartheta_1$ [°C]	53.34	51.62

5 Navrhovaná zlepšení

V této kapitole se budeme zabírat možnými konstrukčními zlepšeními, jako je zvýšení parametrů magnetického obvodu, zvýšení odolnosti elektroizolačního systému, a také úvahou nad eliminací ložiskových proudů jako následku řízení motorů frekvenčními měniči.

Je totiž důležité si uvědomit, že původní asynchronní motor byl vyroben v roce 1966. V této době ještě nebyly zjištěny dopady řízení harmonickým napětím. Napájíme-li motor z měniče, dochází ke změnám napěťových poměrů na vinutí a oteplení stroje a taktéž ke vzniku dotykového napětí na kostře, hřídelového napětí a ložiskovým proudům.

5.1 Magnetický obvod

Prvním navrhovaným zlepšením pro snížení ztrát stroje je volba vhodného magnetického obvodu stroje. Ztráty v magnetickém obvodu jsou v zásadě závislé na hysterezi hysterezní smyčky nelineárního magnetického materiálu, která ovlivňuje způsob přeuspořádání domén v průběhu magnetizace vnějším polem. Právě plocha hysterezní smyčky je tedy ukazatelem hysterezních ztrát. Ve své podstatě se energie (vynaložená na jeden cyklus oběhu celé hysterezní smyčky) změní na ztrátovou formu energie – teplo. [8]

Pro případ statoru a rotoru asynchronního motoru se jako nelineární magnetický materiál používají feromagnetika. Je-li tendencí snížit ztráty v magnetickém obvodu stroje, pak má smysl uvažovat o magneticky měkkých materiálech, což jsou materiály s charakteristicky užší hysterezní smyčkou. Mezi zástupce magneticky měkkých feromagnetik řadíme slitiny Fe, Ni, Gd, Co. [8]

Pro případ vylepšení dotyčného asynchronního motoru by stálo za to snížit vhodným výběrem rozměrů koeficient sycení k_z , tak aby bylo možné použít materiály s nižším ztrátovým číslem. Ideálně například ocel s obchodním označením SURA®. Jedná se o neorientovanou ocel se ztrátovým číslem 210. Ztrátové číslo definuje velikost ztrát, vztaženou na 1 kg při magnetické indukci $B=1.5$ T s frekvencí 50 Hz. V tomto případě výrobce udává ztráty dotyčného feromagnetika 2.0 W/kg při 1.5 T (50 Hz), nicméně garantovaná hodnota je 2.1 W/kg při 1.5 T (50 Hz). Jak již bylo uvedeno,

volil bych neorientovanou ocel z následujícího důvodu. Datasheet pro tento feromagnetický materiál je přiložen v příloze. [9]

Technologická snaha o zlepšení magnetických i mechanických vlastností materiálů dospěla do stádia, kdy se zavedlo válcování plechů zastudena. Pomocí válcování za studena se dosáhlo nesporných zlepšení vlastností feromagnetik, nicméně za cenu silné magnetické anizotropie ve směru válcování, což je pro případ asynchronních strojů nežádoucí. Výskyt anizotropie narušuje symetrii ve vzduchové mezeře stroje, což vede ke vzniku tangenciálních složek pole v mezeře. Tento výskyt tangenciální složky indukce nízko frekvenční napětí do hřídele, odkud se přes přední ložiskový štít a následně statorový plášť, zadní ložiskový štít a hřídel, uzavírá tzv. ložiskový proud. Způsobům potlačení ložiskových proudů a jeho dopadům na motor se věnuje kapitola 5.3. [8]

5.2 Elektroizolační systém

5.2.1 Úvod do problematiky

Hlavní příčinou namáhání elektroizolačního systému asynchronního motoru při napájení z frekvenčního měniče je vyvolaný přechodový děj při každém spínacím pulsu. Každý takový spínací puls doprovází přepěťová špička, jejíž amplituda je několikanásobně vyšší, než je amplituda jmenovitého napětí.

Rozebereme-li si elektroizolační systém asynchronního stroje podrobněji, zjistíme, že se skládá ze tří částí [10]:

- Mezifázová izolace, namáhaná napětím $U = \sqrt{2} \cdot U_n$
- Izolace fází vůči mag. obvodu, namáhaná napětím $U = \sqrt{2} \cdot U_f$
- Závitová izolace, namáhaná závitovým napětím $U \approx 1 \div 10 V$

V našem případě bude vinutí navrženo jako klasické kruhového průřezu se vsypávaným vinutím. V důsledku strmých nárůstů du/dt při napájení z měniče se napětí v celé cívce vinutí rozdělí vlivem útlumu nerovnoměrně (vznik značného gradientu du/dt), a tím pádem dochází k namáhání závitové izolace a urychlení jejího stárnutí. Tento fenomén se vyskytuje právě u vsypávaného vinutí, kde poloha

jednotlivých vodičů je čistě náhodná. Degradovaná izolace může být následně náchylná ke vzniku mezizávitových zkratů, což v konečném důsledku může způsobit odstávku stroje. [11]

Ještě kritičtější oblastí elektroizolačního systému bude oblast na výstupu vinutí z drážek a v oblastech čel vinutí (teplotní namáhání přímo úměrné spínací frekvenci měniče). Zde se jednak mohou setkat cívky různých fází, a dále je tato oblast vystavena vyšším teplotám a větší intenzitě elektrického pole, což při nevhodném dimenzování elektroizolačního systému vede ke vzniku částečných výbojů, a tedy ke stárnutí a degradaci izolace.

5.2.2 Výběr elektroizolačních materiálů pro elektroizolační systém

Navržený asynchronní motor je dimenzovaný pro teplotní třídu E, to znamená že motor by měl pracovat do teploty 120-130 °C (RTE index pro teplotní třídu E). Dovolená hodnota oteplení je tedy 80-90 °C, za těchto teplot nebudou použité izolanty degradovat. Pro tuto teplotní třídu jsou charakteristické izolanty z organických materiálů jako tvrzený papír, tvrzená tkanina a buničiny v kombinacích s impregnanty pryskyřičného původu (formaldehydová nebo fenolická). [12]

Pro použití v drážkových izolacích nízkonapěťových strojů se hojně používá kombinace PET folií a elektrotechnické lepenky [12]. Jak již ovšem bylo uvedeno výše, přepětové špičky při řízení frekvenčním měničem dosahují velikosti napětí až 1 kV, z toho důvodu je třeba věnovat výběru materiálu zvýšenou pozornost.

Drážková izolace a mezifázová izolace čel vinutí:

Osobně bych se v daném případě přikláněl k použití drážkové izolace složené z kombinace materiálů Nomex® a PET-folie. Pro tento elektroizolační systém se užívá obchodní název *LEL 300/125*. Nomex® je elektroizolační materiál, který mimo jiné vedle svých nesporných elektroizolačních výhod ($E_p=40$ kV/mm) vykazuje také výbornou teplotní odolnost. V našem elektroizolačním systému by se použil Nomex® tloušťky 0.08 mm. Tato tloušťka by měla stačit na přepětové špičky hodnoty 3.2 kV, což je pro náš případ více než dostačující. [12]

Pro čela vinutí bych izolační systém doplnil o tvrzenou tkaninu. Tato úprava má ten důvod, že čela vinutí jsou namáhána silovými účinky při zkratech, přechodných dějích a také se zde hromadí teplo. Tvrzená tkanina by tedy v našem případě fixovala nezbytnou mezifázovou izolaci a čela vinutí.

Závitová izolace:

Pro náš případ není nezbytně nutné používat závitovou izolaci, použití lakovaného vodiče by mělo být dostačující. Jedinou ochranou pro vodiče by mělo být vyložení drážky proti poškození o stěnu, či hranu na výstupu z drážky. Ochrana proti takovému poškození je již zajištěna drážkovou izolací. Ta bude mít navíc na výstupu z drážky přesah, aby nedošlo k poškození povrchu vodiče o ostré hrany magnetického obvodu.

5.3 Ložiska

5.3.1 Úvod do problematiky

Důvod, proč se vůbec zaobírat výběrem vhodného typu ložiska, je ten, že je třeba brát v úvahu možnost napájení motoru měničem frekvence. Budeme-li brát v potaz ložiskové proudy obecně, tak existují proudy pracovní, svodové a vyrovnávací, přičemž právě svodové proudy chceme co nejvíce potlačit.

Nevýhodnou vlastností měničů je jejich vysoká strmost napěťových pulsů (známe jako du/dt), uvědomíme-li si, jakým způsobem se rychlost spínání zvyšuje s použitím IGBT tranzistorů, tak se pohybujeme na rychlostech o řád vyšších než u klasicky dříve používaných tyristorových měničů. Vlivem indukovaní vysokofrekvenčního napětí na rozhraní rotační – statická část se toto napětí indukuje do ložiska, toto napětí má podobný charakter jako napájecí napětí z měniče. Je-li ložisko v chodu, vykazuje vlastnost kondenzátoru s nízkou elektrickou pevností E_p závisící na elektroizolační vlastnosti tenkého olejového filmu a otáčkách. Právě při vyšších otáčkách dochází k odizolování rotující a statické části a následným vř průrazům ($U_p=0.5-0.9$ V). V praxi dochází k vysokofrekvenčním proudovým pulzům, jejichž energie je tak vysoká, že

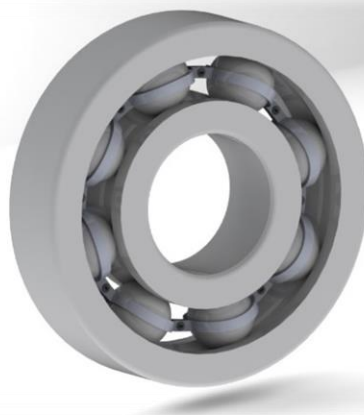
způsobuje poškození valivých a kluzných drah ložisek. To má za následek vzrůst vibrací, hluku a v konečném důsledku zadření ložiska a nucenou odstávku stroje [11], [12].

5.3.2 Navrhované řešení

Pro potlačení výše uvedených problémů by stačilo použít pro tento případ motoru kuličkové ložisko – celokeramické, nebo hybridní s keramickými kuličky.

V případě hybridního ložiska se jedná o ložisko, jehož valivé elementy (kuličky) jsou tvořeny keramickou sloučeninou tzv. Nitridu křemičitého (Si_3N_4). Tato sloučenina vykazuje slušné elektroizolační vlastnosti, díky kterým potlačuje průchod ložiskových proudů z vnitřního kroužku na vnější. Další předností je jeho odolnost vůči teplotním změnám, díky kterým vykazuje delší životnost než kupříkladu klasické ocelové ložisko. [13]

Ložiska, jehož části jsou tvořeny Nitridem křemičitým, nazýváme celokeramická – vizte obrázek 5.1. Tato ložiska vykazují o něco lepší vlastnosti než hybridní keramická ložiska, nicméně za vyšší pořizovací náklady. Pro náš případ by bylo dostačující hybridní keramické ložisko.



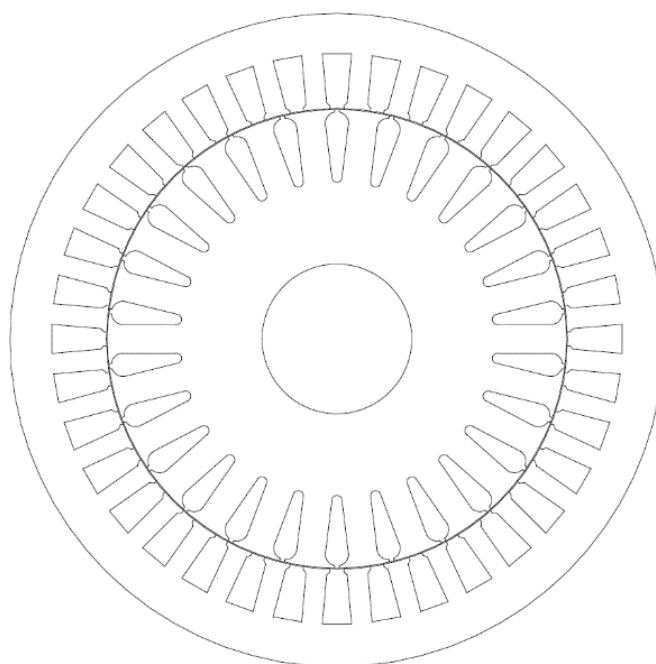
Obrázek 5.1: Příklad keramického ložiska

6 Ověření nového asynchronního motoru pomocí MKP

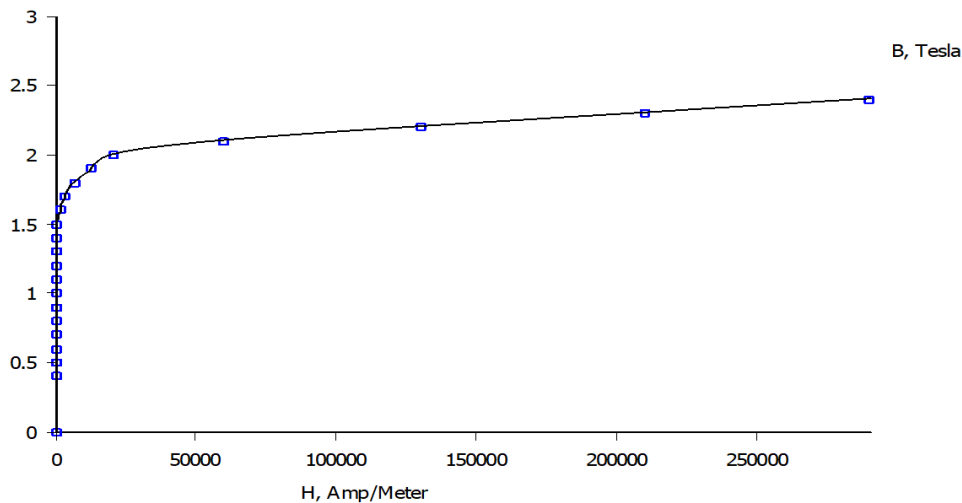
Model navrženého asynchronního motoru byl vytvořen v designovém prostředí LibreCad, přičemž výsledná podoba modelu v příčném řezu je zobrazena na obrázku 6.1. Samotný průběh nastavení modelu pro analýzu MKP proběhl stejným způsobem jako bylo popsáno v kapitole 3.

Použitým materiálem pro magnetický obvod byla ocel s typovým označením 2013, jejíž B-H charakteristika je zobrazena na obrázku 6.2. Pro vinutí statoru a rotoru byly stejně jako v prvním případě použity materiály – elektrovedná měď a hliník, to znamená, že i materiálové konstanty byly totožné jako v prvním případě.

Okrajová podmínka na rozhraní vnějšího okraje motoru a vzduchu byla definována jako tzv. Dirichletova podmínka, to znamená že výpočet se zaměřil čistě na prostředí uvnitř motoru.



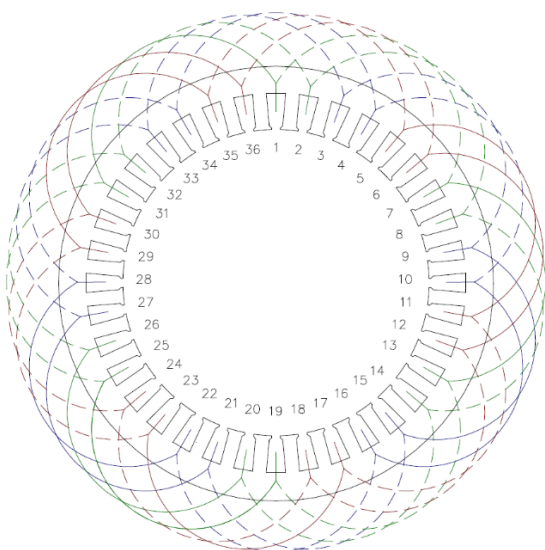
Obrázek 6.1: Model navrženého asynchronního motoru.



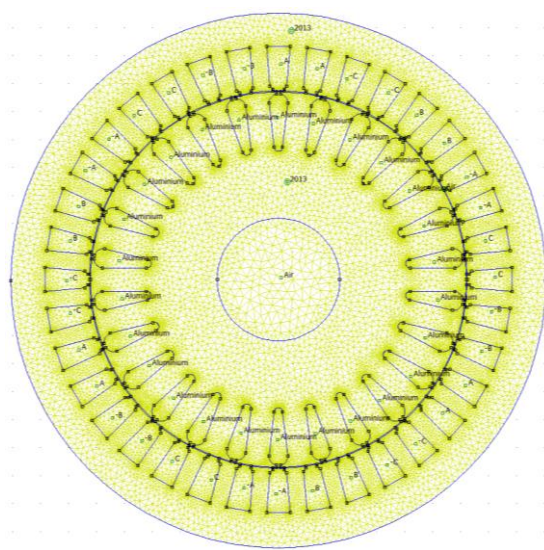
Obrázek 6.2: Magnetizační (B-H) charakteristika oceli 2013.

Pro zadávání proudů ve vodičích statoru a jejich orientaci jsem vycházel ze schématu pro vinutí, toto schématické zobrazení je uvedeno na obrázku 6.3. Zde je vyznačeno, jakými směry se vsypávané vinutí v jednotlivých drážkách bude vkládat do drážek.

Další obrázek zobrazuje v první řadě model motoru s již vytvořenou sítí pro výpočet v následné analýze MKP. Je zde taktéž zobrazeno, ve kterých oblastech motoru je definováno materiálové prostředí a také jaká je orientace proudů v drážkách statoru. Tato orientaci je ve shodě s již zmíněným schématem vinutí.



Obrázek 6.3: Schéma vinutí motoru



Obrázek 6.4: Výsledný model pro simulace

Pro okamžité hodnoty proudů je nutné převést jejich velikosti na maximální proudovou hustotu podle následujícího vztahu. [6]

$$J_{max} = \frac{Z_q \cdot I_{max}}{S_{dr}} = \frac{47 \cdot \sqrt{2} \cdot 3.05}{86.7725} = 2.344 \text{ MA/m}^2 \quad (6.1)$$

Nyní je třeba zohlednit maximální proudovou hustotu pro jeden časový okamžik pro všechny fáze vinutí statoru - vizte následující tabulku 6.1.

Tabulka 6.1: Proudové hustoty

Fáze	J [MA/m ²]
+A	0
-A	0
+B	-2.03
-B	+2.03
+C	+2.03
-C	-2.03

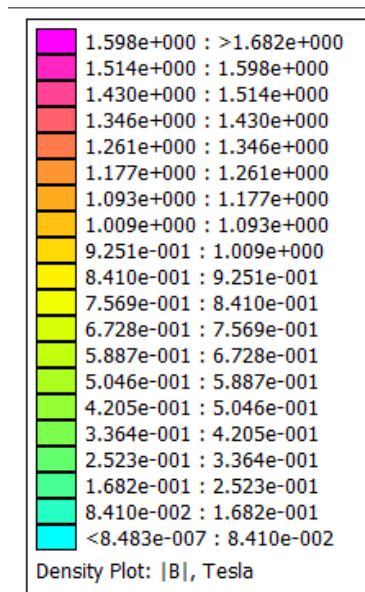
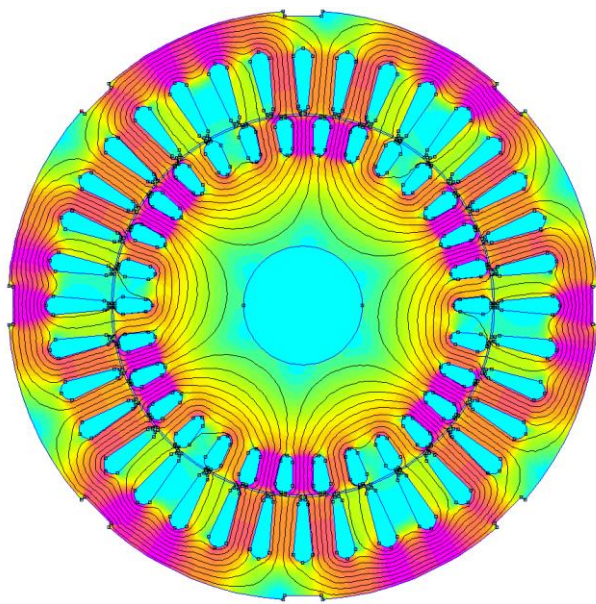
6.1 Analýza v chodu naprázdno

Z výsledného rozložení normálové složky magnetické indukce ve vzduchové mezeře B_δ (vizte obrázek 6.5) získáme z Fourierovy analýzy maximální hodnotu základní harmonické složky této indukce, tzv. $B_{\delta max}$. Poté dopočítáme hodnotu indukovaného napětí pro zpětnou kontrolu - vizte rovnici 6.2.

$$\begin{aligned} U_{i1} &= \sqrt{2} \cdot \pi \cdot f \cdot \frac{2}{\pi} \cdot B_{\delta 1 max} \cdot \frac{\pi \cdot D}{2p} \cdot l_{Fe} \cdot N_1 \cdot k_{v1} = \\ &= \sqrt{2} \cdot \pi \cdot 50 \cdot \frac{2}{\pi} \cdot 0.914 \cdot \frac{\pi \cdot 0.1347}{6} \cdot 0.09078 \cdot 282 \cdot 0.9659 = \\ &= 225.4 \text{ V} \end{aligned} \quad (6.2)$$

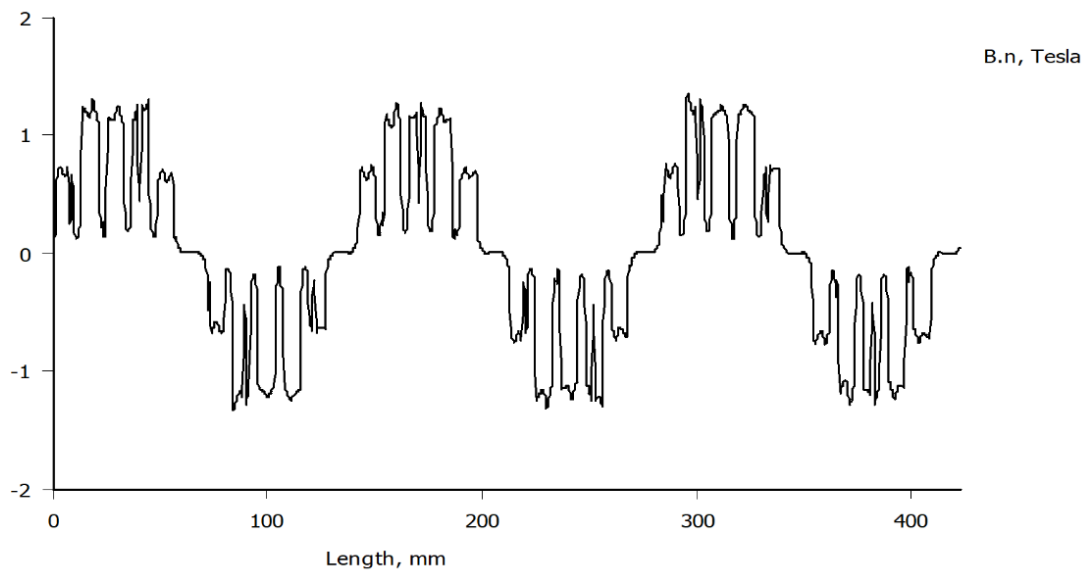
Výpočet magnetizační indukčnosti ze stavu naprázdno:

$$L_\mu = \frac{U_i}{\omega \cdot I_0} = \frac{225.4}{2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot 3.06} = 0.234 \text{ H} \quad (6.3)$$

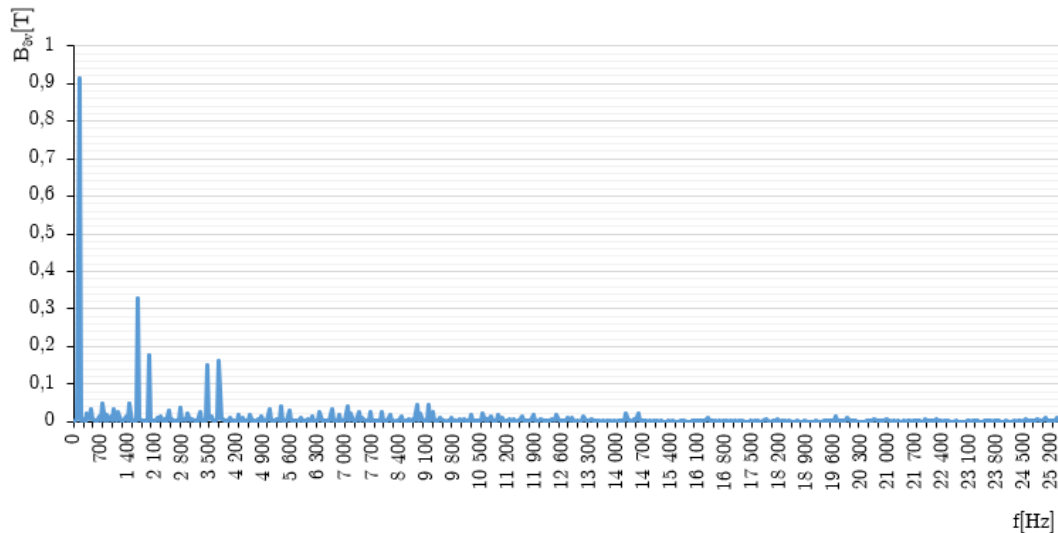


Obrázek 6.5: Rozložení magnetické indukce ve stavu naprázdno

Obrázek 6.6: Legenda magnetické indukce



Obrázek 6.7: Rozložení normálové složky magnetické indukce B_n



Obrázek 6.8: Spektrum amplitud pro základní a vyšší harmonické složky indukce B_δ

6.2 Simulace stavu nakrátko

Jako v případě původního stroje, tak i zde potřebujeme pro simulaci ve stavu nakrátko určit statorový fázový proud ve tvaru komplexního čísla, protože stav nakrátko bude řešen pomocí časové harmonické analýzy. Elektrický proud, který v našem případě použijeme, bude vycházet ze jmenovitého proudu $I_N = 6.53$ A. Následující tabulka přibližuje výsledné hodnoty proudů procházejících statorem. [6]

Tabulka 6.2: Složkový tvar statorového proudu při stavu nakrátko

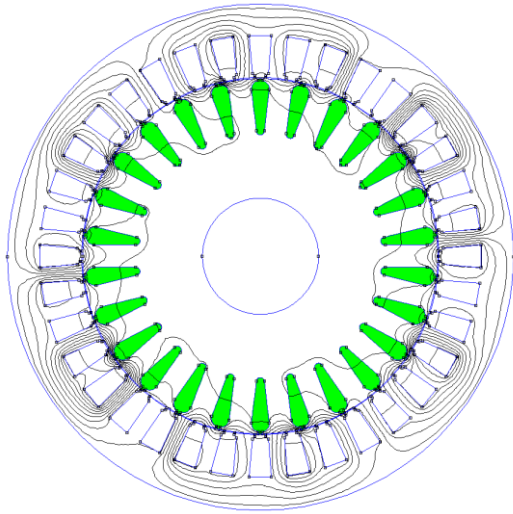
Fáze	Obvodový proud I [A]
+A	$(574.03 + j0)$
-A	$(-574.03 + j0)$
+B	$(-217.02 - j375.89)$
-B	$(217.02 + j375.89)$
+C	$(-217.02 + j375.89)$
-C	$(217.02 - j375.89)$

Definovaný obvodový proud:

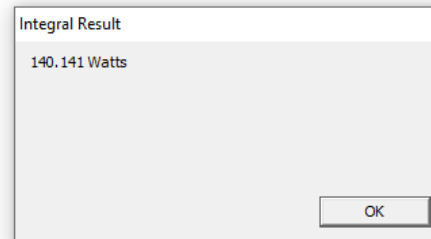
$$(1 + j0) \cdot z_q \cdot I_{kmax} = (1 + j0) \cdot 47 \cdot \sqrt{2} \cdot 6.53 = (574.0 + j0) \text{ A} \quad (3.7)$$

Výstupem z postprocesoru je v tomto případě rozložení magnetických siločar

v řezu motoru – vizte obrázek 6.9. Dále známe údaj o velikosti ztrát v rotorových tyčích, ta je zobrazena na obrázku 6.10.



Obrázek 6.9: Rozložení siločar ve stavu nakrátko



Obrázek 6.10: Ztráty v rotorových tyčích

Rozptylová indukčnost L_{σ} : Z konečně prvkové analýzy pro stav nakrátko byla získána hodnota celkové energie elektromagnetického pole analyzovaného motoru.

$$L_{\sigma,2D} = \frac{2 \cdot W}{3 \cdot I_{SN}^2} = \frac{2 \cdot 0.6614}{3 \cdot 5.63^2} = 13.9 \text{ mH} \quad (3.8)$$

Skutečná hodnota rozptylové indukčnosti by byla dána součtem 3 složek. Z výše aplikované metody je možné získat pouze 1. část rozptylové indukčnosti charakterizující indukčnost statoru a rotoru bez uvažovaných čel.

$$L_{\sigma} = L_{\sigma,2D} + L_{\sigma cr} + L_{\sigma cs} \cong 13.9 \text{ mH} \quad (3.9)$$

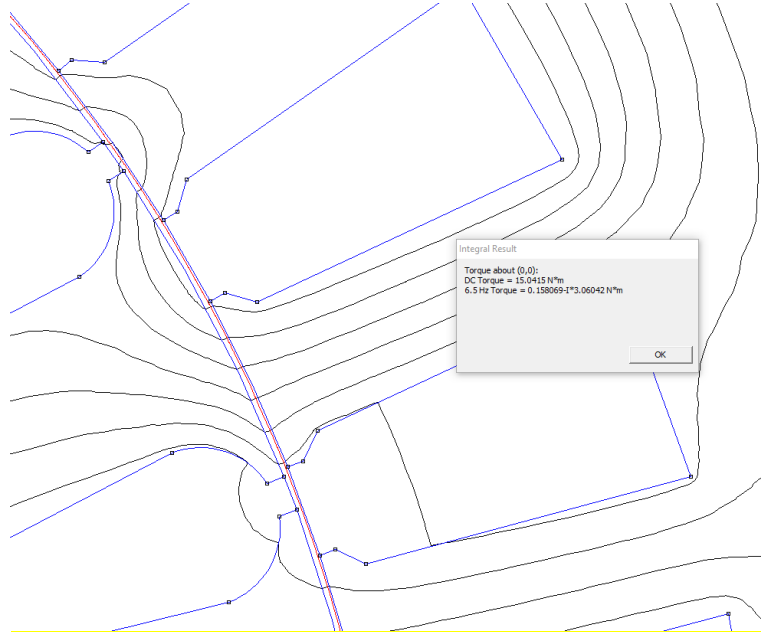
Činný odpor rotoru R_2' : Oproti hodnotě určené analytickým výpočtem (vizte rovnici 4.85) je hodnota činného odporu rotoru 1.5415, tedy odchylka zhruba 0.5 %, což znamená, že jsme téměř ve shodě.

$$R'_{2,2D} = \frac{\Delta P_{jr}}{3 \cdot I_{SN}^2} = \frac{140.141}{3 \cdot 6.53^2} = 1.09 \text{ } \Omega \quad (3.10)$$

$$R'_2 = R'_{2,2D} + R'_{2\tilde{\epsilon}} = 1.09 + 0.453 = 1.5486 \Omega \quad (3.11)$$

6.3 Výpočet jmenovitého momentu motoru

Jmenovitý moment motoru v postprocesoru vyšel 15.045 N m.



Obrázek 6.11: Výpočet jmenovitého momentu asynchronního motoru

7 Závěr

Cílem diplomové práce bylo provést návrh asynchronního motoru, který při zachování určitých parametrů bude vykazovat nižší ztráty a vyšší účinnost, než typově shodný motor staršího data výroby.

Starší asynchronní motor byl po určení geometrických rozměrů analyzován pomocí metody konečných prvků. Z hlediska výsledků se oproti vypočítaným výsledkům vyskytují určité odchylky, jejichž příčin může být mnoho – použitá metoda analýzy, chyba při určování geometrických rozměrů stroje, nevhodně určená hodnota vzduchové mezery, nevhodně zvolený typ elektrotechnické oceli.

Před samotným návrhem asynchronního motoru jsem se snažil jít cestou využití moderních materiálů, díky kterým by následně motor vykazoval zejména nižší ztráty v železe. V průběhu návrhu bylo nicméně zjištěno, že při použití moderních materiálů a zachováním rozměrů by docházelo k přesycování zubů magnetického obvodu. Způsobem, jak tuto skutečnost omezit, by bylo zvýšit délku vzduchové mezery a taktéž šířky zubů. Tímto řešením by se nicméně navýšily rozměry stroje a klesl by poměrný magnetizační proud, což by znamenalo, že v tomto konkrétním případě byly rozměry stroje až příliš vysoké a magnetický obvod je nevyužit. Z tohoto hlediska byl návrh proveden hospodárnějším způsobem pro elektrotechnickou ocel typu 2013.

Jak dokládá tabulka 4.3., v úvahu připadala možnost použít další odlišné typy elektrotechnické oceli, přičemž v porovnání s výše uvedeným typem 2013 by vykazovaly nižší ztráty v magnetickém obvodu motoru. Od této možnosti se ale v konečném důsledku upustilo, protože motor s jinou než použitou ocelí by vykazoval vyšší ztráty, a to zhruba o 22 – 29 W. Návrh byl taktéž proveden pro dvě třídy teplotní izolace – E a F. Pro tyto dvě třídy byl taktéž proveden teplotní výpočet, ze kterého vyplývá že oba motory je možné provozovat v různých teplotních třídách izolace. Z výsledků výpočtů lze odvodit, že při teplotě okolí 40 °C, by nemělo dojít k překročení hodnoty oteplení, které by následně mohlo způsobit degradaci elektroizolačního systému stroje.

Z výsledků vyplývá, že pro teplotní třídu E vyšly tepelné ztráty ve vinutí příznivěji než v případě teplotní třídy F. Rozdíl pro tato dvě řešení se ukázal v odlišné velikosti činného odporu vinutí statoru. To znamená, že průchodem proudu vznikají

nižší ztráty ve vinutí, přičemž rozdíl činí zhruba 11.7 W. Výsledky je možné porovnat z tabulek přiložených v příloze nebo v podkapitole 4.2.3.4. Pro možné snížení ztrát se v tomto případě naskytuje možnost nepoužívat zesílená čela vinutí, tím by se snížila délka čel vinutí a taktéž jejich činný odpor, který pro tyto ztráty hraje roli.

Výsledek konečně prvkové analýzy z prostředí FEMM dokládá, že pro nově navržený motor jsme vůči vypočteným hodnotám téměř ve shodě. Pro velikost magnetické indukce v mezeře stroje činí odchylka vůči vypočítané hodnotě 4.2 %. Pro velikost indukovaného napětí ve vzduchové mezeře je odchylka vůči vypočítané hodnotě 2 % a pro velikost činného odporu rotoru je výsledná odchylka vůči vypočítané hodnotě 0.5 %.

Při porovnání výsledných ztrát s původním motorem bylo zjištěno, že nově navržený motor vykazuje nižší ztráty ΔP_{j10} , ΔP_{Fe} , ΔP_d a naopak mechanické ztráty ΔP_{mech} jsou vyšší. V konečném důsledku došlo ke snížení ztrát o zhruba 80 %.

Reference, použitá literatury

- [1] BARTOŠ, Václav a Bohumil SKALA. *Měření na elektrických strojích*. Plzeň: Západočeská univerzita, 2002. ISBN 80-7082-896-X.
- [2] BARTOŠ, Václav. *Teorie elektrických strojů*. V Plzni: Západočeská univerzita, 2009. ISBN 80-7043-509-0.
- [3] PETROV, Georgij Nikolajevič. *Elektrické stroje 2: Asynchronní stroje - synchronní stroje*. 2. opravené a doplněné. Praha: Academia, 1982.
- [4] KOPYLOV, Igor Petrovič a doc. Ing. Petr VOŽENÍLEK, CSC. *Stavba elektrických strojů*. Praha: SNTL - Nakladatelství technické literatury, 1988.
- [5] PYRHÖNEN, Juha, Tapani JOKINEN a Valéria HRABOVCOVÁ. *Design of Rotation Electrical Machines*. Second edition. New Delhi, India, 2014. ISBN 978-1-118-58157-5 (hardback).
- [6] HRABOVCOVÁ, Valéria, Pavol RAFAJDUS a Pavol MAKYŠ. *Analýza elektrických strojov*. Žilina: EDIS - vydavatelské centrum ŽU, 2017. ISBN 978-80-554-1323-5.
- [7] MAYER, Daniel. *Aplikovaný elektromagnetismus: úvod do makroskopické teorie elektromagnetického pole pro elektrotechnické inženýry*. 2. vyd. České Budějovice: Kopp, 2012. ISBN 978-80-7232-436-1
- [8] PATOČKA, Miroslav. *Magnetické jevy a obvody ve výkonové elektronice, měřící technice a silnoproudé elektrotechnice*. V Brně: VUTIUM, 2011. ISBN 978-80-214-4003-6
- [9] BERNAT, Petr. Negativní vliv napájení z měniče frekvence na jednotlivé části asynchronního motoru. In: *Diagnostika '01*. Plzeň: Západočeská univerzita v Plzni, 2001, s. 323. ISBN 80-7082-742-4.
- [10] CHMELÍK, Karel. Napěťové poměry na vinutí asynchronního motoru při napájení z měniče frekvence. In: *Diagnostika '01*. Plzeň: Západočeská univerzita v Plzni, 2001, s. 323. ISBN 80-7082-742-4.
- [11] *Datasheet: M210-35A* [online]. In: . [cit. 2020-06-17]. Dostupné z: <https://cogent-power.com/cms-data/downloads/M210-35A.pdf>
- [12] MENTLÍK, Václav. *Dielektrické proky a systémy*. Praha: BEN – technická literatura, 2006. ISBN 80-7300-189-6
- [13] Hybridní ložiska. SKF [online]. Göteborg [cit. 2020-06-18]. Dostupné z: <http://www.skf.com/products/bearings-units-housing/engineered-products/hybrid-bearings/index.html>

Přílohy

Obrázek A.1: Model původního (analyzovaného) asynchronního motoru.

Obrázek A.2: Řez původním motorem s vyznačenými průměry.

Obrázek A.3: Přehled fází vinutí původního (analyzovaného) motoru.

Obrázek A.4: Model analyzovaného motoru v prostředí FEMM.

Obrázek A.5: Vytvořená síť na analyzovaném motoru.

Obrázek A.6: Rozložení magnetické indukce v asynchronním motoru.

Obrázek A.7: Model navrženého asynchronního motoru.

Obrázek A.8: Výsek navrženého motoru s vyznačenými průměry.

Obrázek A.9: Přehled fází vinutí navrženého motoru.

Obrázek A.10: Model analyzovaného navrženého motoru v prostředí FEMM.

Obrázek A.11: Vytvořená síť na navrženém analyzovaném motoru.

Obrázek A.12: Datasheet magnetické oceli s nižším ztrátovým číslem.

Obrázek A.13: Tabulka s vlastnostmi mag. obvodu pro uvažované druhy plechů.

Obrázek A.14: Tabulka s výslednými ztrátami pro teplotní třídy izolace F a E.