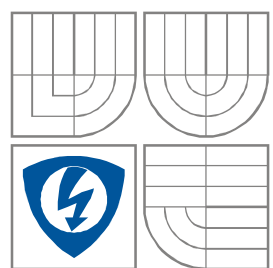




VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



**FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ**

**ÚSTAV VÝKONOVÉ ELEKTROTECHNIKY
A ELEKTRONIKY**

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF POWER ELECTRICAL AND ELECTRONIC
ENGINEERING

ANALÝZA VYSOKOOTÁČKOVÉHO ASYNCHRONNÍHO MOTORU

ANALYSIS OF HIGH-SPEED INDUCTION MOTOR

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

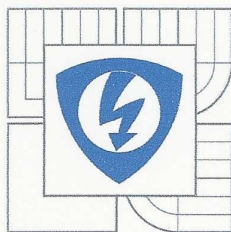
Bc. Jiří Klíma

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. Ondřej Vítek, Ph.D.

BRNO 2014



**VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ**

**Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií**

Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor
Silnoproudá elektrotechnika a výkonová elektronika

Student: Bc. Jiří Klíma
Ročník: 2

ID: 115678
Akademický rok: 2013/2014

NÁZEV TÉMATU:

Analýza vysokootáčkového asynchronního motoru

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

1. Seznamte se s konstrukcí vysokootáčkových elektrických motorů, vytvořte přehled realizovaných a publikovaných řešení, zhodnoťte problematické oblasti. Na předloženém laboratorním vzorku stávajícího vysokootáčkového asynchronního motoru proveďte měření a výsledky porovnejte s výsledky vypočtenými v předchozích diplomových pracích (Klusáček, J., Svoreň, J.). Identifikujte oblasti s výraznou chybou výpočtu.
2. Vytvořte model stávajícího vysokootáčkového asynchronního motoru v programu Maxwell, minimalizujte chybu výpočtu.
3. Navrhněte úpravy technického řešení laboratorního vzorku pro omezení ztrát, parametry motoru ověřte výpočtem/simulací v programu Maxwell.
4. Připravte podklady pro výrobu upraveného laboratorního vzorku motoru.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

- [1] Boldea, I., Nasar, S.A. The Induction Machine Handbook. USA: CRC Press, 2002. ISBN 978-0849300042
- [2] Hupponen J., High-speed solid-rotor induction machine – electromagnetic calculation and design, Dissertation for the degree of Doctor of Science, Lappeenranta teknillinen yliopisto, Digipaino 2004, ISBN 951-764-944-4
- [3] Lähteenmäki Jussi, Design and Voltage Supply of High-Speed Induction Machines, Dissertation for the degree of Doctor of Science, Helsinki University of Technology, Finnish Academies of Technology 2002
- [4] Svoreň, J. Návrh vysokootáčkového asynchronního motoru. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2012. 89 s. Vedoucí diplomové práce Ing. Ondřej Vítek, Ph.D.
- [5] Časopisecké a konferenční články z databáze IEEE Xplore.

Termín zadání: 27.9.2013

Termín odevzdání: 28.5.2014

Vedoucí práce: Ing. Ondřej Vítek, Ph.D.

Konzultanti diplomové práce:

Ing. Ondřej Vítek, Ph.D.

Předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

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

Abstrakt

Tato práce se zabývá problematikou vysokorychlostních asynchronních motorů. V úvodu práce je rozebráno konstrukční uspořádání stroje a problematické oblasti. Velkým problémem se ukazuje napájení z frekvenčního měniče a mechanická pevnost rotoru. Byly vytvořeny modely vysokootáčkových motorů s masivními rotory. První model s masivním rotorem má měděnou vodivou vrstvu na povrchu. Tento model je vystaven harmonickému a neharmonickému vstupnímu napětí a poté porovnány výsledky simulace. Další model má na svém rotoru axiální drážky. V praktické části je provedeno měření naprázdno. Byl změřen jeden bod z charakteristiky naprázdno při jmenovité frekvenci. V závěru jsou uvedeny výsledky měření a porovnání hodnot s hodnotami extrahovanými z programu Maxwell.

Abstract

This thesis deals with the problem of the high-speed induction machines. In the introduction the design of the machines and problem areas are discussed. The feeding from the frequency converter and the mechanical strength of the rotor appear to be the biggest problem. High-speed engines with solid rotors were designed. The first model is equipped with a conductive copper layer on the surface. This model is exposed to harmonic and non-harmonic input voltage and then the results of the simulations are compared. The following model of the thesis is equipped with axial slots. In the practical part of the thesis no load measurement is taken. One point was measured at nominal frequency. At the end of the thesis the results of the measurements are compared with the results of the figures extracted from Maxwell software.

Klíčová slova

Vysokorychlostní asynchronní motor, ztráty v motoru, rotor z plného materiálu, vrstva mědi, metoda konečných prvků

Keywords

High-speed asynchronous motor, power losses, rotor made of solid material, layer of copper, finite element method

Bibliografická citace

KLÍMA, J. *Analýza vysokootáčkového asynchronního motoru*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2014. 65 s. Vedoucí diplomové práce Ing. Ondřej Vítek, Ph.D.

Prohlášení

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma *Analýza vysokootáčkového asynchronního motoru*, jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

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

V Brně dne

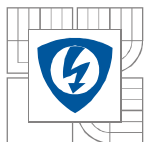
Podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu diplomové práce Ing. Ondřeji Vítkovi, Ph.D za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce.

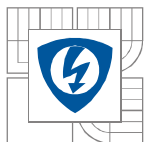
V Brně dne

Podpis autora

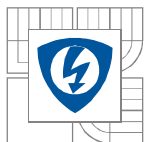


Obsah

1 SEZNAM OBRÁZKŮ.....	9
SEZNAM TABULEK	11
SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK.....	12
ÚVOD	13
2 KONSTRUKCE VYSOKOOTÁČKOVÝCH STROJŮ	13
2.1 TYPY ROTORU	13
2.1.1 MECHANICKÉ OMEZENÍ	14
2.1.2 KONSTRUKČNÍ ŘEŠENÍ MASIVNÍCH ROTORŮ.....	15
2.2 LISTĚNÝ ROTOR	17
2.3 KONSTRUKCE STATORU.....	18
2.3.1 ČINITELÉ VINUTÍ.....	18
2.3.2 MAGNETICKÝ OBVOD	19
2.4 LOŽISKA PRO VYSOKOOTÁČKOVÉ STROJE	20
2.4.1 KONTAKTNÍ LOŽISKA.....	21
2.4.2 NEKONTAKTNÍ LOŽISKA	21
2.5 NESINUSOVÝ ZDROJ NAPĚTÍ, FREKVENČNÍ MĚNIČ	22
2.6 KONEČNÁ DÉLKA ROTORU, KOREKČNÍ FAKTORY	23
2.6.1 KOREKČNÍ SOUČinitele pro rotor s měděnými kruhy na stranách.....	23
3 PODÍL JEDNOTLIVÝCH ZTRÁT	24
3.1 ZTRÁTY VE STATOROVÉM PLECHU	25
3.1.1 VÍŘIVÉ ZTRÁTY	25
3.1.2 HYSTEREZNÍ ZTRÁTY.....	26
3.2 ZTRÁTY VE STATOROVÉM VINUTÍ	27
3.3 VÝPOČET TŘECÍHO MOMENTU.....	27
4 MODEL STÁVAJÍCÍHO VYSOKOOTÁČKOVÉHO MOTORU	28
4.1 MATERIÁLY	28
4.1.1 PŘEPOČET VODIVOSTI MĚDI A OCELE	29
4.1.2 PŘEPOČET PARAMETRŮ STATORU.....	29
4.1.3 MAGNETIZAČNÍ CHARAKTERISTIKA ROTORU	29
4.1.4 MAGNETIZAČNÍ CHARAKTERISTIKA A MĚRNÉ ZTRÁTY PLECHU M290-50A	30
4.2 MESH	30
4.3 ANALÝZA	32
4.4 POST-PROCESSOR	32
4.4.1 JMENOVITÝ CHOD PŘI FREKVENCI SINUSOVÉHO NAPÁJENÍ 666,7 Hz.....	32
4.4.2 CHOD NAPRÁZDNO PŘI FREKVENCI SINUSOVÉHO NAPÁJENÍ 666,7 Hz	37
4.4.3 NAPÁJENÍ Z FREKVENČNÍHO MĚNIČE.....	39

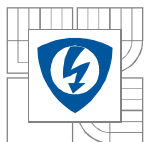


5 MODEL S AXIÁLNĚ DRÁŽKOVANÝM ROTOREM	46
5.1 NUMERICKÝ VÝPOČET ZKRATOVACÍCH KRUHŮ.....	46
5.1.1 PRO MĚDĚNÉ KRUHY	47
5.1.2 UKONČENÍ OCELOVÝM KRUHEM	48
5.2 JMENOVITÝ CHOD MOTORU S AXIÁLNĚ DRÁŽKOVANÝM ROTOREM S MĚDĚNÝMI KRUHY	49
5.3 JMENOVITÝ CHOD MOTORU S AXIÁLNĚ DRÁŽKOVANÝM ROTOREM S OCELOVÝMI KRUHY.....	50
5.4 POROVNANÉ VÝSLEDKY, KRUHY MĚDĚNÉ A OCELOVÉ	51
6 MĚŘENÍ VYSOKOOTÁČKOVÉHO STROJE	52
6.1 MĚŘENÍ NAPRÁZDNO	52
6.1.1 NAMĚŘENÉ ODPORY VINUTÍ	53
6.2 MOMENT SETRVAČNOSTI ROTUJÍCÍCH ČÁSTÍ.....	54
6.3 VÝPOČET MECHANICKÝCH ZTRÁT	55
6.3.1 NAMĚŘENÉ A VYPOČÍTANÉ HODNOTY Z MĚŘENÍ NAPRÁZDNO.....	57
6.4 SHRUTÍ.....	57
6.4.1 POROVNÁNÍ HODNOT ZE SIMULACE S HODNOTAMI OD PANA SVORENĚ	58
6.4.2 POROVNÁNÍ HODNOT Z MĚŘENÍ NAPRÁZDNO A ZE SIMULACE	58
7 ZHODNOCENÍ	60
LITERATURA	62
PŘÍLOHY	64

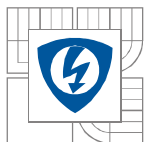


SEZNAM OBRÁZKŮ

Obrázek 2-1: Ukázka použití masivního a listěného rotoru v závislosti na otáčkách a výkonu převzato z [1].....	14
Obrázek 2-2: Hladký masivní rotor [1]	15
Obrázek 2-3: Rotor s axiálními drážkami a s kruhy z dobře vodivého materiálu [1]	16
Obrázek 2-4: hladký rotor s vodivou vrstvou na povrchu [1].....	16
Obrázek 2-5: Klecový rotor [1].....	17
Obrázek 2-6: Listěný rotor převzato z [19].....	17
Obrázek 2-7: zleva: detail drážky statoru s vyklenutým klínkem; průběh magnetické indukce ve vzduchové mezeře pod plně otevřenou statorovou drážkou převzato z[1].....	19
Obrázek 2-8: Průběh magnetické indukce ve vzduchové mezeře pod jednou drážkovou roztečí. 1)běžná drážka 2)klínek s magnetickou permeabilitou $\mu_r = (2 \div 3)$ 3) klínek s $\mu_r = (4 \div 5)$ 4)klínek s $\mu_r = 10$ 5)klínek s $\mu_r = 2$ a s obloukovým vyklenutím 0,75mm 6)klínek $\mu_r = 2$ s obloukovým vyklenutím 0,2mm do vzduchové mezery. 7) zuby statoru s výstupky převzato z [1]	
Obrázek 2-9: Magnetické ložisko převzato z [8].....	22
Obrázek 2-10: výstupní sdružené napětí měniče pracujícího v režimu sinusové PWM [9]	22
Obrázek 3-1: Podíl ztrát u vysokootáčkového a normálního indukčního stroje, výkon stroje je 37kW [7].....	25
Obrázek 4-1: Segment statorového plechu a masivní rotor s měděným prstencem.....	28
Obrázek 4-2: Výsledná mesh, počet elementů 49202.....	31
Obrázek 4-3: Detailní pohled na mesh v okolí vzduchové mezery.....	31
Obrázek 4-4: rozložení magnetické indukce v čase $t = 35\text{ms}$	32
Obrázek 4-5: Průběh vnitřního momentu $m_i = f(t)$	34
Obrázek 4-6: Časový průběh statorových proudů $i_s = f(t)$	34
Obrázek 4-7: Průběh okamžité hodnoty příkonu $P_1 = f(t)$	35
Obrázek 4-8: Průběh okamžitých ztrát v železe $\Delta P_{Fe} = f(t)$	35
Obrázek 4-9: Průběh okamžitých ztrát v rotoru $\Delta P_{j2} = f(t)$	36
Obrázek 4-10: Průběh okamžité mechanické rychlosti $n = f(t)$	36
Obrázek 4-11: Rozložení magnetické indukce při chodu naprázdno v čase $t = 35\text{ms}$	37
Obrázek 4-12: Model měniče propojený s modelem asynchronního motoru.....	39
Obrázek 4-13: Výstupní sdružené napětí měniče pracující v režimu PWM	40
Obrázek 4-14: Rozložení magnetické indukce v čase $t = 10\text{ms}$	40
Obrázek 4-15: Příkon motoru $p_1 = f(t)$	42

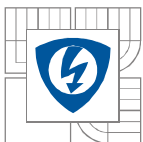


Obrázek 4-16: Časový průběh vnitřního momentu $m_i = f(t)$	42
Obrázek 4-17: Časový průběh statorových proudů $i_s = f(t)$	43
Obrázek 4-18: Časový průběh ztrát v železe $\Delta p_{Fe} = f(t)$	43
Obrázek 4-19: Časový průběh ztrát v rotoru $\Delta p_{j2} = f(t)$	44
Obrázek 4-20: Časový průběh ztrát ve vinutí $\Delta p_{j1} = f(t)$	44
Obrázek 4-21: Rozložení magnetické indukce v čase $t = 10\text{ms}$	45
Obrázek 5-1: Provedení axiálně drážkovaného rotoru s měděnými kruhy na konci	46
Obrázek 5-2: Rozložení magnetické indukce v čase $t = 12\text{ms}$	49
Obrázek 5-3: Průběh mechanické rychlosti na hřídeli $n = f(t)$	50
Obrázek 5-4: Rozložení magnetické indukce v čase $t = 12\text{ms}$	50
Obrázek 5-5: Průběh mechanické rychlosti na hřídeli $n = f(t)$	51
Obrázek 6-1: Upnutí stroje při měření a snímání otáček.....	53
Obrázek 6-2: Schéma zapojení měřících přístrojů.....	53
Obrázek 6-3: Odlitek rotoru.....	54
Obrázek 6-4: Měděná kroužek nalisovaný na odlitek rotoru	55
Obrázek 6-5: Grafické zobrazení funkce $\omega = f(t)$ a znázorněná rovnice regrese.....	56



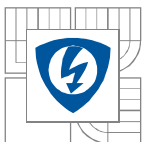
SEZNAM TABULEK

<i>Tabulka 1: porovnání vlastností hybridních a standartních ložisek [10]</i>	<i>21</i>
<i>Tabulka 2: Magnetizační charakteristika oceli 11600 rotoru [5].</i>	<i>29</i>
<i>Tabulka 3: Magnetizační charakteristika a měrné ztráty plechu M290-50A[16].....</i>	<i>30</i>
<i>Tabulka 4: zvolená hustota sítě.....</i>	<i>30</i>
<i>Tabulka 5: Extrahované hodnoty motoru z programu maxwell.....</i>	<i>33</i>
<i>Tabulka 6: Extrahované hodnoty motoru z programu maxwell.....</i>	<i>38</i>
<i>Tabulka 7: extrahované parametry z programu Maxwell.....</i>	<i>41</i>
<i>Tabulka 8: extrahované parametry z programu Maxwell.....</i>	<i>45</i>
<i>Tabulka 9: extrahované parametry z programu Maxwell.....</i>	<i>51</i>
<i>Tabulka 10: Jmenovité parametry.....</i>	<i>52</i>
<i>Tabulka 11: Naměřené hodnoty odporů za studena.....</i>	<i>54</i>
<i>Tabulka 12: Hodnoty extrahované z programu Autodesk Inventor Proffessional.....</i>	<i>55</i>
<i>Tabulka 13: Naměřené hodnoty vysokootáčkového motoru při měření naprázdno.....</i>	<i>57</i>
<i>Tabulka 14: Naměřené a nasimulované hodnoty s předchozími hodnotami od pana Svoreně.....</i>	<i>57</i>
<i>Tabulka 15: Hodnoty z měření naprázdno porovnané s hodnotami ze simulace.....</i>	<i>58</i>



SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK

$\overline{B}$	magnetická indukce
f	frekvence
$\overline{H}$	intenzita magnetického pole
I_0	proud naprázdno
I_n	jmenovitý proud
J	magnetická polarizace
J_m	moment setrvačnosti
K_T	korekční činitel zahrnující vliv konečné délky rotoru
k_r	činitel rozlohy vinutí
k_y	činitel zkrácení kroku
L	délka svazku
M	Modulační činitel pulsně šířkové modulace
n	otáčky mechanické
P_{j20}	ztráty v rotoru při měření naprázdno
P_{Fe}	ztráty v železe
P_{jCu}	ztráty ve vinutí
P_V	ztráty vířivými proudy
P_0	ztráty naprázdno
P_{mech}	mechanické ztráty
R_s	odpor statoru
R_v	hodnota ekvivalentního vířivého odporu železa
s	skluz
T	doba periody
U_d	stejnoseměrné mezilehlé napětí střídače
U_s	sdrúžené napětí
U_f	fázové napětí
δ	vzduchová mezera



ÚVOD

Během posledních desetiletí našel vysokootáčkový asynchronní stroj své využití v mnoha aplikacích. Hojně se využívá jako pohon kompresorů a vývěv. Nachází uplatnění i v automobilovém průmyslu. Díky pokroku ve výkonové elektronice, se vyřešil problém s regulací rychlosti pomocí frekvenčních měničů. Vyřazení převodové části minimalizovalo mechanické ztráty i zástavbové prostory[1].

Použití vysokootáčkové stroje, je spojeno s mnoha výhodami, ale také s mnoha problémy. Velmi vysoké otáčky kladou své nároky na mechanickou pevnost rotoru. Klíčovou součástí jsou i ložiska. Nitrid křemíku, pro své vynikající mechanické i elektrické vlastnosti, se ukazuje jako vynikající prostředek k omezení mechanických ztrát. Dalším problémem je napájení z frekvenčního měniče. Jak bude dále popsáno, masivní rotor je velice náchylný na vyšší harmonické.

Tato Diplomová práce je rozdělena do sedmi kapitol. V první kapitole bude probírána konstrukce vysokorychlostního stroje a jeho odlišnosti od běžného asynchronního stroje. V kapitole druhé budou rozebrány ztráty, podíl a aspekty jednotlivých ztrát. Ve třetí části byl vytvořen model laboratorního vzorku v simulačním programu Maxwell. Dále byl v programu Simplorer sestaven model frekvenčního měniče. Model motoru byl vystaven napájení z harmonického i neharmonického napětí. V kapitole následující byl vytvořen model s axiálním drážkováním pro omezení vířivých ztrát. V předposlední, praktické části byl laboratorní vzorek motoru rozběhnut naprázdno. Byl změřen jeden bod při jmenovité frekvenci a tento bod porovnán se simulací. Výrazné odchylky byly teoreticky rozebrány a nalezeny možné zdroje příčin. Na závěr bude zhodnocen příspěvek mé práce k aktuálnímu tématu.

1 KONSTRUKCE VYSOKOOTÁČKOVÝCH STROJŮ

V mnoha ohledech se konstrukce neliší od běžného asynchronního stroje. Statorové jádro je tvořeno z dynamových plechů, kde vinutí je navinuto do drážek po vnitřním obvodu. Rotory vysokootáčkových strojů můžeme rozdělit do dvou základních skupin. První skupina jsou motory s listěným rotorem, kde rotor je složen z izolovaných plechů. Do druhé spadá rotor s masivním rotorem. Obě koncepce nacházejí své uplatnění při rozdílných pracovních podmínkách. Hřídel je uložena v ložiscích v předním a zadním štítu stroje.

Otáčky asynchronního stroje jsou přímo závislé na napájecí frekvenci. Proto se k napájení vysokootáčkových strojů používají frekvenční měniče. Frekvenční měniče zajistí potřebný rozsah otáček. Frekvenční měnič, díky vstupnímu neharmonickému proudu, způsobuje přídavné ztráty a nepříznivě ovlivňuje chod motoru.

1.1 Typy rotoru

Při návrhu vysokootáčkového motoru, volíme ze dvou koncepcí. První je rotor listěný a druhý je rotor masivní. Motory s masivním rotorem jsou upřednostňovány díky jednoduché výrobě, mechanické a tepelné odolnosti. Provedení motoru s masivním rotorem je zcela odlišné od klasického motoru. Rotor je vytvořen z jednoho kusu ocele. Motor s listěným rotorem, má od rotoru s masivním rotorem větší výkon, účinnost i účinník. Bohužel tato konstrukce má své omezení.

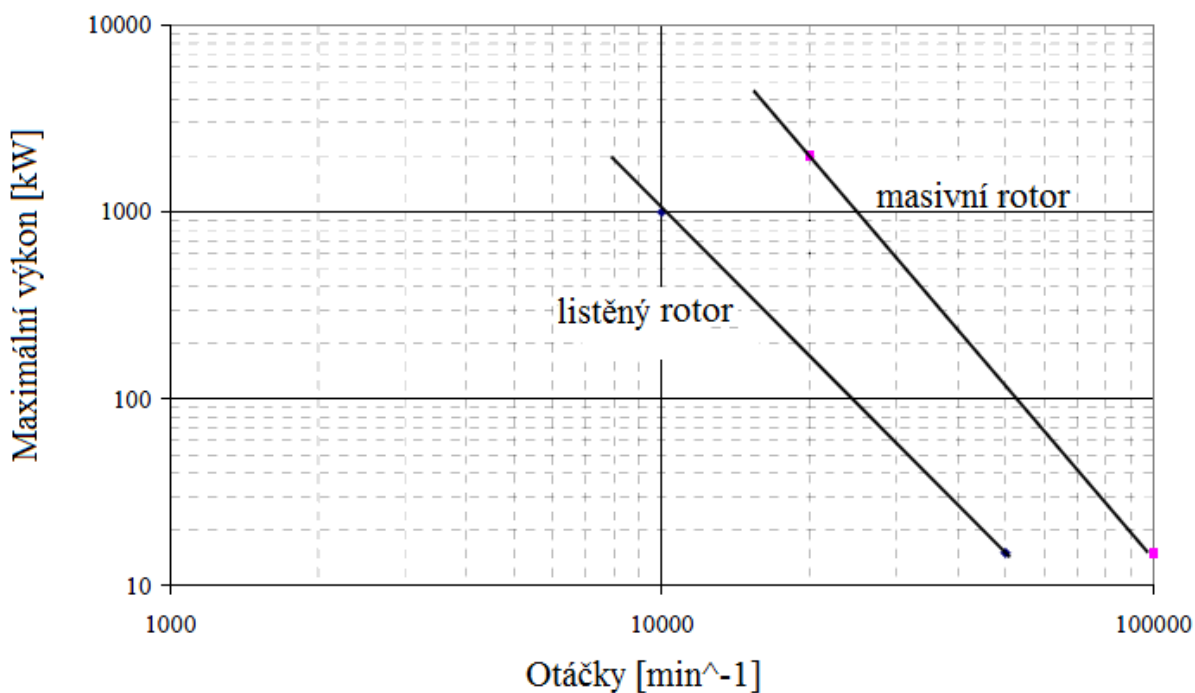
1.1.1 Mechanické omezení

Mezi největší omezení spadá odolnost vůči mechanickému namáhání. Odstředivé síly narůstají s kvadrátem rychlosti. Maximální průměr rotoru je dán vztahem [4]:

$$D_{is} < \sqrt{\frac{16 \cdot \sigma_{\max}}{\gamma \cdot \omega_r^2 \cdot (3 + \nu_p)} - \frac{(1 - \nu_p)}{3 + \nu_p} \cdot D_{ir}^2} \quad (2.1)$$

Kde $\gamma [\text{kg}/\text{m}^3]$ je hustota materiálu, $\omega_r [\text{rad}/\text{s}]$ je úhlová rychlost, $\sigma_{\max}$ je maximální dovolené namáhání, $D_{ir} [\text{m}]$ je vnitřní průměr svazku pro listěný rotor. $D_{ir} = 0$ pro rotor s masivním rotorem. ν_p je poissonovo číslo, které vyjadřuje poměr mezi prodloužením tyče k jejímu příčnému zkrácení při tahové deformaci.

Odstředivé síly působící na listěný rotor omezují velikost rozsahu otáček.

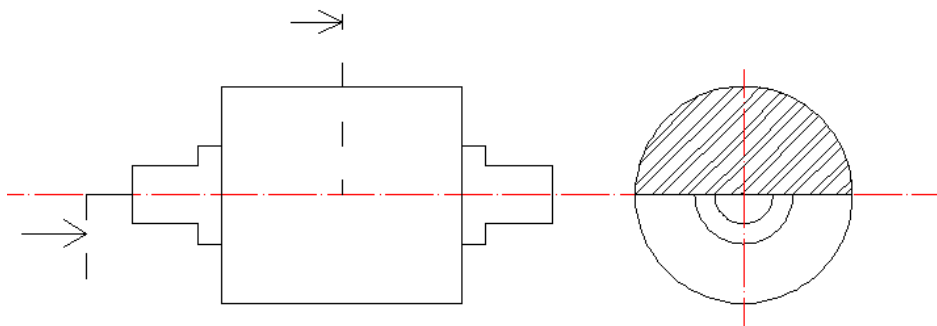


Obrázek 1-1: Ukázka použití masivního a listěného rotoru v závislosti na otáčkách a výkonu převzato z [1]

Masivní rotor, i přes své slabé elektromagnetické vlastnosti, je zatím jediným možným řešením pro oblast působení velkého výkonu k velkým otáčkám [1].

1.1.2 Konstrukční řešení masivních rotorů

Základním a nejjednodušším řešením, vidíme na Obrázek 1-2: Hladký masivní rotor je zcela hladký rotor.



Obrázek 1-2: Hladký masivní rotor [1]

Bohužel hladký rotor má vysokou impedanci, zejména induktivní složku. Rotor má tudíž ke svým rozměrům relativně malý výkon, velký skluz a ztráty rotoru [1]. Induktivní složka se dá zmenšit použitím feromagnetického materiálu s nejmenším poměrem permeability k elektrické vodivosti. Další nevýhodou je, že rotor, jako jednotný kus, je ovlivněn vířivými proudy, které působí proti změně a vytlačují magnetické indukční čáry k povrchu rotoru [4].

Hloubka vniku magnetického pole do rotoru [4]:

$$\delta_i = \left[\operatorname{Re} \left(\sqrt{\frac{1}{\left(\frac{\pi}{\tau} \right)^2 + j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot s \cdot \frac{\sigma_{iron}}{K_T} \cdot \mu_0 \cdot \mu_r}} \right) \right] \quad (2.2)$$

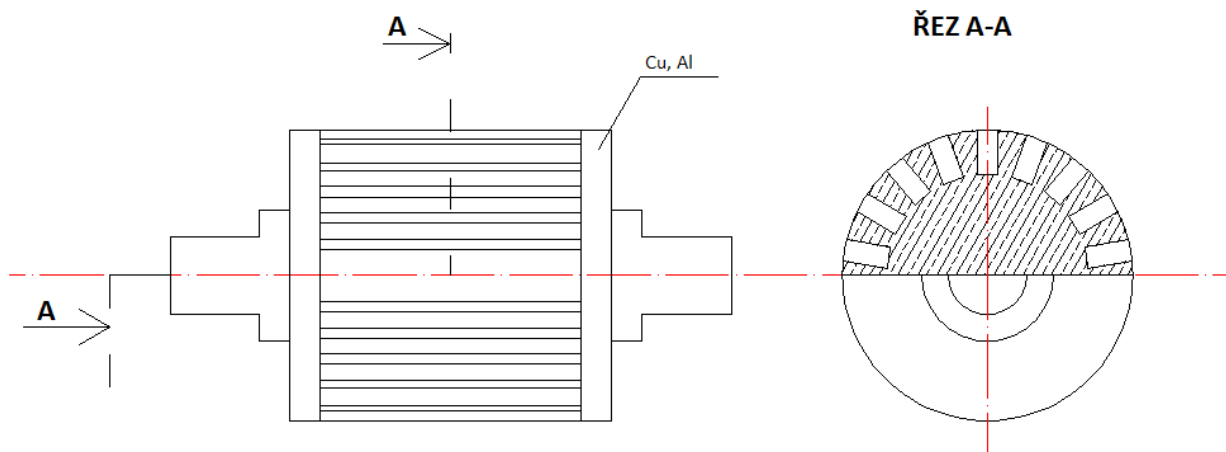
$$a = \left(\frac{\pi}{\tau} \right)^2 \quad b = 2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot s \cdot \frac{\sigma_{iron}}{K_T} \cdot \mu_0 \cdot \mu_r \quad (2.3)$$

$$\delta_i = \frac{\sqrt{a + \sqrt{a^2 + b^2}}}{\sqrt{2 \cdot (a^2 + b^2)}} \quad (2.4)$$

Ve vztahu platí, f_s je frekvence statoru, s je skluz, σ_{iron} je elektrická vodivost železa a μ_r je relativní permeabilita železa. K_T je korekční činitel zastupující vliv konečné délky. Tento činitel, jak je patrné z rovnice (2.5), je závislý na poměru L/τ . Čím větší, je tento poměr, tím menší je činitel K_T a větší hloubka vniku [4].

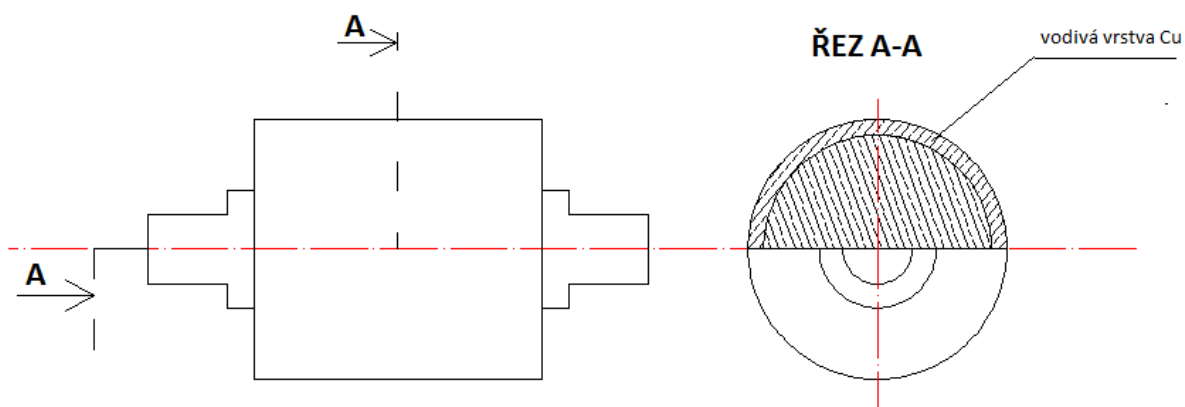
$$K_T \approx \frac{1}{1 - \frac{\tanh(\pi \cdot L/2\tau)}{(\pi \cdot L/2\tau)}} > 1 \quad (2.5)$$

Elektromagnetické vlastnosti motoru s masivním rotorem, můžeme dále zlepšit, pokud zvětšíme hloubku vniku magnetického pole do rotoru [1]. Jako řešení se nabízí axiální drážkování. Tím se zmenší odpor rotoru a oproti hladkému masivnímu rotoru se při stejném skluzu zvýší moment. Díky axiálním drážkám jsou proudy nuceny téct v rotorovém „zubu“ pod satorovým svazkem [17]. Na konci jsou proudy zkratovány měděnými, případně kruhy z vysoce vodivého materiálu. Zkratovací kruhy se nacházejí mimo hlavní satorový svazek. Hloubka drážky se doporučuje větší než hloubka vniku magnetického pole $h_{slit} > \delta_i$. [4].



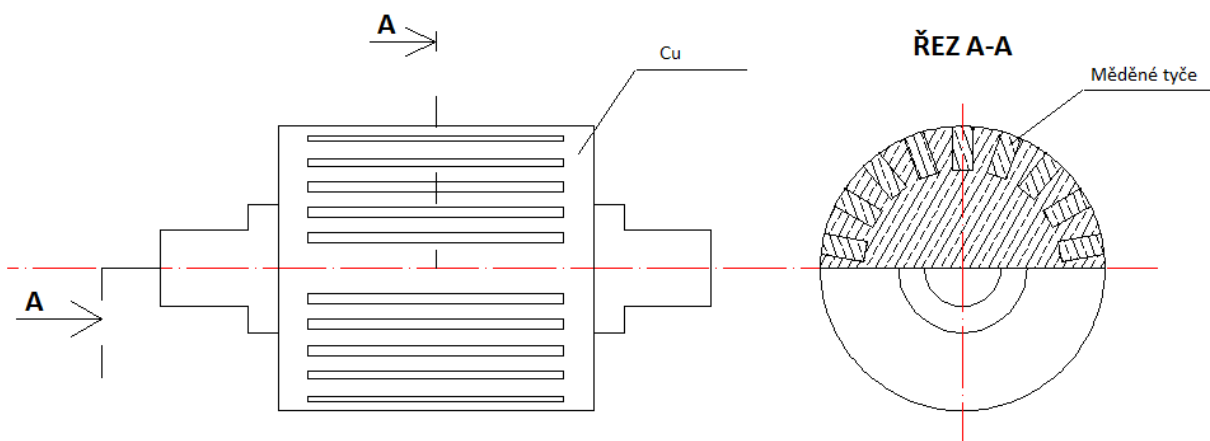
Obrázek 1-3: Rotor s axiálními drážkami a s kruhy z dobře vodivého materiálu [1]

Dalším řešením je pokrytí feromagnetického jádra vysoce vodivým materiálem (Obrázek 1-4: hladký rotor s vodivou vrstvou na povrchu [1]). Měď má relativní permeabilitu $\mu_{r(Cu)} = 0,99991$, takže pro magnetické indukční čáry se chová jako vzduch, tím se pomyslně zvětší vzduchová mezera a potlačí tak vyšší harmonické magnetického toku, které přinášejí vířivé proudy do rotoru [7].



Obrázek 1-4: hladký rotor s vodivou vrstvou na povrchu [1]

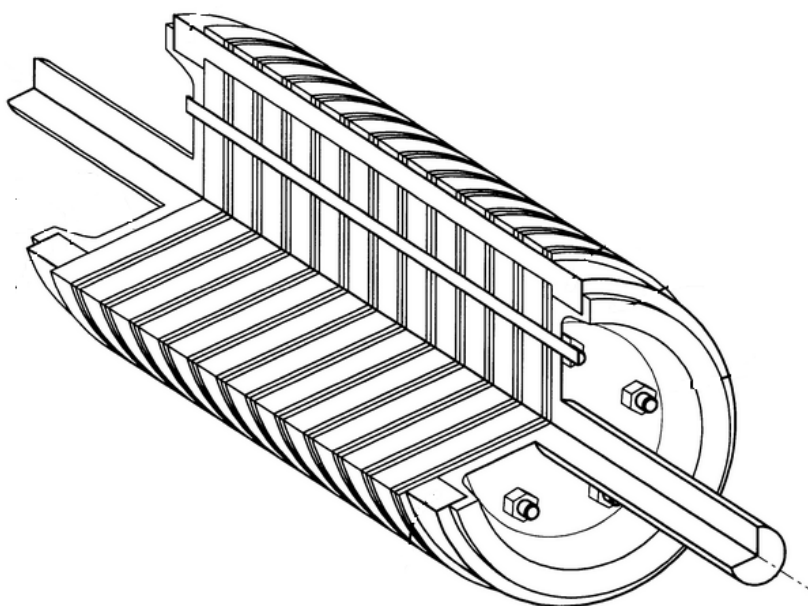
Další úprava spočívá ve vložení měděných tyčí do axiálních drážek a ukončení zkratovacími kruhy. Tato konstrukce vykazuje nejlepší elektromagnetické vlastnosti, ale není tak odolná vůči mechanickému namáhání jako předchozí konstrukce.



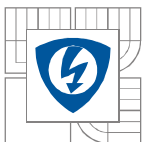
Obrázek 1-5: Klecový rotor [1]

1.2 Listěný rotor

Laboratorní model i simulační modely v této práci jsou z masivního rotoru. Nicméně pro základní přehled bude popsán i rotor listěný. Listěné rotory, vidíme na Obrázek 1-6: Listěný rotor převzato z [19] se dají s úspěchem použít při obvodové rychlosti menší než $v < 200 \text{ m/s}$ [7]. Pro velké mechanické namáhání se dělají s menším rotorovým průměrem. Rotor se skládá z izolovaných plechů. Pro zvětšení mechanické pevnosti jsou plechy staženy ocelovými svorníky [6].



Obrázek 1-6: Listěný rotor převzato z [19]



Zvláštní pozornost si vyžaduje výběr plechů. Plech by měl být mechanicky pevný a zároveň magneticky velmi vodivý. Takovým požadavkům nejlépe vyhovují slitiny Co-Fe a Si-Fe. Tyče a zkratovací kruhy také vyžadují správný výběr. Tyče přispívají mechanické odolnosti a zvyšují tak maximální otáčky. Z toho důvodu se nepoužívá čistá měď, neboť je velmi měkká při vysokých teplotách. Využívají se její slitiny a to: Měď-Hliník, Měď-Zinek, Měď-Beryllium [18].

1.3 Konstrukce statoru

Statorový magnetický obvod, složený z izolovaných plechů, se výrazně neliší od klasického asynchronního motoru. Pro omezení ztrát, díky velké napájecí frekvenci, se užívají plechy o tloušťce (0,2 - 0,35) mm, s nižším ztrátovým číslem.

V simulaci i u funkčního vzorku je použit plech s označením M290-50A. Plechy jsou pro dosažení slibovaných vlastností žíhány, raženy a legovány křemíkem, popřípadě hliníkem, čímž se zvýší měrná rezistivita a plech omezuje vířivé ztráty. Pro omezení hysterezních ztrát se využívají plechy s velmi nízkou úrovní nečistot [2].

Masivní rotor, jak bylo popsáno výše, je náchylný na účinky vířivých proudů. Pokud stroj není správně navrhnut nebo provozován, může být povrch rotoru tepelně přetížen a zničen. Snahou při návrhu statorového obvodu a vinutí je co největší omezení vyšších harmonických.

1.3.1 Činitelé vinutí

Počet harmonických se ve vzduchové mezeře se dá ovlivnit činitelem vinutí. Tento činitel uvažuje zmenšení napětí indukovaného ve fázi vinutí elektrického stroje, uloženého v drážkách, ve srovnání s napětím, které by se indukovalo ve vinutí s tímž počtem závitů, ale s plným krokem, rovným pólové rozteči a jež by bylo soustředěno do jedné cívky [3].

$$k_v = k_y \cdot k_r \quad (2.6)$$

Kde: k_y je činitel zkrácení kroku a k_r je činitel rozlohy.

1.3.1.1 Činitel rozlohy vinutí

Rozložené vinutí je kladené do několika sousedních drážek q po vnitřním obvodu statoru. Magnetomotorické napětí takto rozloženého vinutí bude mít poté schodovitý tvar. Výsledné indukované napětí v rozloženém vinutí bude sice menší než ve vinutí soustředném, avšak bude obsahovat mnohem méně vyšších harmonických [3].

Pro činitel rozlohy platí [3]:

$$k_r = \frac{\sin \frac{\pi}{2 \cdot m \cdot v}}{q \cdot \sin \frac{\pi}{2 \cdot m \cdot q \cdot v}} \quad (2.7)$$

Kde v je řád harmonické a m značí řád symetrického fázového vinutí.

Z výrazu plyne, že při $q = 1$ je pro všechny harmonické $k_r = 1$. Se zvětšováním počtu drážek na pól a fázi q se činitel rozlohy zmenšuje. Zmenšování probíhá různě v závislosti na řádu harmonické [3].

1.3.1.2 Činitel zkrácení kroku

Poměr skutečného kroku vinutí y k velikosti pólové rozteče t_p se nazývá zkrácení kroku. Činitel zkrácení kroku pro libovolnou v -tou harmonickou [3]:

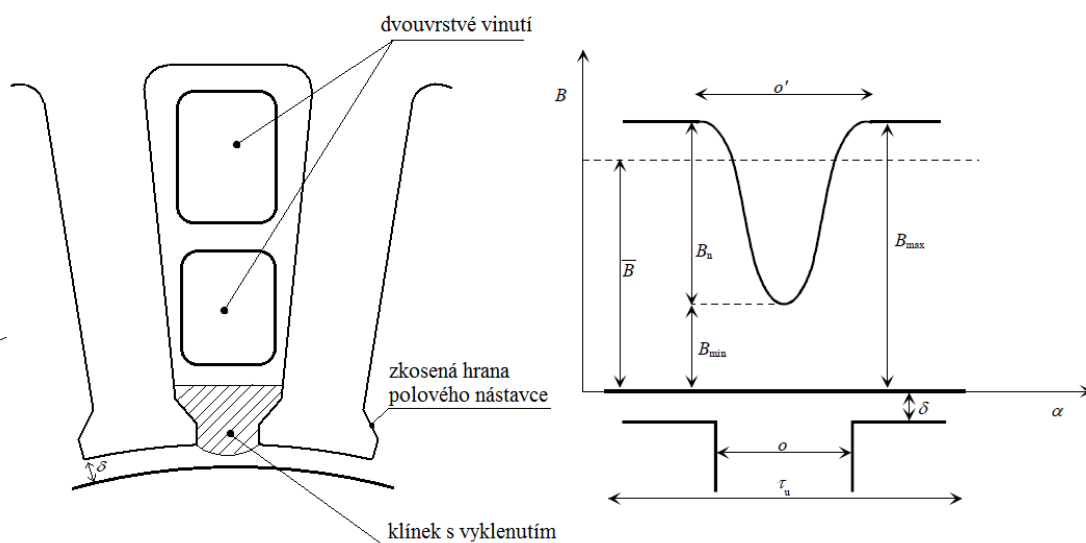
$$k_{yv} = \sin \cdot v \cdot \left(\frac{y}{t_p} \cdot \frac{\pi}{2} \right) = \sin \cdot v \cdot \left(\frac{y_d}{Q_p} \cdot \frac{\pi}{2} \right) \quad (2.8)$$

U asynchronních motorů se nejčastěji používá vinutí dvouvrstvé. Odpovídající poměr y/t_p je v rozmezí (0,79 – 0,833). Při takovém zkrácení kroku se nejvíce eliminují harmonické řádu 5 a 7 v křivce elektromotorického napětí ve vzduchové mezeře[3].

1.3.2 Magnetický obvod

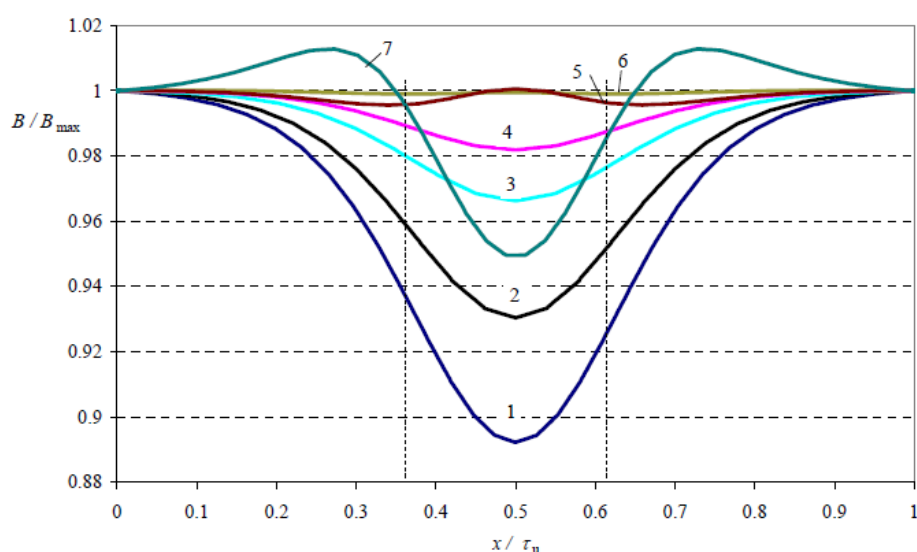
Harmonické způsobené drážkováním statoru mohou být potlačeny zvětšením vzduchové mezery stroje. Tato změna ovšem způsobí nárůst magnetizačního proudu ve statorovém vinutí, potřebného k vytvoření magnetické indukce ve vzduchové mezeře. Větší magnetizační proud zvětší ztráty ve vinutí. Při návrhu je třeba zvolit takové řešení, kde součet ztrát ve vinutí a v rotoru bude minimální [1].

Na Obrázek 1-7: zleva: detail drážky statoru s vyklenutým klínem; průběh magnetické indukce ve vzduchové mezeře pod plně otevřenou statorovou drážkou převzato z[1]. vidíme průběh magnetické indukce na povrchu rotoru pod statorovou drážkou. Vidíme, že magnetická indukce se vlivem otevření drážky sníží na hodnotu $B_{\min}$. Velký vliv na vyšší harmonické má tvar statorové drážky respektive jeho otevření. I když pokles magnetické indukce, vlivem otevření statorových drážek, není u vysokootáčkového stroje s masivním rotorem takový jako u stroje s listěným rotorem, je třeba tento vliv co nejvíce omezit [1]. Proto k potlačení, je zapotřebí co nejvíce zmenšit rozevření drážky např. vhodnou úpravou tvaru zubů.



Obrázek 1-7: zleva: detail drážky statoru s vyklenutým klínem; průběh magnetické indukce ve vzduchové mezeře pod plně otevřenou statorovou drážkou převzato z[1].

Jussi Hupponen se zabýval ve své disertační práci [1] vylepšením průběhu magnetomotorického napětí ve vzduchové mezeře. K vylepšení průběhu se používají feromagnetické klínky s malou měrnou permeabilitou $\mu_r = (2 \div 5)$. Tento klínek se vloží mezi zuby statoru a uzavře tak drážku po vyspání vinutí. Průběhy magnetické indukce ve vzduchové mezeře při různých modifikacích drážky vidíme na Obrázek 1-8: Průběh magnetické indukce ve vzduchové mezeře pod jednou drážkovou roztečí. 1)běžná drážka 2)klínek s magnetickou permeabilitou $\mu_r = (2 \div 3)$ 3) klínek s $\mu_r = (4 \div 5)$.4)klínek s $\mu_r = 10$ 5)klínek s $\mu_r = 2$ a s obloukovým vyklenutím 0,75mm 6)klínek $\mu_r = 2$ s obloukovým vyklenutím 0,2mm do vzduchové mezery. 7) zuby statoru s



Obrázek 1-8: Průběh magnetické indukce ve vzduchové mezeře pod jednou drážkovou roztečí.

1)běžná drážka 2)klínek s magnetickou permeabilitou $\mu_r = (2 \div 3)$ 3) klínek s $\mu_r = (4 \div 5)$.4)klínek s $\mu_r = 10$ 5)klínek s $\mu_r = 2$ a s obloukovým vyklenutím 0,75mm 6)klínek $\mu_r = 2$ s obloukovým vyklenutím 0,2mm do vzduchové mezery. 7) zuby statoru s výstupky
převzato z [1]

1.4 Ložiska pro vysokootáčkové stroje

Ložiska patří ke klíčové součásti vysokootáčkového motoru. Existuje mnoho typů, tato stat' se omezí jen na ty nejzákladnější.

1.4.1 Kontaktní ložiska

Mezi standartní kontaktní ložiska patří ložiska kuličková, kde valivá tělesa jsou z oceli. Tyto ložiska jsou jednoduché konstrukce, vyžadují malou údržbu, jsou odolné, hojně používané a cena je velmi přijatelná. Kuličková ložiska firmy SKF jsou nabízena v mnoha různých typech, provedeních, řadách, velikostech a z různých materiálů [10].

Velmi dobrých výsledků dosahovaly tzv. hybridní ložiska, kde kroužky jsou z ložiskové ocele a valivá tělesa z nitridu křemíku (Si_3N_4). V tabulce 1, jsou porovnané vlastnosti obou kuličkových ložisek.

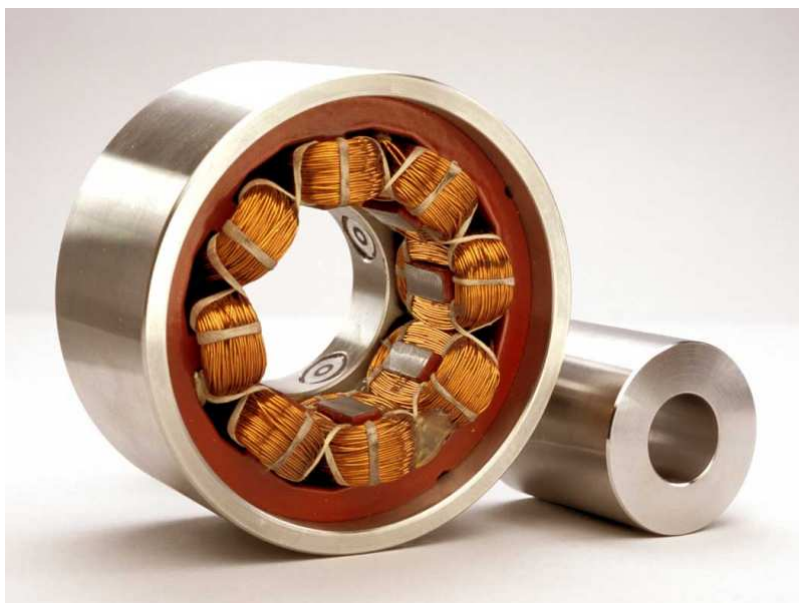
Tabulka 1: porovnání vlastností hybridních a standartních ložisek [10]

	Mechanické vlastnosti			Elektrické vlastnosti
	Hustota [g/cm^3]	Tvrdost	Modul elasticity [kN/mm^2]	Rezistivita [$\Omega \cdot \text{m}$]
Hybridní ložiska	3,2	1600HV10	310	10^{12}
Standartní ložiska	7,9	700HV10	210	$0,4 \cdot 10^{-6}$

Z tabulky je vidět, že hustota valivých těles z nitridu křemíku je pouhých 40% z oceli, nahrazením oceli tedy usnadňujeme vysokootáčkový chod stroje. Dále je vidět, že modul pružnosti je o 50% větší, to znamená větší tuhost a menší opotřebení. Posledním významným bodem je rezistivita, valivá tělesa jsou na rozdíl od ocelových izolanty, lze tedy ložiska použít při izolaci tělesa z hřídele na střídavých i stejnosměrných motorech [10].

1.4.2 Nekontaktní ložiska

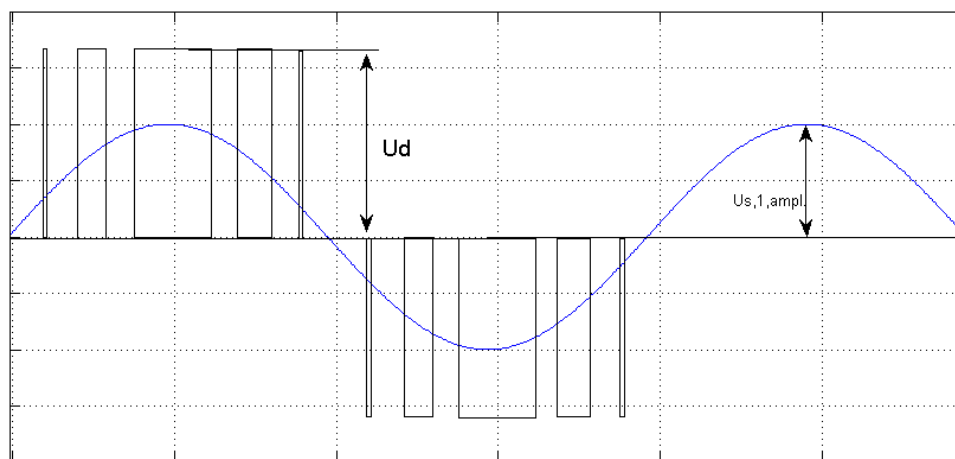
Mezi nekontaktní ložiska řadíme ložiska vzduchová (aerostatická/aerodynamická), hydrostatická/hydrodynamická a ložiska magnetická. Tyto ložiska jsou využívány pro speciální aplikace. U vzduchových a kapalinových systémů, princip spočívá ve vytvoření tenkého filmu tekutiny (stlačeného vzduchu). Pro dosažení tenkého filmu musí být relativní rychlost velmi vysoká. U magnetických ložisek, princip spočívá ve vytvoření přitažlivé síly elektromagnetů, rozmístěných po obvodu, které přitahují rotor z feromagnetického materiálu. Vzduchová mezera se pohybuje v rozmezí (0.5-2mm) [11].



Obrázek 1-9: Magnetické ložisko převzato z [8]

1.5 Nesinusový zdroj napětí, frekvenční měnič

Rotor, jako celistvý kus, je velice náchylný na vyšší harmonické. Časové a prostorové harmonické jsou potlačeny vhodným návrhem magnetického obvodu a vinutí. Kromě harmonických, které se generují ve stroji, se musíme zaměřit i na harmonické, které vstupují do stroje z napájecí sítě [1].



Obrázek 1-10: výstupní sdružené napětí měniče pracujícího v režimu sinusové PWM [9]

Jedna půlvlna výstupního sdruženého napětí obsahuje tisíce unipolárních impulsů, jejichž okamžitá střída kopíruje sinusoidu. Z rovnice (2.9) plyne, že efektivní hodnota celého spektra je nezávislá na nosné spínací frekvenci [9].

$$U_{S,ef} = U_d \cdot \sqrt{\frac{2}{\pi} \cdot \frac{U_{s,1,ampl}}{U_d}} \quad (2.9)$$

Celková efektivní hodnota spektra fázového napětí asynchronního stroje [9]:

$$U_{f,ef} = \frac{U_{s,ef}^2}{3} = \frac{U_d^2}{3} \cdot \frac{2 \cdot M}{\pi} \quad (2.10)$$

Kde M je modulační činitel sinusové PWM.

Efektivní hodnota první harmonické[9]:

$$U_{f,1,ef} = \frac{U_{s,1,ef}}{\sqrt{3}} = \frac{U_d}{\sqrt{3}} \cdot \frac{M}{\sqrt{2}} \quad (2.11)$$

Spektrum způsobující přídavné ztráty[9]:

$$\sum_{n=2}^{\infty} U_{f,n,ef}^2 = \frac{U_d^2}{3} \cdot \left(\frac{2 \cdot M}{\pi} - \frac{M^2}{2} \right) \quad (2.12)$$

Přídavné ztráty mají velikost (mimo první harmonickou)[9]:

$$\Delta P_V = \frac{U_d^2}{3 \cdot R_V} \cdot \left(\frac{2M}{\pi} - \frac{M^2}{2} \right) \quad (2.13)$$

Kde R_V je hodnota ekvivalentního vířivého odporu železa. Rovnice platí pouze v oblasti $U_1/f_1 = konst.$

1.6 Konečná délka rotoru, korekční faktory

Dvourozměrný model nedokáže zohlednit vliv konečné délky rotoru. Nedokáže do simulace zahrnout rozmístění proudů na koncích rotorového svazku. Bohužel modelování rozměru trojrozměrného, který by vliv konečné délky zahrnul, by bylo časově i technicky velmi náročné. Pro respektování konečné délky se proto zavádějí korekční faktory, díky nimž se přepočítává vodivost materiálů v rotoru korekčními součiniteli.

1.6.1 Korekční součinitele pro rotor s měděnými kruhy na stranách

Russlův korekční součinitel [1]:

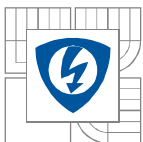
$$k_{Russel} = 1 - \frac{2 \cdot \tau_p}{\pi \cdot l_{fe}} \cdot \tanh\left(\frac{\pi \cdot l_{fe}}{2 \cdot \tau_p}\right) \quad (2.14)$$

Dále pro zahrnutí měděných kruhů, počítáme [1]:

$$K_R = 1 + C \cdot \left(\frac{1}{k_{Russel}} - 1 \right) \quad C = 0,3 \quad (2.15)$$

Výsledná vodivost:

$$\sigma = \sigma_z \cdot \frac{1}{K_R} \quad (2.16)$$



U axiálně drážkovaného rotoru víme, že jednotlivými zuby potečou proudy. Zuby se chovají jako tyče u kotvy nakrátko. Při známých rozměrech kruhu je korekční součinitel poměr mezi odporem jednoho zubu a odporem jedné fáze [1].

Odpor v jednom zubu [1]:

$$R_r = \frac{l_{fe}}{\sigma_r \cdot A_r} \quad (2.17)$$

Odpor mezi zuby rotoru [1]:

$$R_k = \frac{\pi \cdot D_k}{\sigma_k \cdot A_k \cdot Q_k} \quad (2.18)$$

Odpor jedné fáze [1]:

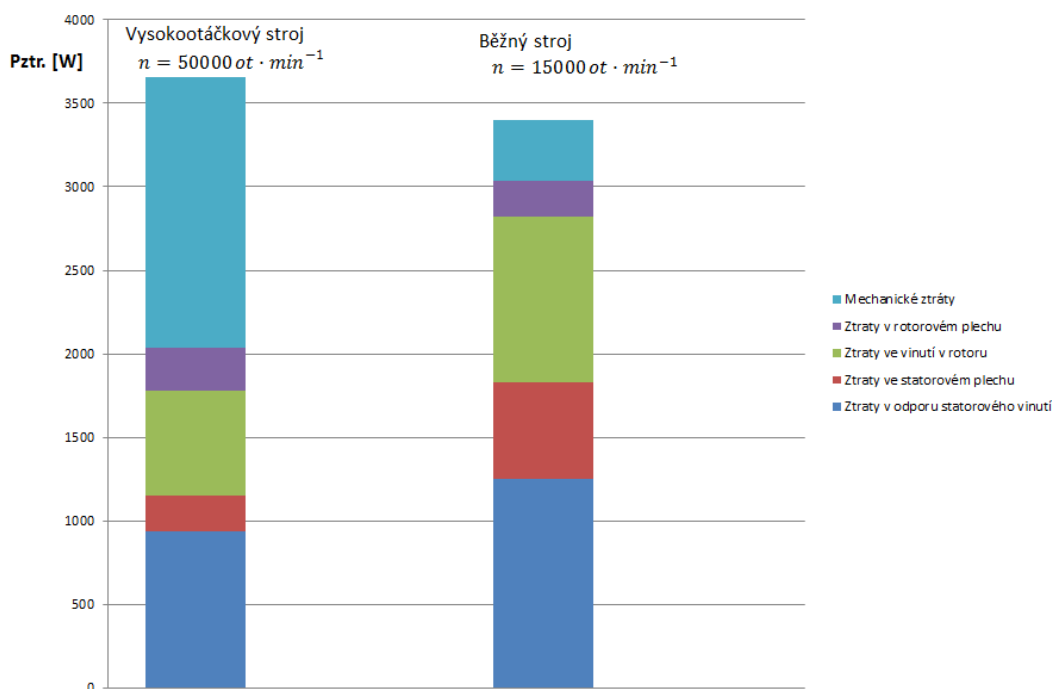
$$R = R_r + \frac{R_k}{2 \cdot \sin^2 \left(\frac{\pi \cdot p}{Q_k} \right)} \quad (2.19)$$

Korekční součinitel [1]:

$$K_R = \frac{R_r}{R} \quad (2.20)$$

2 PODÍL JEDNOTLIVÝCH ZTRÁT

Na rozdíl od klasického asynchronního motoru je rozdělení ztrát vysokootáčkového stroje rozdílné. Porovnání vidíme na Obrázek 2-1: Podíl ztrát u vysokootáčkového a normálního indukčního stroje, výkon stroje je 37kW [7]



Obrázek 2-1: Podíl ztrát u vysokootáčkového a normálního indukčního stroje, výkon stroje je 37kW [7]

2.1 Ztráty ve satorovém plechu

Celkové ztráty v magnetickém obvodu statoru jsou kombinací ztrát vířivými proudy a hysterezními ztrátami. Zejména hystereze tvoří značný analytický problém, kde pro výpočet je potřeba přesně znát průběh hysterezní křivky [9]. V literatuře se k výše jmenovaným ztrátám přičítají ještě ztráty přídatné. Kvůli velkým frekvenčním rozsahům je velice těžké najít jednotný výraz pro vyjádření celkových ztrát, a proto se pro praxi spokojíme s daty od výrobců. Tyto data ale mohou být, vlivem výrobního procesu, nepřesná nebo pro požadovaný frekvenční rozsah neúplná.

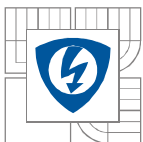
2.1.1 Vířivé ztráty

Objemové vířivé ztráty, vycházející z činného Poyntingova vektoru, jsou podle [9] dány vztahem:

$$\frac{P_V}{V_{Fe}} = \frac{\omega^2 \cdot \overline{B}^2 \cdot d^2}{8 \cdot \rho_{Fe}} \cdot \frac{\delta}{d} \cdot \frac{\sinh \frac{d}{\delta} - \sin \frac{d}{\delta}}{\cosh \frac{d}{\delta} - \cos \frac{d}{\delta}} \quad [W / m^3] \quad (3.1)$$

Pokud zanedbáme vytlačování magnetického toku v plechu díky vířivým proudům při velmi vysoké frekvenci, hloubku vniku δ nebude výrazně ovlivněna a vztah (3.1), můžeme vyjádřit jako [9]:

$$\frac{P_V}{V_{Fe}} = \frac{\pi^2 \cdot B^2 \cdot d^2}{6 \cdot \rho_{Fe}} \cdot f^2 \quad [W / m^3] \quad (3.2)$$



Kde B je magnetická indukce v jádře statoru, d je tloušťka plechu, ρ_{Fe} je měrná rezistivita jádra statoru a f je frekvence napájecího zdroje. Podle vztahu (3.2) lze vidět, že pro omezení vířivých ztrát je zapotřebí co nejvyšší měrný odpor statorového jádra a co nejtenčí plech.[9] Dnešní jakostní plechy mají tloušťku $d = 0.2 \div 0.35 \text{ mm}$.

2.1.2 Hysterezní ztráty

Hysterezní ztráty, jsou příčinou nežádoucího zahřívání plechů při střídavém magnetování. V programu Ansoft maxwell, počítáme hysterezní ztráty ze vztahu:

$$P_h = K_h \cdot f \cdot (B_m)^2 \quad [W; -, \text{hz}; T] \quad (3.3)$$

Kde K_h je koeficient hysterezních ztrát, f je napájecí frekvence a B_m je maximální magnetická indukce v jádře statoru. Pro získání koeficientu hysterezních ztrát K_h vyjdeme z celkového ztrátového výkonu v plechu.

Celkové ztráty při jedné frekvenci jsou dány rovnicí:

$$P = P_h + P_e + P_{ex} = K_h \cdot f \cdot (B_m)^2 + K_c \cdot (f \cdot B_m)^2 + K_{ex} \cdot (f \cdot B_m)^{\frac{3}{2}} \quad (3.4)$$

$$P = P_h + P_e + P_{ex} = K_1 (B_m)^2 + K_2 \cdot (B_m)^{\frac{3}{2}} \quad (3.5)$$

$$K_1 = K_h \cdot f + K_c \cdot f^2 \quad \text{a} \quad K_2 = K_e \cdot f^{\frac{3}{2}} \quad (3.6)$$

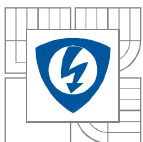
$$f(K_1 K_2) = \sum \left[P_{vi} - \left(K_1 (B_{mi})^2 + K_2 \cdot (B_{mi})^{\frac{3}{2}} \right)^2 \right] = \min \quad (3.7)$$

Kde P_{vi} a B_{mi} jsou hodnoty ze změřené ztrátové křivky plechu.

Koeficient vířivých ztrát K_c můžeme vypočítat z rovnice (3.2). Pro získání koeficientů K_1 a K_2 bude řešena rovnice (3.7) pomocí metody nejmenších čtverců tak, aby součet druhých mocnin byl minimální. Hysterezní a přídavné ztráty poté vypočítáme jako:

$$K_h = (K_1 - K_c \cdot f_0^2) / f_0 \quad (3.8)$$

$$K_{ex} = K_2 / f_0^{\frac{3}{2}} \quad (3.9)$$



2.2 Ztráty ve satorovém vinutí

Základní vztah pro výpočet ztrát ve vinutí:

$$P_{cu} = 3 \cdot R_{Cu} \cdot I_n^2 \quad [W; \Omega; A] \quad (3.10)$$

Bohužel činný odpor satorového vinutí je díky skin-efektu závislý na frekvenci. S rostoucím kmitočtem se zmenšuje hloubka vniku δ a odpor se do mezní frekvence zvyšuje.

Hloubka vniku je dána vztahem:

$$\delta_{cu} = \sqrt{\frac{\rho_{cu}}{\pi \cdot f \cdot \mu_0 \cdot \mu_r}} \quad [\Omega m; Hz; H / m] \quad (3.11)$$

Za mezní stav se pokládá stav, kdy se hloubka vniku zmenší na polovinu tloušťky vodiče.

$$\delta_{cu} = \frac{d}{2} \quad [m; m] \quad (3.12)$$

2.3 Výpočet třecího momentu

Celkový třecí moment podle katalogu SKF [15] lze vypočítat:

$$M = M_{rr} + M_{sl} + M_{seal} + M_{drag} \quad (3.13)$$

Kde: M_{rr} je moment valivého tření, M_{sl} moment smykového tření, M_{seal} třecí moment těsnění, M_{drag} třecí moment způsobený odporem brodění, hnětením, odstříkovaním. Největší podíl na tvorbě třecího momentu mají složky valivé a smykové.

Moment valivého tření [15]:

$$M_{rr} = G_{rr} \cdot (\nu \cdot n)^{0,6} \quad (3.14)$$

Kde: G_{rr} proměnná, která závisí na typu ložiska, průměru ložiska, radiálním a axiálním zatížení. $\nu [mm^2/s]$ je kinematická viskozita maziva a $n [min^{-1}]$ otáčky mechanické.

Moment smykového tření [15]:

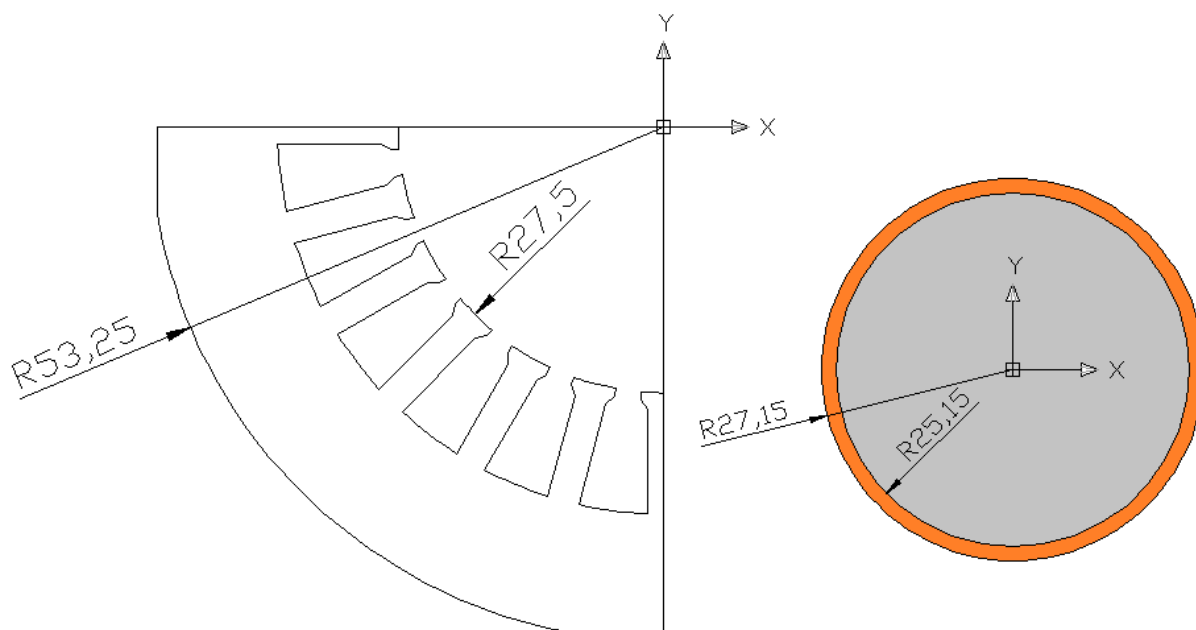
$$M_{sl} = G_{sl} \cdot \mu_{sl} \quad (3.15)$$

G_{sl} proměnná, která závisí na typu, průměru a zatížení ložiska. μ_{sl} Součinitel smykového tření.

3 MODEL STÁVAJÍCÍHO VYSOKOOTÁČKOVÉHO MOTORU

Model stávajícího vysokootáčkového motoru byl vytvořen v programu maxwell. V *preprocesoru* jsou definovány materiály, zadaná geometrie, okrajové podmínky a vytvořená síť konečných prvků.

Při analýze nastavíme potřebný krok simulace tak, aby při výpočtu byla vzorkovací frekvence dostatečná. Posledním krokem je zadání mechanických vlastností rotoru. Konkrétně moment setrvačnosti, tlumení a zátěžný moment. Extrakce parametrů proběhne v *Post-procesoru*.



Obrázek 3-1: Segment statorového plechu a masivní rotor s měděným prstencem

3.1 Materiály

Model je vytvořen jako dvourozměrný. Dvourozměrný model nepočítá s rozptylem čel vinutí ani s odporem čel vinutí. Aby byla do výpočtu zahrnuta i konečná délka jádra rotoru a měděného prstence, je zapotřebí přepočítat vodivost.

3.1.1 Přepočet vodivosti mědi a ocele

Vodivost mědi vodivost oceli je zjištěna z [20]. Přepočet provedeme na teplotu $\vartheta = 115^\circ\text{C}$.

Přepočet mědi:

$$\sigma_{Cu115} = (1,68 \cdot 10^{-8} \cdot (1 + 0,004 \cdot 115))^{-1} = 4,07 \cdot 10^7 \text{ S} \cdot \text{m}^{-1}$$

Přepočet oceli:

$$\sigma_{Fe115} = (7,496 \cdot 10^{-7} \cdot (1 + 0,0023 \cdot 115))^{-1} = 1,055 \cdot 10^7 \text{ S} \cdot \text{m}^{-1}$$

Vodivost mědi se přepočítá podle Russellova koeficientu.

$$\sigma_{Cu} = k_{Russell} \cdot \sigma_{Cu115} = 1 - \frac{2 \cdot \tau_p}{\pi \cdot l_{fe}} \cdot \tanh\left(\frac{\pi \cdot l_{fe}}{2 \cdot \tau_p}\right) \cdot \sigma_{Cu} = 1 - \frac{2 \cdot 0,0864}{\pi \cdot 0,052} \cdot \tanh\left(\frac{\pi \cdot 0,052}{2 \cdot 0,0864}\right) \cdot 4,071 \cdot 10^7 =$$

$$\sigma_{Cu} = 0,2197 \cdot 4,071 \cdot 10^7 = 8,9448 \cdot 10^6 \text{ S} \cdot \text{m}^{-1}$$

$$\sigma_{Fe} = 0,2197 \cdot 1,055 \cdot 10^6 = 231783 \text{ S} \cdot \text{m}^{-1}$$

3.1.2 Přepočet parametrů statoru

Parametry statoru přepočtl pan Svoreň ve své diplomové práci [5].

Zadaná vodivost mědi: $\sigma_{cu} = 11,89 \cdot 10^6 \text{ S} \cdot \text{m}^{-1}$

Celková indukčnost vinutí: $L_1 = 1,19 \cdot 10^{-3} \text{ H}$

3.1.3 Magnetizační charakteristika rotoru

Tabulka 2: Magnetizační charakteristika oceli 11600 rotoru [5].

B [T]	H [A/m]
0,10	100
0,15	150
0,20	200
0,25	250
0,30	350
0,35	400
0,40	500
0,45	600
0,50	700
0,60	900
0,80	1550
1,00	2500
1,20	3750
1,40	5800
1,60	9750

3.1.4 Magnetizační charakteristika a měrné ztráty plechu M290-50A

Měrné ztráty v železe M290-50A určím aproximací hodnot od výrobců dynamoplechů.

Tabulka 3: Magnetizační charakteristika a měrné ztráty plechu M290-50A[16]

Plech M290 -50A			
B [T]	H [A/m]	J [T]	Δp [W/kg] pro 666,7 Hz
0,1000	32,2	0,10	0
0,2001	42,9	0,20	0,81
0,3001	50,3	0,30	2,99
0,4001	57,1	0,40	6,15
0,5001	63,9	0,50	10,46
0,6001	71,4	0,60	15,67
0,7001	79,9	0,70	22,35
0,8001	89,9	0,80	30,59
0,9001	103	0,90	40,59
1,0001	119	1,00	52,79
1,1002	144	1,10	67,12
1,2002	184	1,20	
1,3003	271	1,30	
1,4007	549	1,40	
1,5019	1500	1,50	
1,6044	3520	1,60	
1,7084	6700	1,70	
1,8143	11400	1,80	

Výpočet magnetické indukce B [T] z magnetické polarizace J [T]:

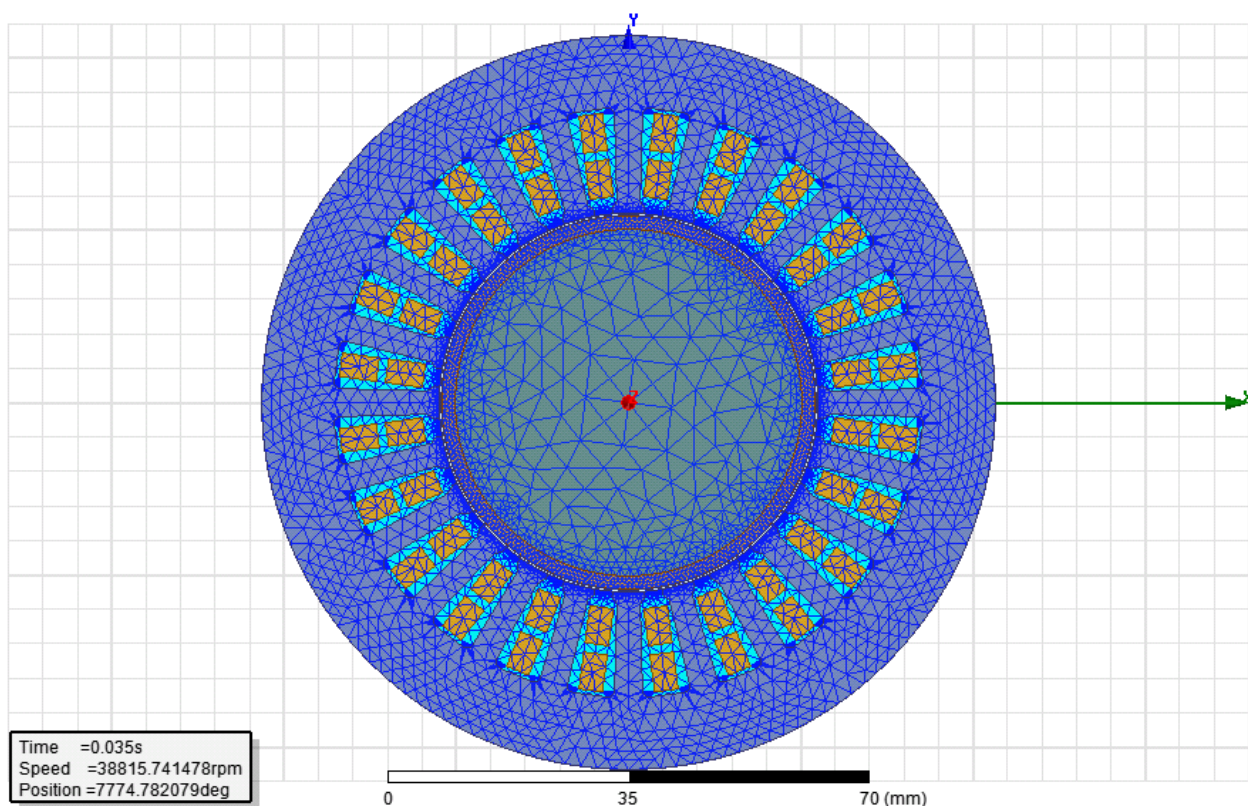
$$B = \mu_0 \cdot H + J = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 11400 + 1,8 = 1,8143T$$

3.2 MESH

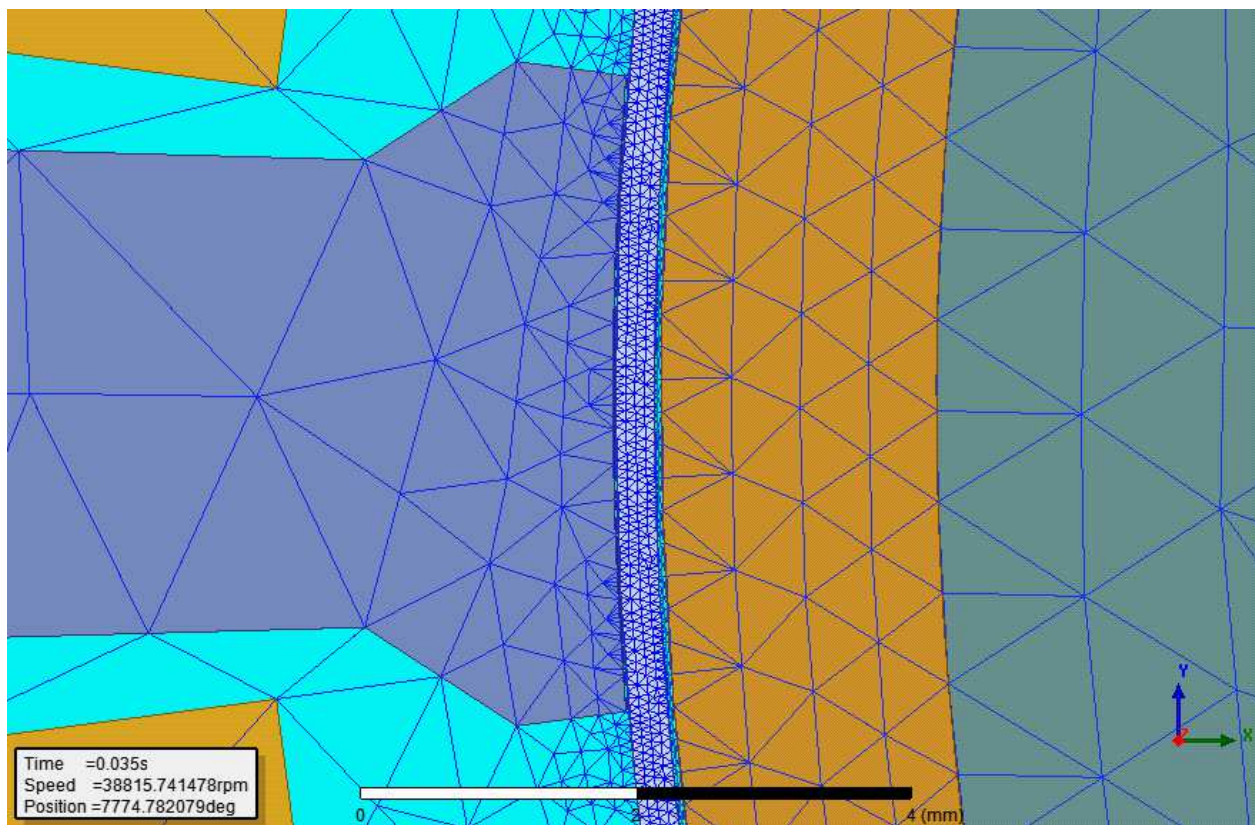
Důležitý proces při sestavování numerického modelu je správné nastavení hustoty sítě. V místech, kde očekáváme prudkou změnu prostředí, zavedeme větší hustotu sítě. Větší hustota sítě byla zavedena u přechodu měď/pevné rotorové ocelové jádro. Prvky použité jsou lineární trojúhelníkové.

Tabulka 4: zvolená hustota sítě

Materiál	Délka elementu [mm]
Měděný prstenec	1,0
Stator	4,0
Vzduchová vrstva	0,1



Obrázek 3-2: Výsledná mesh, počet elementů 49202



Obrázek 3-3: Detailní pohled na mesh v okolí vzduchové mezery

3.3 Analýza

Pro řešení úlohy je potřeba nastavit celkový čas dané simulace a krok. Asynchronní motor má frekvenci napájení $f = 666,7 \text{ Hz}$. Jedna jeho periodu tedy je $T = 1,5 \text{ ms}$. Pro správný výpočet je zapotřebí zvolit dostatečný vzorkovací interval. Vzorkovací interval byl zvolen tak, aby z jedné periody napájecí frekvence bylo odečteno 200 vzorků a tedy $T_s = 7,5 \mu\text{s}$.

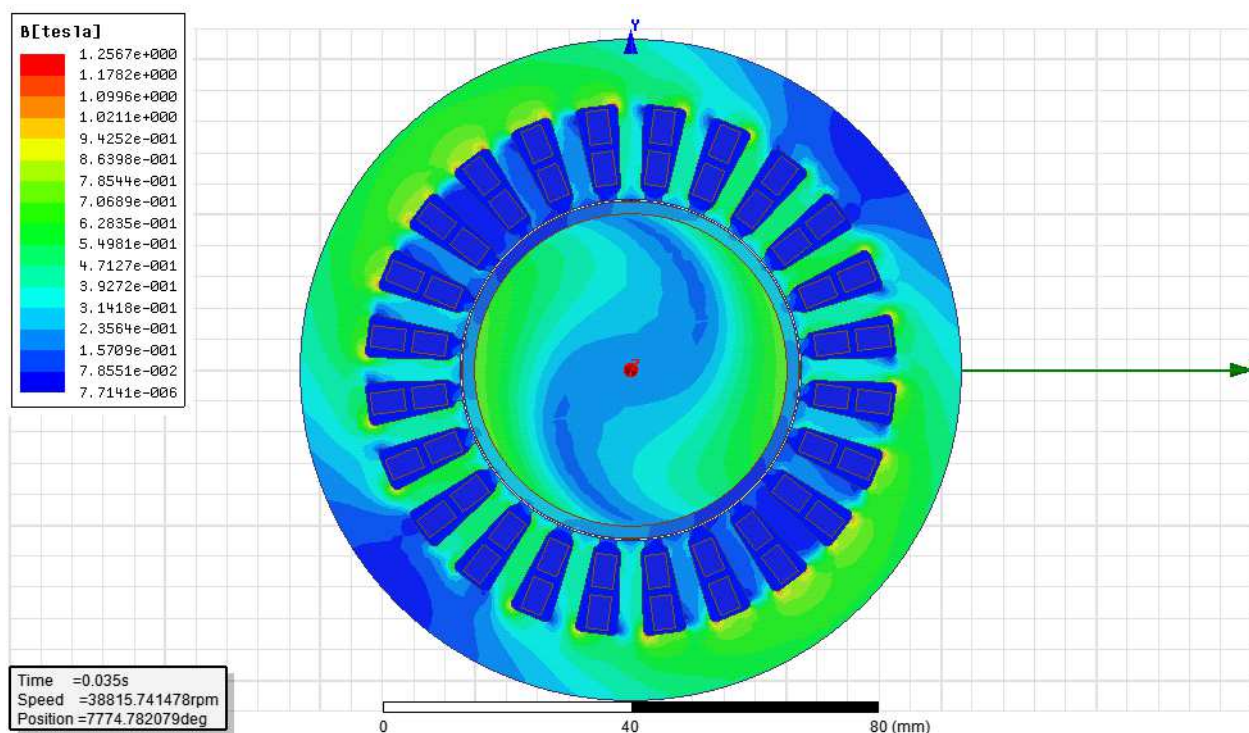
Pro řešení byla zadána mechanická zátěž. Byl zadán požadovaný moment na hřídeli stroje při zatížení $M_z = 0,367 \text{ Nm}$. Při simulaci stavu naprázdno je moment $M_z = 0 \text{ Nm}$. Dále bylo zadáno tlumení $D_\omega [\text{Nm} \cdot \text{s} / \text{rad}]$ vypočtené z doběhové charakteristiky a zmenšený moment setrvačnosti $J [\text{kg} \cdot \text{m}^2]$ pro urychlení přechodového děje.

Tlumení:

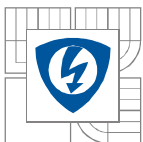
$$D = \frac{M_z}{\omega} = \frac{0,071}{4227,8} = 1,68 \cdot 10^{-5} \frac{\text{Nm} \cdot \text{s}}{\text{rad}}$$

3.4 Post-processor

3.4.1 Jmenovitý chod při frekvenci sinusového napájení 666,7 Hz



Obrázek 3-4: rozložení magnetické indukce v čase $t = 35 \text{ ms}$.



Tabulka 5: Extrahované hodnoty motoru z programu maxwell

Parametr		Maxwell
Otáčky	$n[\text{min}^{-1}]$	38835,4
Napětí fáze	$U[\text{V}]$	230,0
Proud fáze	$I[\text{A}]$	5,924
Příkon	$P_1[\text{W}]$	2236,2
Ztráty ve vinutí	$\Delta P_{j1}[\text{W}]$	72,2
Ztráty v rotoru	$\Delta P_{j2}[\text{W}]$	361,0
Ztráty v železe	$\Delta P_{Fe}[\text{W}]$	55,82
Ztráty mechanické	$\Delta P_{mech}[\text{W}]$	254,65*
Celkové Ztráty	$\Delta P[\text{W}]$	743,67
Výkon na hřídeli	$\Delta P_2[\text{W}]$	1492,53
Moment na hřídeli	$M[\text{Nm}]$	0,367

Výkon na hřídeli:

$$P_2 = M \cdot \omega = 0,367 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 38835,4 \cdot \frac{1}{60} = 1492,53\text{W}$$

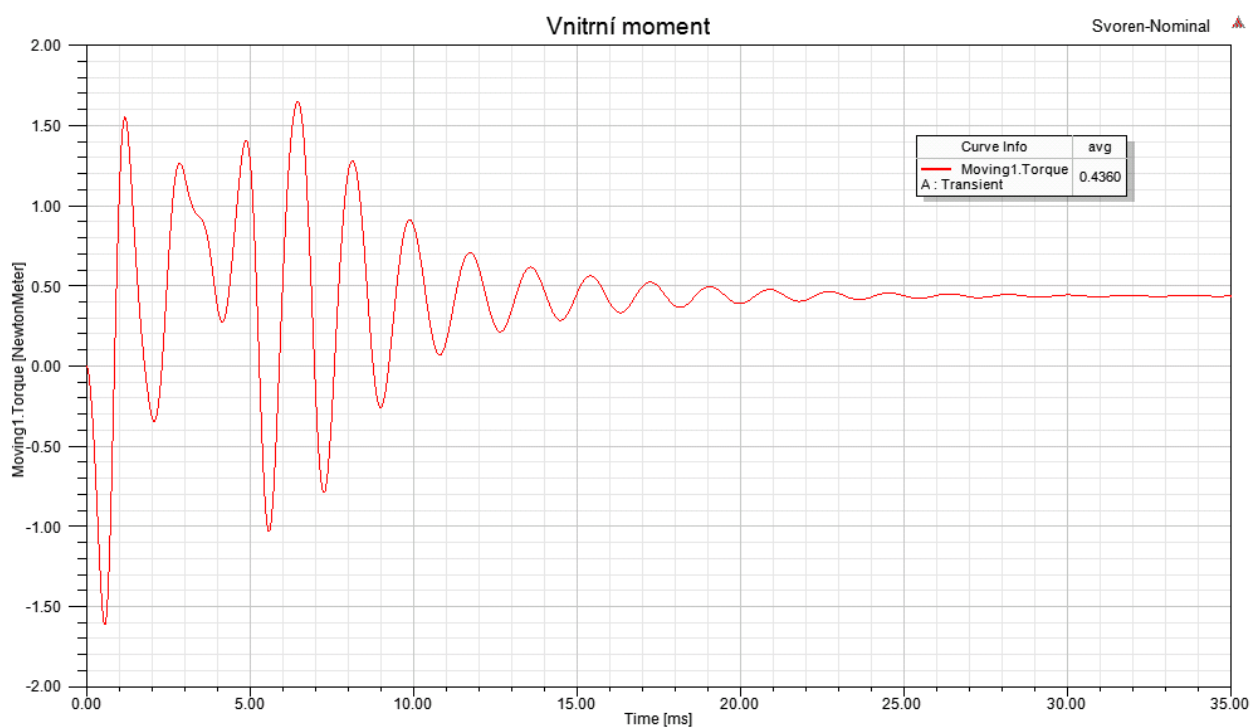
Celkové ztráty:

$$\Delta P = P_1 - P_2 = 2236,2 - 1492,53 = 743,67\text{W}$$

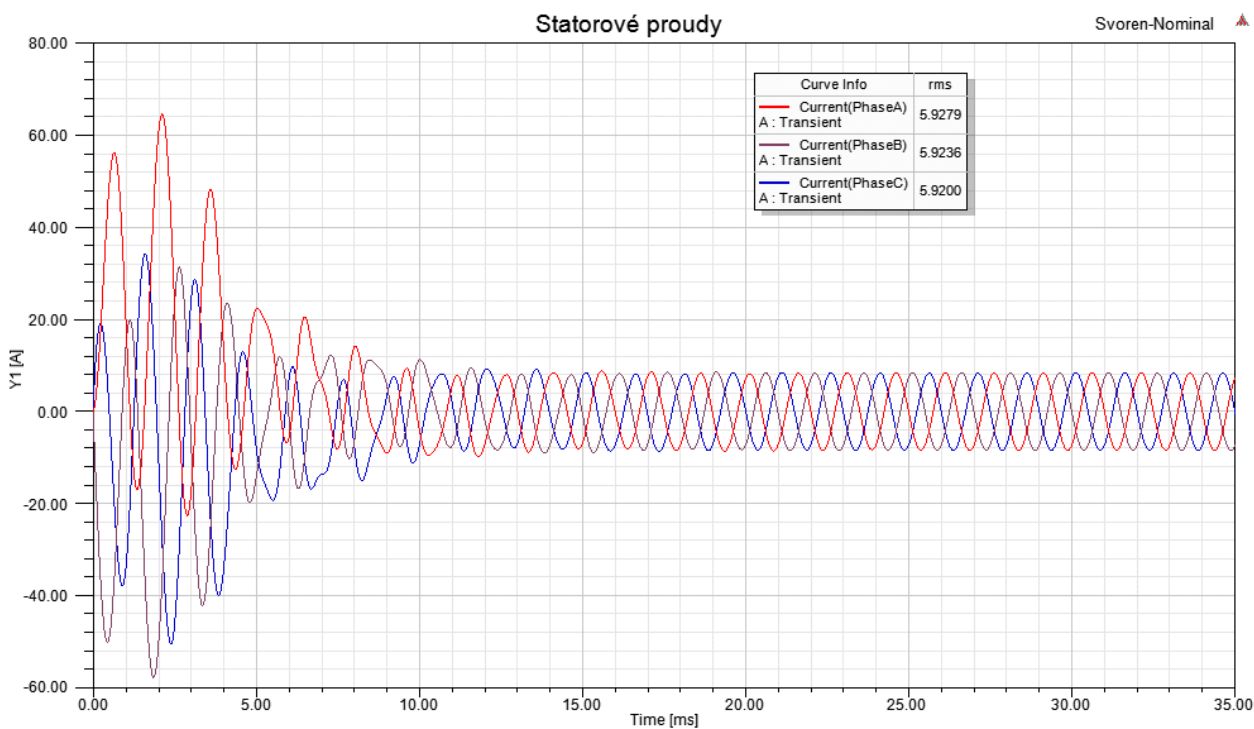
Mechanické ztráty:

$$\Delta P_{mech..} = \Delta P - P_{j1} - P_{j2} - P_{Fe} = 743,67 - 72,2 - 361,0 - 55,82 = 254,65\text{W}$$

*) Mechanické ztráty jsou spočítané jako ztráty zbytkové k rozdílu příkon, výkon a jednotlivých složek ztrát.

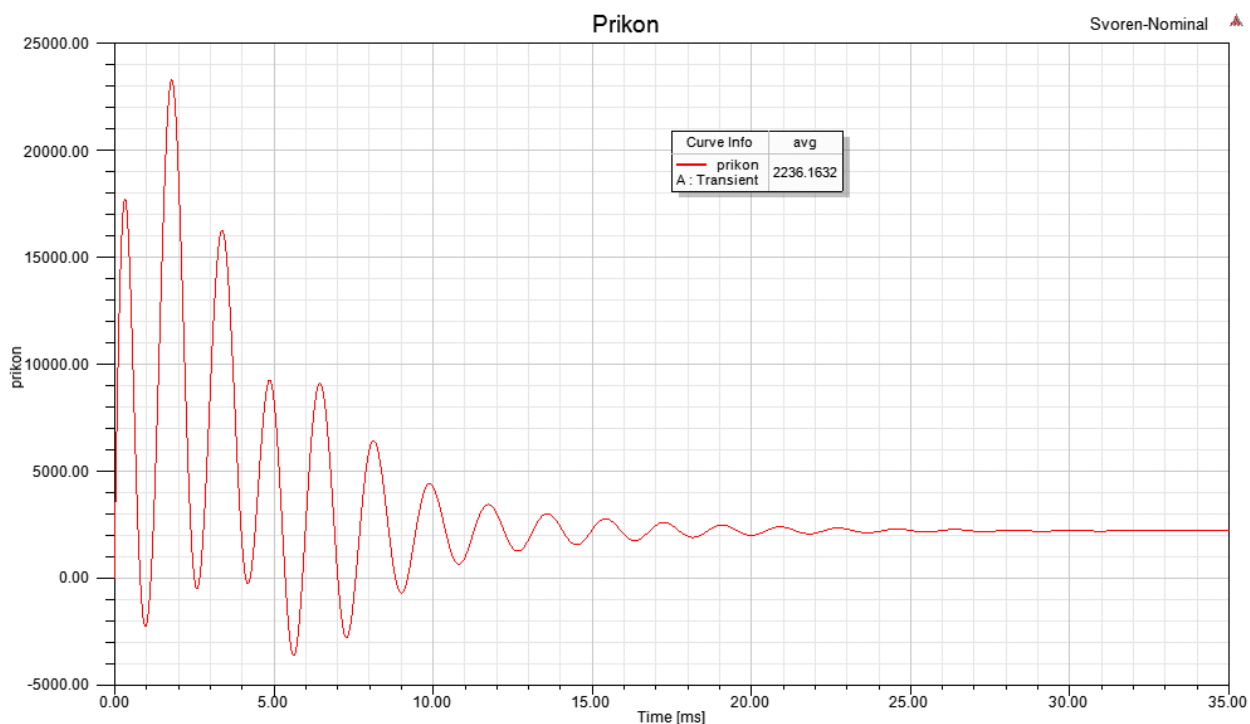


Obrázek 3-5: Průběh vnitřního momentu $m_i = f(t)$

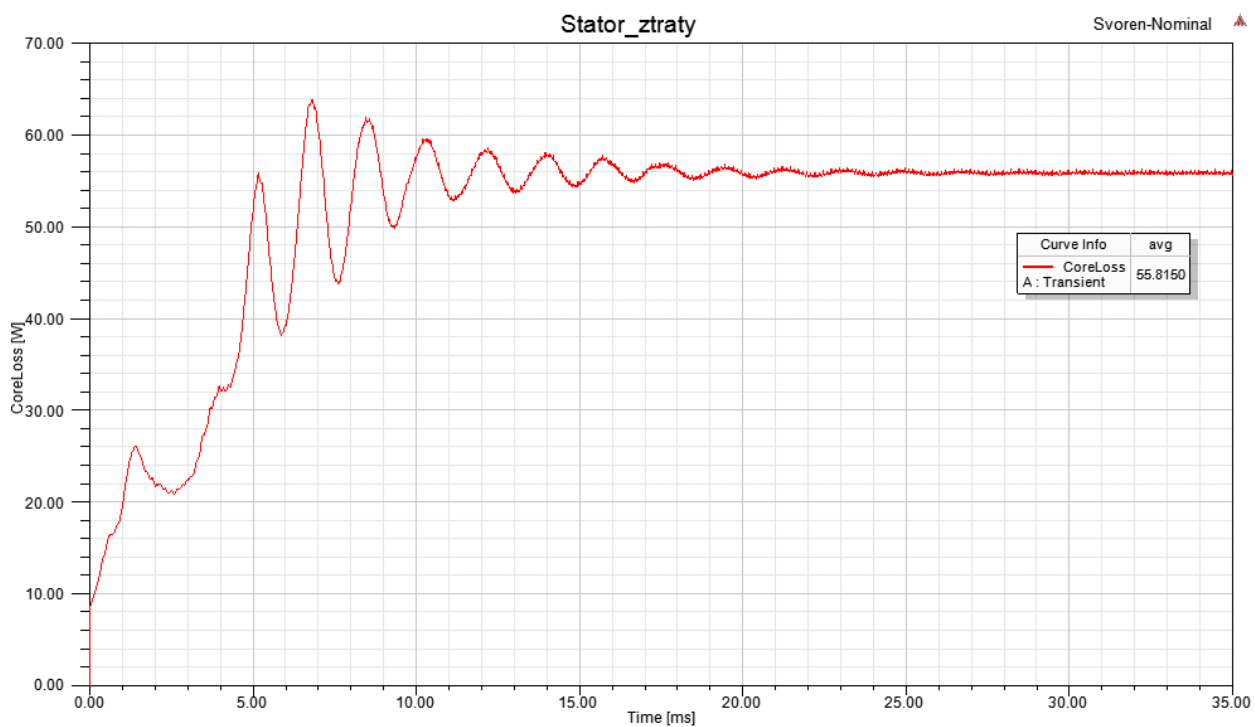


Obrázek 3-6: Časový průběh statorových proudů $i_s = f(t)$

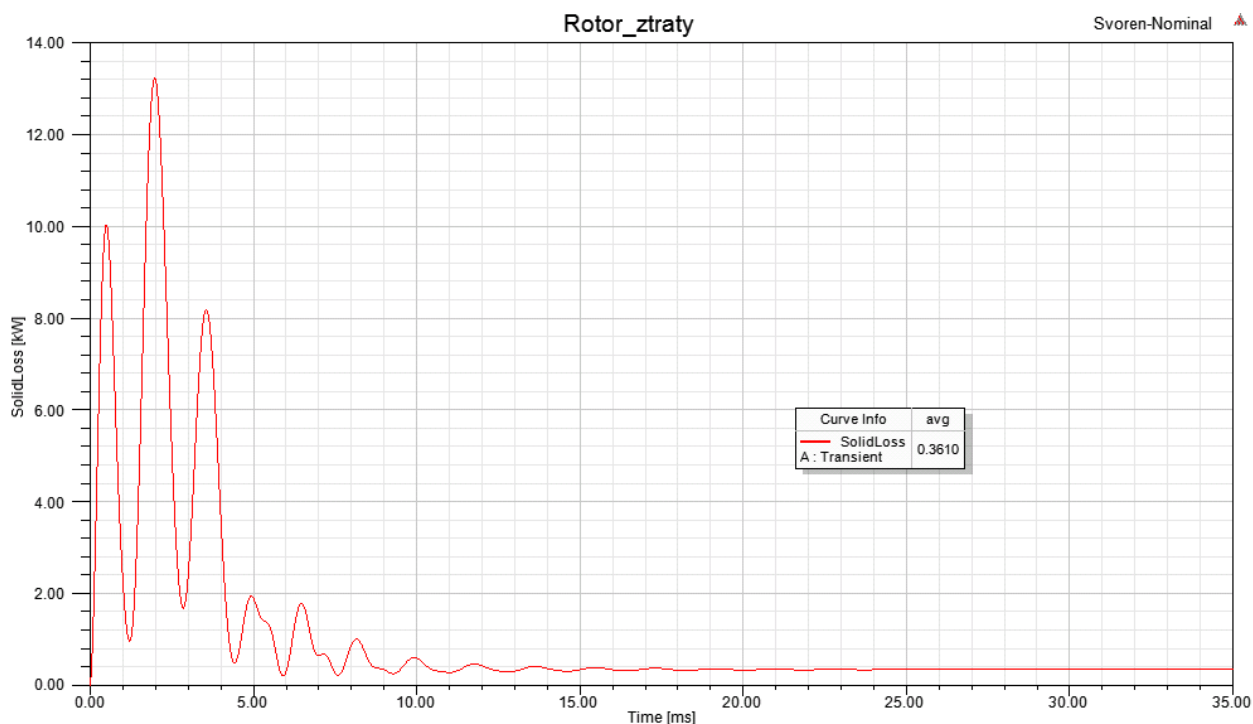
Příkon byl vypočten jako součet okamžitých výkonů jednotlivých fází. Po ustálení přechodového děje, odečteme pomocí funkce *Average*.



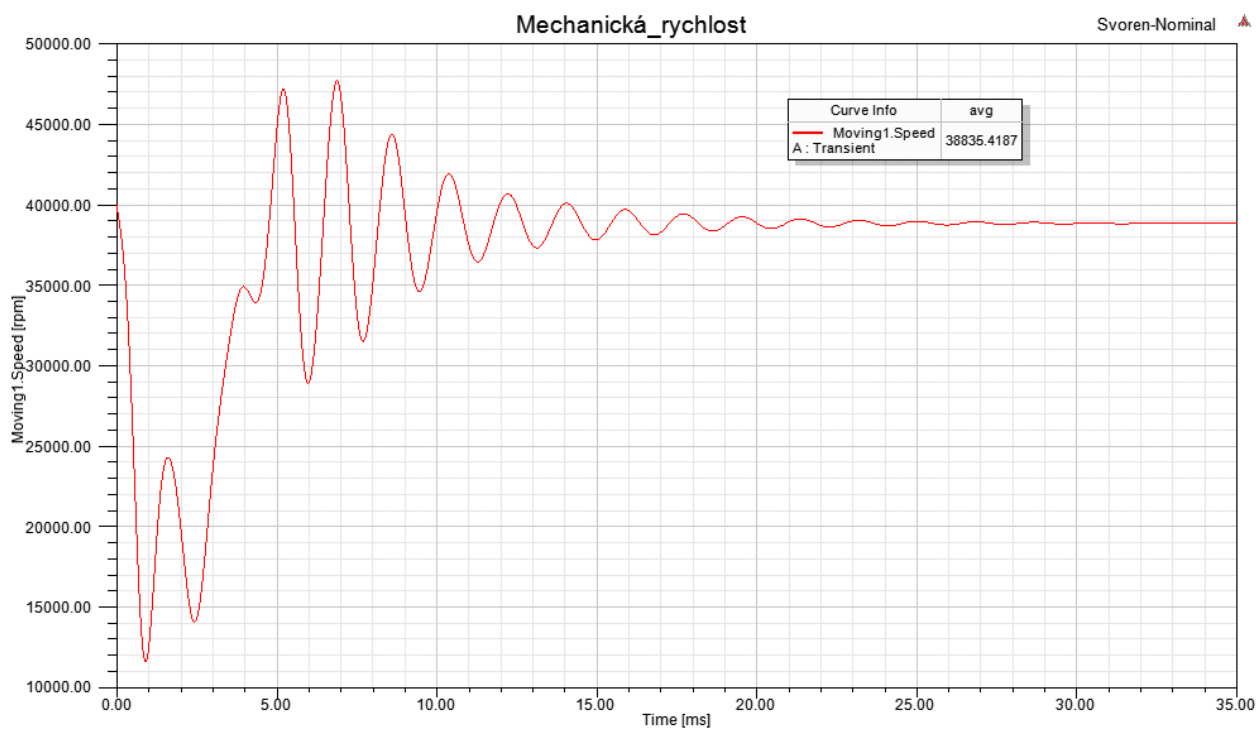
Obrázek 3-7: Průběh okamžité hodnoty příkonu $P_1 = f(t)$



Obrázek 3-8: Průběh okamžitých ztrát v železe $\Delta P_{Fe} = f(t)$



Obrázek 3-9: Průběh okamžitých ztrát v rotoru $\Delta P_{j2} = f(t)$



Obrázek 3-10: Průběh okamžité mechanické rychlosti $n = f(t)$

Výpočet ztrát v rotoru pomocí funkce kalkulačka:

Výpočet ztrát v měděném prstenci:

$$P_{cu} = \int \bar{E} \cdot \bar{J} dV = \int \frac{\bar{J}}{\sigma} \cdot \bar{J} = \int \frac{\bar{J}}{8,9448 \cdot 10^6} \cdot \bar{J} = 7018,97 \frac{W}{m}$$

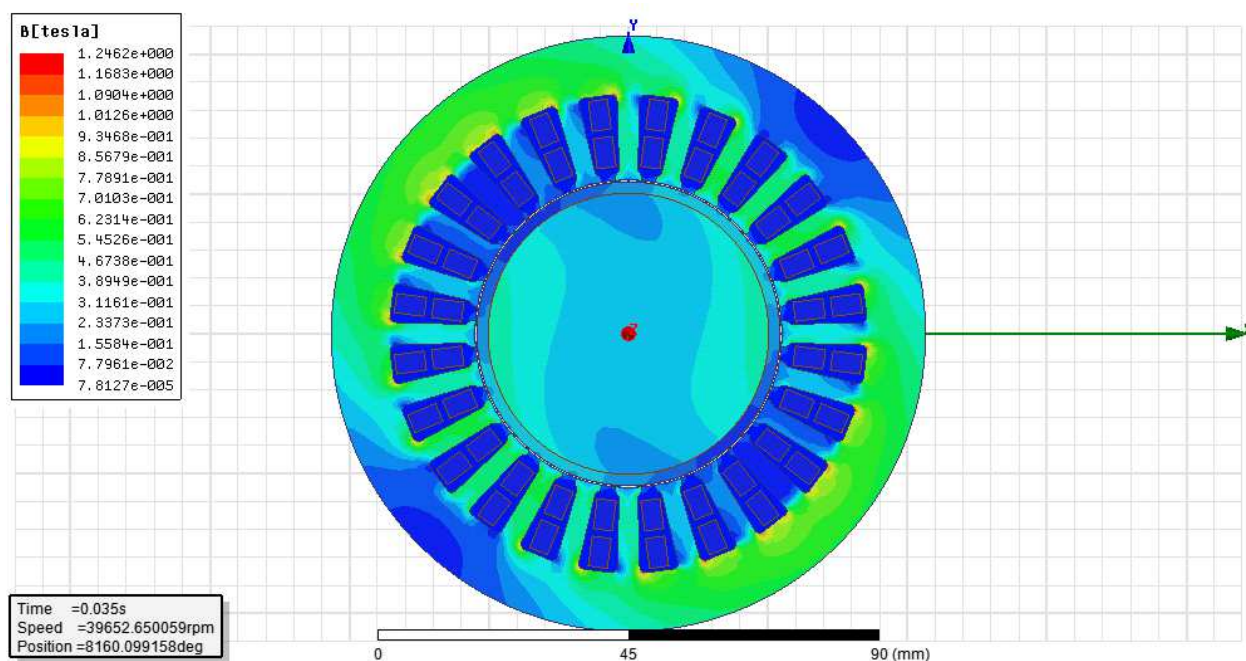
$$P_{cu} = 7018,97 \cdot 0,052 = 364,99W$$

Výpočet ztrát v oceli:

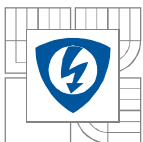
$$P_{11600} = \int \bar{E} \cdot \bar{J} dV = \int \frac{\bar{J}}{\sigma} \cdot \bar{J} = \int \frac{\bar{J}}{2,454 \cdot 10^5} \cdot \bar{J} = 75,57 \frac{W}{m}$$

$$P_{cu} = 75,57 \cdot 0,052 = 3,93W$$

3.4.2 Chod naprázdno při frekvenci sinusového napájení 666,7 Hz



Obrázek 3-11: Rozložení magnetické indukce při chodu naprázdno v čase $t = 35ms$.



Tabulka 6: Extrahované hodnoty motoru z programu maxwell

Parametr		Maxwell
Otáčky	$n[\text{min}^{-1}]$	39715,17
Napětí fáze	$U[\text{V}]$	230,0
Proud fáze	$I[\text{A}]$	4,78
Příkon	$P_1[\text{W}]$	647,54
Ztráty ve vinutí	$\Delta P_{j1}[\text{W}]$	47,0
Ztráty v rotoru	$\Delta P_{j2}[\text{W}]$	286,7
Ztráty v železe	$\Delta P_{Fe}[\text{W}]$	57,1
Ztráty mechanické	$\Delta P_{mech}[\text{W}]$	256,74
Celkové Ztráty	$\Delta P[\text{W}]$	647,54
Výkon na hřídeli	$\Delta P_2[\text{W}]$	0
Moment na hřídeli	$M[\text{Nm}]$	0

Mechanické ztráty:

$$\Delta P_{mech..} = \Delta P - P_{j1} - P_{j2} - P_{Fe} = 647,54 - 47,0 - 286,7 - 57,1 = 256,74\text{W}$$

Výpočet ztrát v rotoru pomocí funkce kalkulačka:

Výpočet ztrát v měděném prstenci:

$$P_{cu} = \int \vec{E} \cdot \vec{J} dV = \int \frac{\vec{J}}{\sigma} \cdot \vec{J} = \int \frac{\vec{J}}{8,9448 \cdot 10^6} \cdot \vec{J} = 5658,53 \frac{\text{W}}{\text{m}}$$

$$P_{cu} = 5658,53 \cdot 0,052 = 294,24\text{W}$$

Výpočet ztrát v oceli:

$$P_{11600} = \int \vec{E} \cdot \vec{J} dV = \int \frac{\vec{J}}{\sigma} \cdot \vec{J} = \int \frac{\vec{J}}{2,454 \cdot 10^5} \cdot \vec{J} = 75,57 \frac{\text{W}}{\text{m}}$$

$$P_{cu} = 7,06 \cdot 0,052 = 0,367\text{W}$$

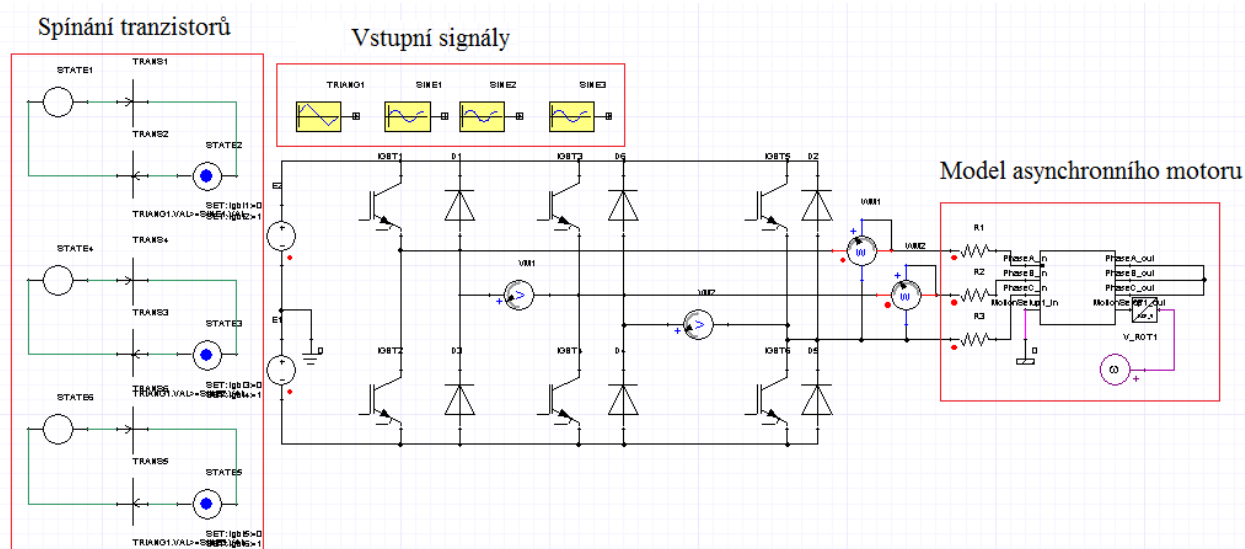
3.4.3 Napájení z frekvenčního měniče

Model měniče byl vytvořen v programu Ansoft Simplorer. Simplorer je simulační program který umožňuje vložení konečno-prvkového modelu do systému a zajistit tak celkovou analýzu systému. Simplorer obousměrně komunikuje s programem Maxwell, ve kterém byl vytvořen model vysokootáčkového asynchronního stroje.

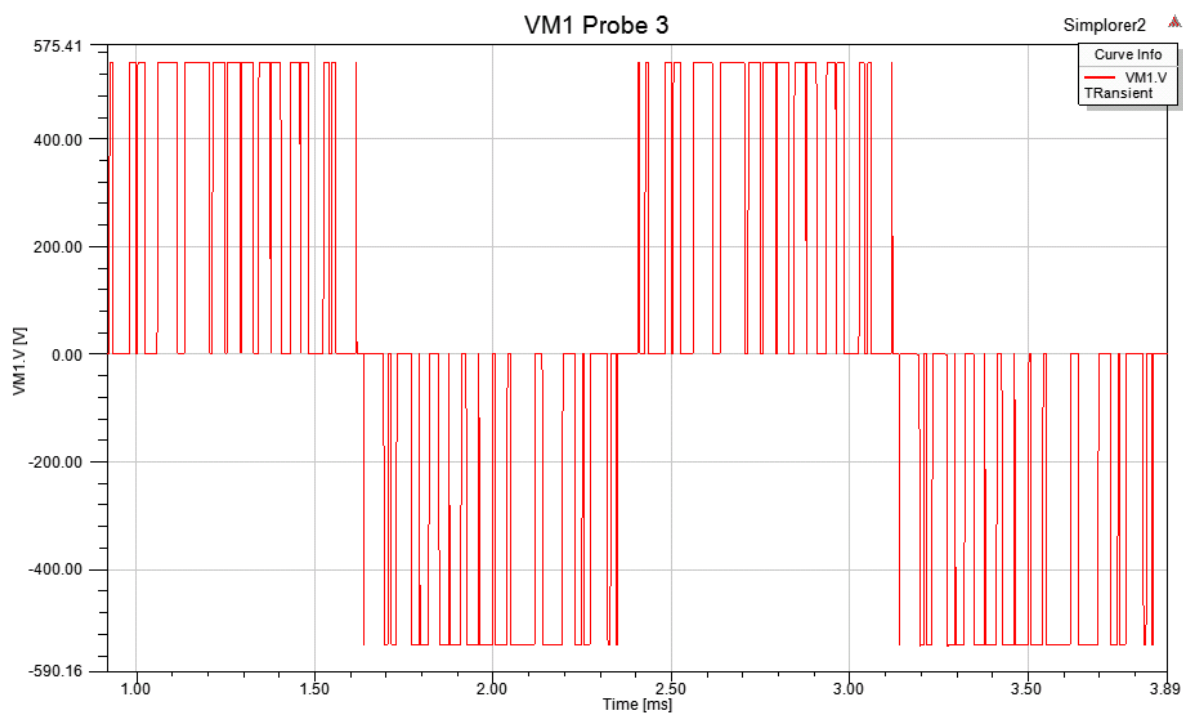
Měnič se skládá z konstantního stejnosměrného zdroje o hodnotě 540V s vyvedenou umělou nulou. Dále je zde šest tranzistorů IGBT a stejný počet zpětných diod. V každé větvi měniče se tranzistory spínají závisle na porovnání nosného trojúhelníkového signálu o frekvenci $f_n = 12\text{kHz}$ se sinusovým signálem od zdroje o frekvenci $f_1 = 666.7\text{Hz}$.

Díky vysokému nosnému signálu, je zapotřebí zmenšit vzorkovací interval. Jedna perioda nosného signálu je $T = 83,3\mu\text{s}$. Vzorkovací perioda byla zvolena $T_s = 1\mu\text{s}$. Z jedné periody tedy bude odečteno 83,3 vzorků. Počet vzorků na jednu periodu je pokládán za dostatečný.

Motor byl zatížen konstantními otáčky o hodnotě 38580min^{-1} , při kterých byl vytvořen vnitřní moment $M_i = 0,437\text{Nm}$. Tento moment se téměř shoduje s momentem z předešlé analýzy. Ve stavu naprázdno byl zatížen konstantními otáčkami o hodnotě 39715min^{-1} .

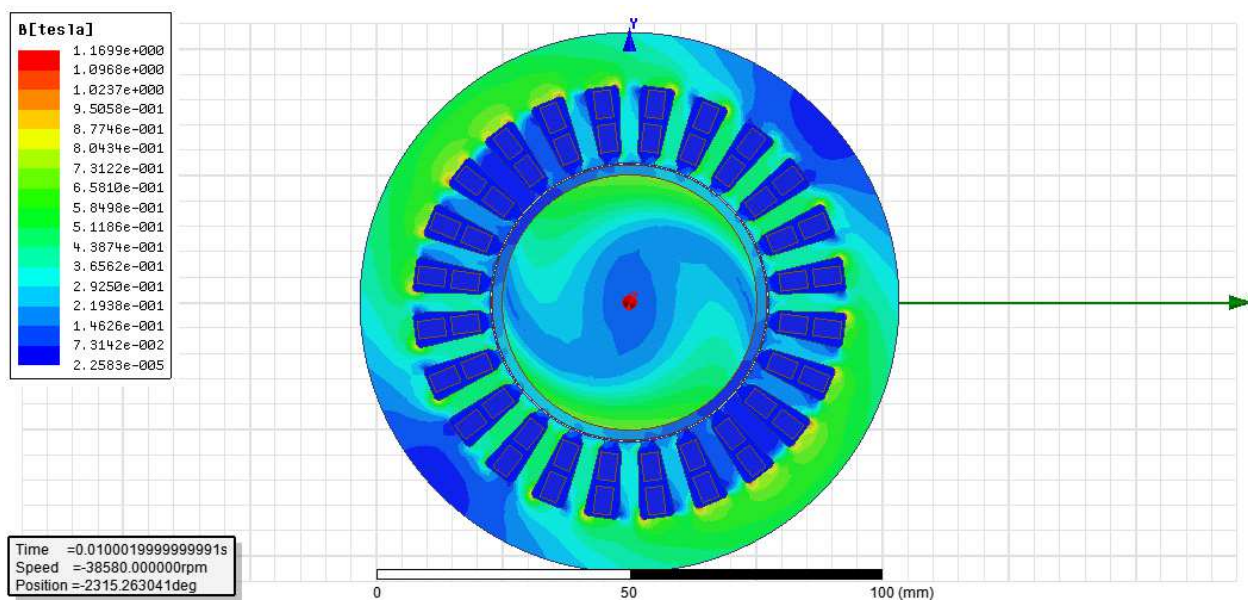


Obrázek 3-12: Model měniče propojený s modelem asynchronního motoru

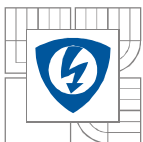


Obrázek 3-13: Výstupní sdružené napětí měniče pracující v režimu PWM

3.4.3.1 Jmenovitý chod motoru při napájení z frekvenčního měniče



Obrázek 3-14: Rozložení magnetické indukce v čase $t = 10\text{ms}$.



Tabulka 7: extrahované parametry z programu Maxwellu

Parametr		Maxwell
Otáčky	$n[\text{min}^{-1}]$	38580
Proud fáze	$I[\text{A}]$	6,43
Příkon	$P_1[\text{W}]$	2398,9
Ztráty ve vinutí	$\Delta P_{j1}[\text{W}]$	85,17
Ztráty v rotoru	$\Delta P_{j2}[\text{W}]$	494,0
Ztráty v železe	$\Delta P_{Fe}[\text{W}]$	80,29
Ztráty mechanické	$\Delta P_{mech}[\text{W}]$	256,77*
Celkové Ztráty	$\Delta P[\text{W}]$	916,19
Výkon na hřídeli	$\Delta P_2[\text{W}]$	1482,71
Moment na hřídeli	$M[\text{Nm}]$	0,367

Výkon na hřídeli:

$$P_2 = M \cdot \omega = 0,367 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 38580 \cdot \frac{1}{60} = 1482,71 \text{ W}$$

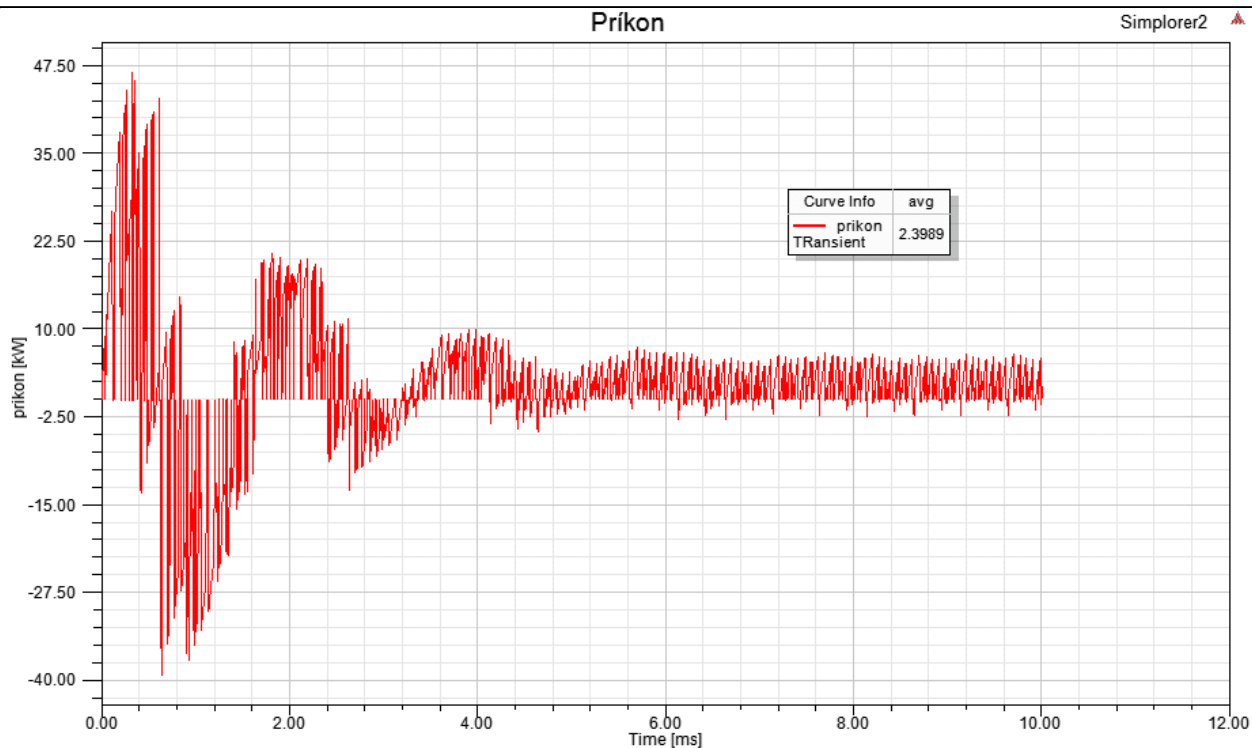
Celkové ztráty:

$$\Delta P = P_1 - P_2 = 2398,9 - 1482,71 = 916,19 \text{ W}$$

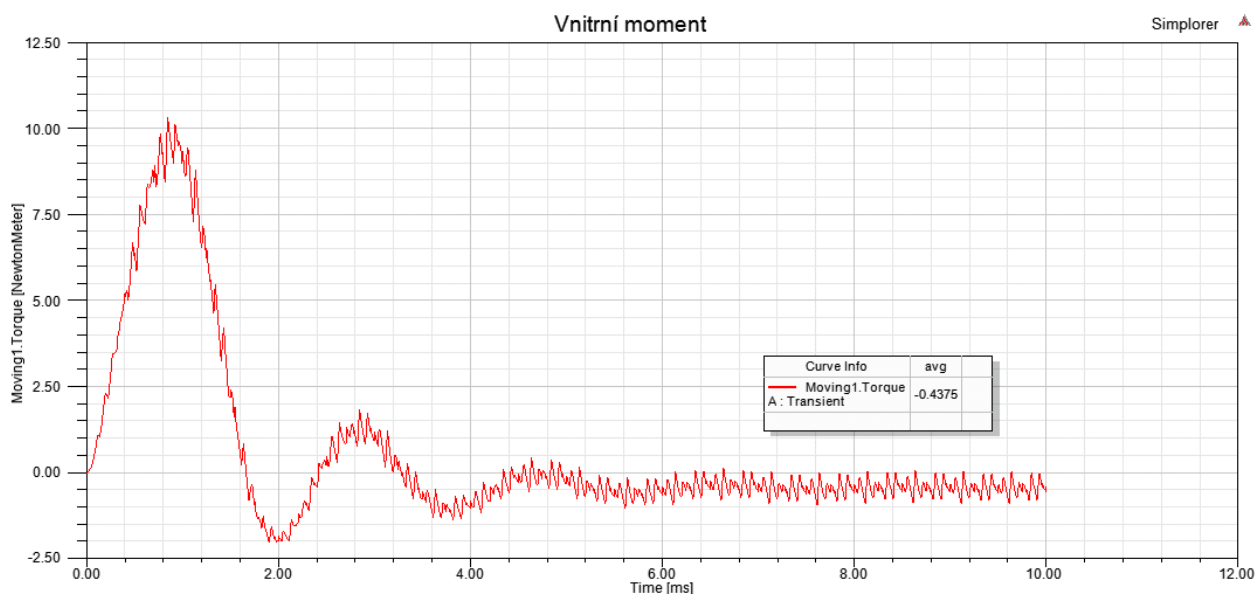
Mechanické ztráty:

$$\Delta P_{mech..} = \Delta P - P_{j1} - P_{j2} - P_{Fe} = 916,19 - 85,17 - 494,0 - 80,25 = 256,77 \text{ W}$$

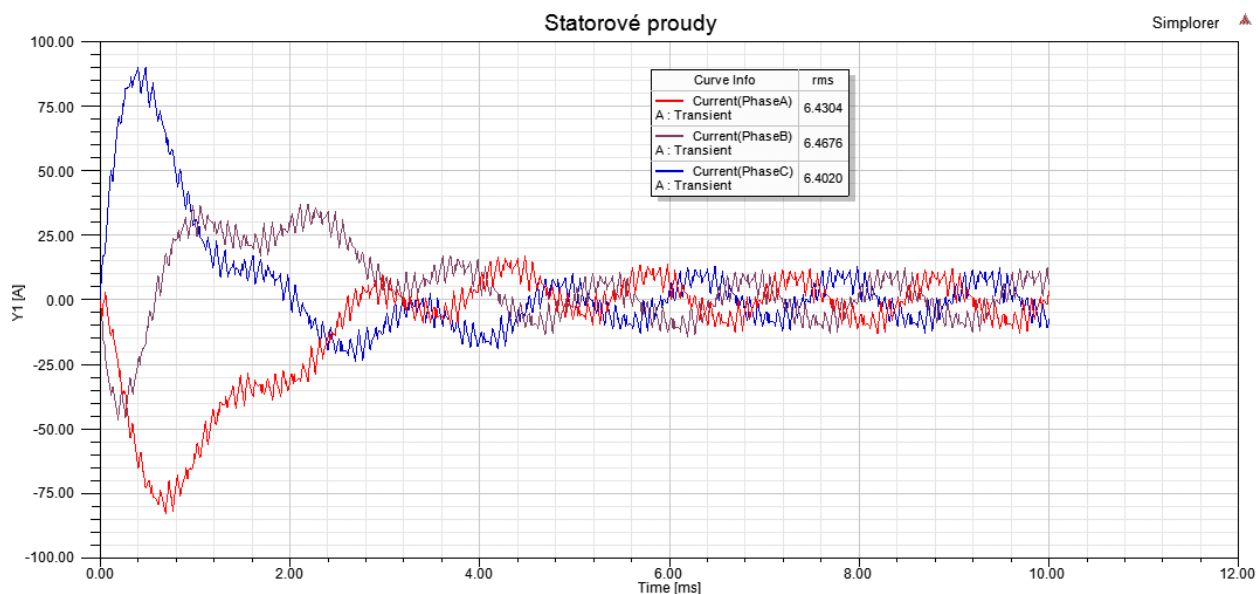
*) Mechanické ztráty jsou spočítané jako ztráty zbytkové k rozdílu příkon, výkon a jednotlivých složek ztrát.



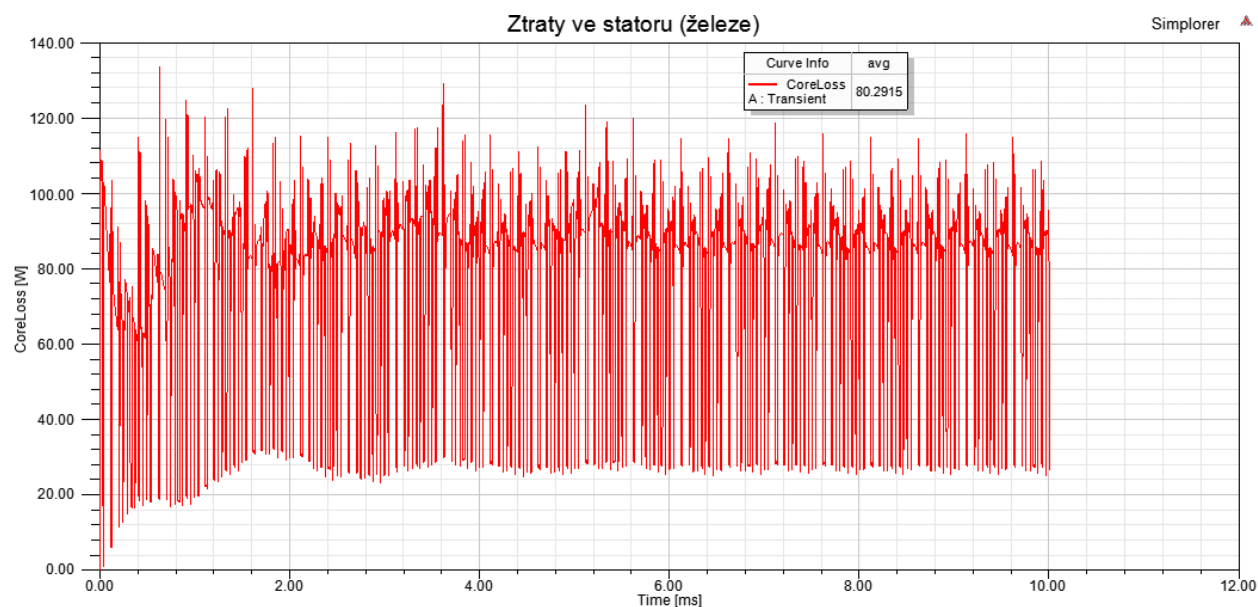
Obrázek 3-15: Příkon motoru $p_1 = f(t)$



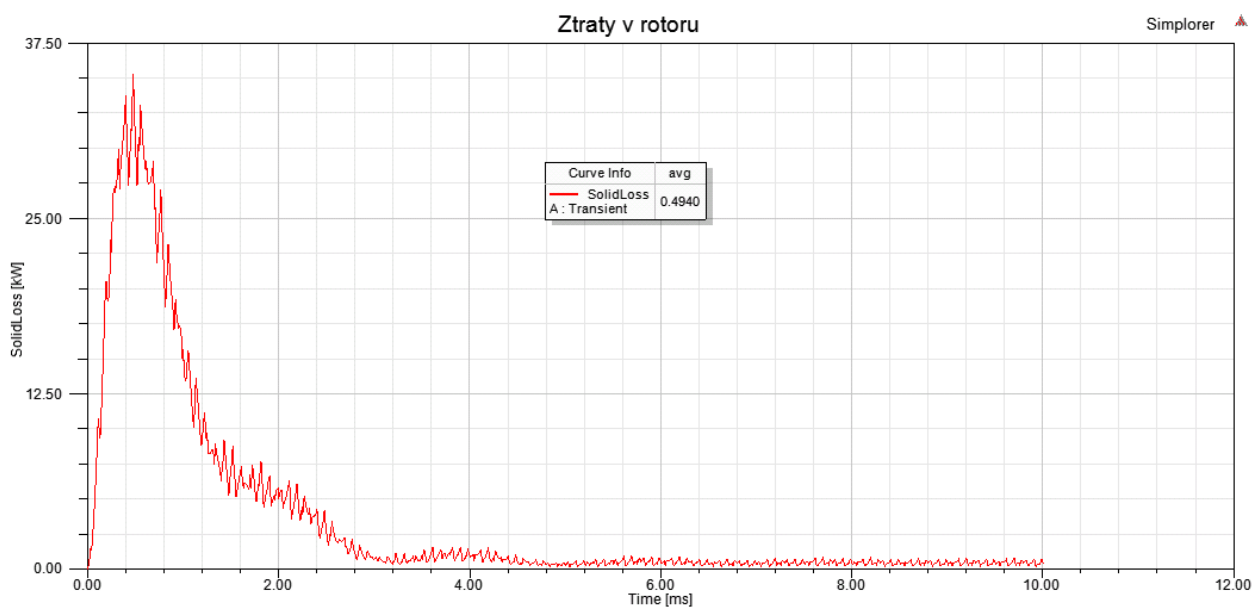
Obrázek 3-16: Časový průběh vnitřního momentu $m_i = f(t)$



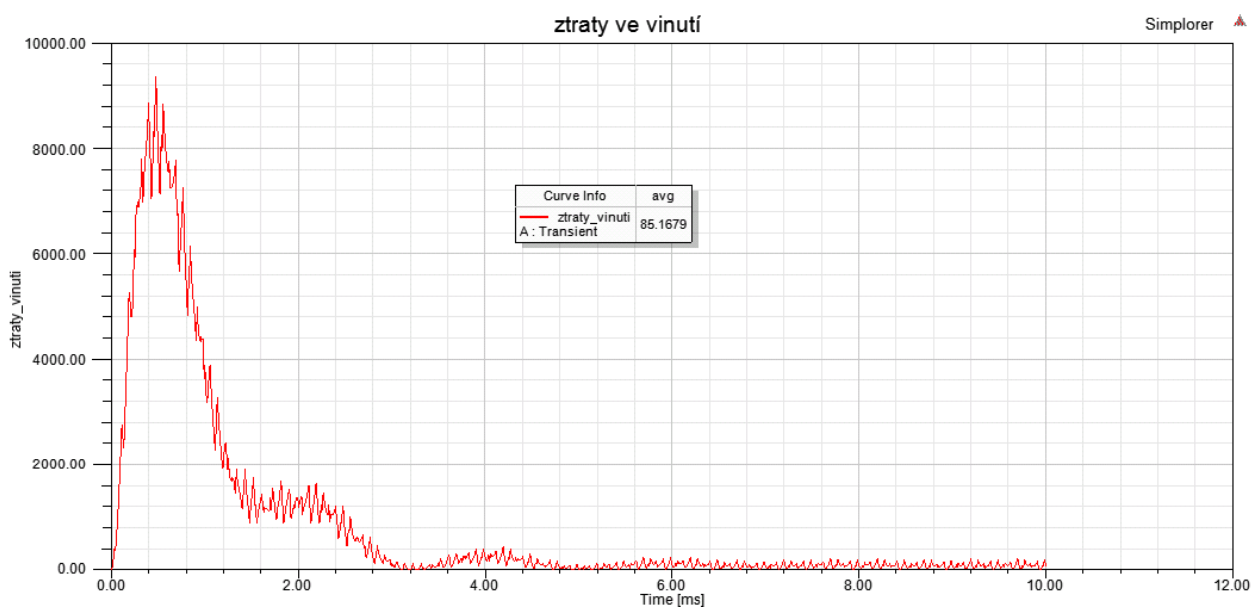
Obrázek 3-17: Časový průběh statorových proudů $i_s = f(t)$



Obrázek 3-18: Časový průběh ztrát v železe $\Delta p_{Fe} = f(t)$

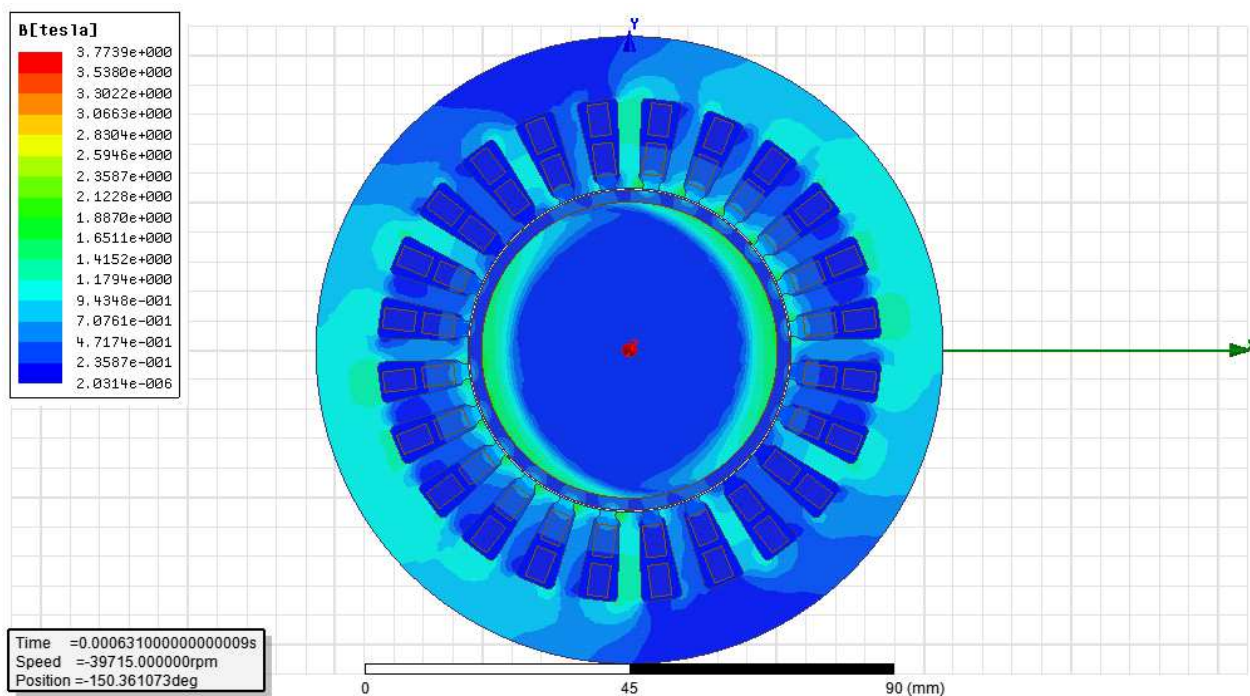


Obrázek 3-19: Časový průběh ztrát v rotoru $\Delta p_{j2} = f(t)$



Obrázek 3-20: Časový průběh ztrát ve vinutí $\Delta p_{j1} = f(t)$

3.4.3.2 Chod naprázdno při napájení z frekvenčního měniče



Obrázek 3-21: Rozložení magnetické indukce v čase $t = 10\text{ms}$.

Tabulka 8: extrahované parametry z programu Maxwell

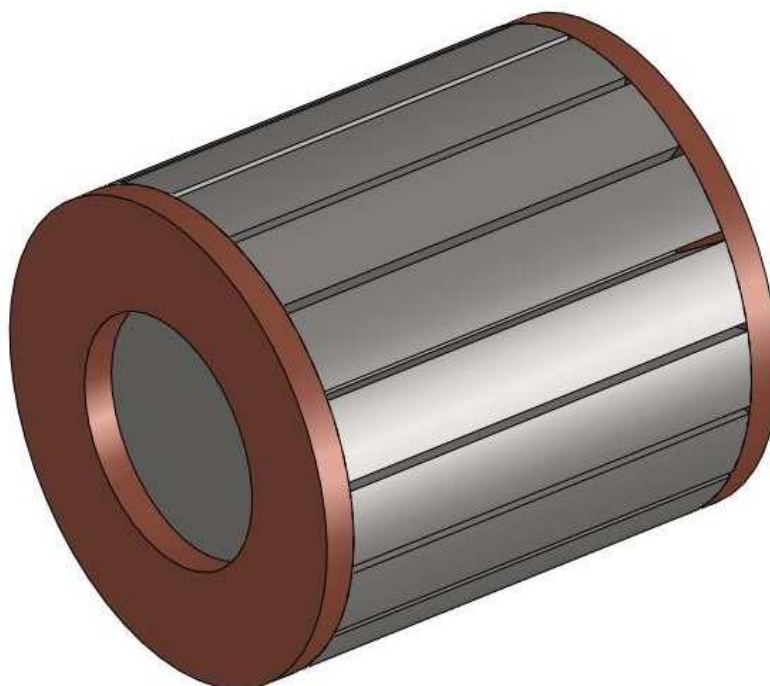
Parametr		FEM
Otáčky	$n [\text{min}^{-1}]$	39715
Proud fáze	$I [\text{A}]$	5,05
Příkon	$P_1 [\text{W}]$	608,3
Ztráty ve vinutí	$\Delta P_{j1} [\text{W}]$	52,48
Ztráty v rotoru	$\Delta P_{j2} [\text{W}]$	391,4W
Ztráty v železe	$\Delta P_{Fe} [\text{W}]$	81,47
Ztráty mechanické	$\Delta P_{mech} [\text{W}]$	82,95
Celkové Ztráty	$\Delta P [\text{W}]$	608,3
Výkon na hřídeli	$\Delta P_2 [\text{W}]$	0
Moment na hřídeli	$M [\text{Nm}]$	0

Mechanické ztráty:

$$\Delta P_{mech..} = \Delta P - P_{j1} - P_{f2} - P_{Fe} = 608,3 - 52,48 - 391,0 - 81,47 = 82,47\text{W}$$

4 MODEL S AXIÁLNĚ DRÁŽKOVANÝM ROTOREM

Model na Obrázek 4-1: Provedení axiálně drážkovaného rotoru s měděnými kruhy na konci má na svých koncích měděné kruhy. Měď na koncích pomáhá zvyšovat celkovou vodivost. Pro dvourozměrnou analýzu v programu Maxwell je zapotřebí vypočítat odpor a rozptylovou indukčnost kruhu nakrátko mezi rotorovými zuby.



Obrázek 4-1: Provedení axiálně drážkovaného rotoru s měděnými kruhy na konci

4.1 Numerický výpočet zkratovacích kruhů

Axiálně drážkovaný motor, který je zobrazen na obrázku 4-1, má na svých koncích měděné zkratovací kruhy. Pro výpočet budeme předpokládat, že zuby na rotoru se chovají jako tyče, které vedou proud axiálně a na konci jsou zkratovány měděnými kruhy. Otevření axiální drážky jsem volil 1mm a drážka je 9.85mm hluboká.

Drážková rozteč:

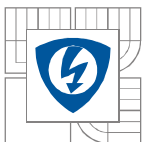
$$t_{d2} = \frac{\pi \cdot D_2}{Q_2} = \frac{\pi \cdot 54,3}{17} = 10,03$$

Činitel přepočtu proudů:

$$p_i = \frac{2 \cdot m_1 \cdot N_1 \cdot k_{v1}}{Q_2} = \frac{2 \cdot 3 \cdot 98 \cdot 0,925}{17} = 31,994$$

Proud v jedné tyči klece rotoru:

$$I_{N2} = 0,5 \cdot 5,7 \cdot 31,994 = 91,183A$$



Činitel přepočtu proudů v kruhu na proud v tyči

$$\Delta = 2 \cdot \sin \frac{\pi \cdot p}{Q_2} = 0,3675$$

Proud v kruhu nakrátko:

$$I_{kn} = \frac{I_{n2}}{\Delta} = \frac{91,183}{0,3675} = 248,24$$

4.1.1 Pro měděné kruhy

Proudovou hustotu mědi volím podle [3] $J = 6,4 \cdot 10^6$

Průřez:

$$S_{kn} = \frac{I_{kn}}{J_{kn}} = \frac{248,24}{6,4 \cdot 10^6} = 38,87 \text{ mm}^2$$

Rozměry kruhu:

$$a_{kn} = 1,3 \cdot 9,85 \div 12,81 \text{ mm}$$

$$b_{kn} = \frac{38,87}{12,81} \div 3 \text{ mm}$$

Volím:

$$b_{kn} = 3,5 \text{ mm}$$

Odpor kruhu mezi dvěma sousedními tyčemi:

$$D_{kn} = D_2 - h_d = 54,3 - 12,81 = 41,49 \text{ mm}$$

$$R_{kn} = \rho_{Cu115} \cdot \frac{\pi \cdot D_{kn}}{Q_2 \cdot S_{kn}} = 2,456 \cdot 10^{-8} \cdot \frac{\pi \cdot 41,19 \cdot 10^{-3}}{17 \cdot 38,87 \cdot 10^{-6}} = 4,8446 \cdot 10^{-6} \Omega$$

Rozptylová indukčnost měděného kruhu:

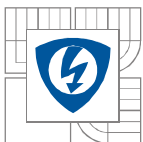
Činitel magnetické vodivosti rozptylu čel, závisí na rozměrech a uspořádání kruhů. U rotorů, kde kruhy přiléhají k rotorovému svazku, platí [3]:

$$\lambda_{ei} = \frac{2,3 \cdot D_{kn}}{4 \cdot Q_2 \cdot l_{fe} \cdot \sin^2 \left(\frac{\pi \cdot p}{Q_2} \right)} \cdot \log \frac{4,7 \cdot D_{kn}}{2 \cdot a_{kn} + b_{kn}} = \frac{2,3 \cdot 41,49 \cdot 10^{-3}}{4 \cdot 17 \cdot 0,052 \cdot \sin^2 \left(\frac{\pi \cdot 1}{17} \right)} \cdot \log \frac{4,7 \cdot 41,49 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 12,81 \cdot 10^{-3} + 3,5 \cdot 10^{-3}} =$$

$$\lambda_{ei} = 0,6601$$

Tento činitel platí pro oba měděné kruhy nakrátko. Pro model v programu maxwell nám stačí pouze rozptylová indukčnost v jednom zkratovacím kruhu mezi tyčemi. Činitel magnetické vodivosti proto musíme vydělit dvěma.

$$\lambda_i = \frac{\lambda_{ei}}{2} = \frac{0,6601}{2} = 0,33005$$



Rozptylová reaktance kruhu mezi dvěma sousedními tyčemi:

$$X_2 = 7,9 \cdot f_1 \cdot l_{fe} \cdot \lambda_{ei} \cdot 10^{-6} = 7,9 \cdot 666,7 \cdot 0,052 \cdot 0,33005 \cdot 10^{-6} = 90,39 \cdot 10^{-6} \Omega$$

Rozptylová indukčnost:

$$L_2 = \frac{X_2}{2 \cdot \pi \cdot f} = \frac{90,39 \cdot 10^{-6}}{2 \cdot \pi \cdot 666,7} = 21,5 \cdot 10^{-9} H$$

4.1.2 Ukončení ocelovým kruhem

Proudová hustota pro odlévané rotory se volí v rozmezí $J = (2,5 \div 3,5) \cdot 10^6 A \cdot m^{-2}$ [3].
Proudovou hustotu oceli volím $J = 3 \cdot 10^6$

Průřez:

$$S_{kn} = \frac{I_{kn}}{J_{kn}} = \frac{248,24}{3 \cdot 10^6} = 82,75 mm^2$$

Rozměry kruhu:

$$a_{kn} = 1,3 \cdot 9,85 \div 12,81 mm$$

$$b_{kn} = \frac{82,75}{12,81} \div 6,46 mm$$

Volím:

$$b_{kn} = 7 mm$$

Odpor kruhu mezi dvěma sousedními tyčemi:

$$D_{kn} = D_2 - h_d = 54,3 - 12,81 = 41,49 mm$$

$$R_{kn} = \rho_{Cu115} \cdot \frac{\pi \cdot D_{kn}}{Q_2 \cdot S_{kn}} = 9,699 \cdot 10^{-7} \cdot \frac{\pi \cdot 41,49 \cdot 10^{-3}}{17 \cdot 82,75 \cdot 10^{-6}} = 89,87 \cdot 10^{-6} \Omega$$

Rozptylová indukčnost ocelového kruhu:

Činitel magnetické vodivosti rozptylu čel, závisí na rozměrech a uspořádání kruhů. U rotorů, kde kruhy přiléhají k rotorovému svazku, platí [3]:

$$\lambda_{ei} = \frac{2,3 \cdot D_{kn}}{4 \cdot Q_2 \cdot l_{fe} \cdot \sin^2 \left(\frac{\pi \cdot p}{Q_2} \right)} \cdot \log \frac{4,7 \cdot D_{kn}}{2 \cdot a_{kn} + b_{kn}} = \frac{2,3 \cdot 41,49 \cdot 10^{-3}}{4 \cdot 17 \cdot 0,052 \cdot \sin^2 \left(\frac{\pi \cdot 1}{17} \right)} \cdot \log \frac{4,7 \cdot 41,49 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 12,81 \cdot 10^{-3} + 7 \cdot 10^{-3}} =$$

$$\lambda_{ei} = 0,62$$

Tento činitel platí pro oba ocelové kruhy nakrátko. Pro model v programu maxwell nám stačí pouze rozptylová indukčnost v jednom zkratovacím kruhu mezi tyčemi. Činitel magnetické vodivosti proto musíme vydělit dvěma.

$$\lambda_i = \frac{\lambda_{ei}}{2} = \frac{0,6207}{2} = 0,3103$$

Rozptylová reaktance kruhu mezi dvěma sousedními tyčemi:

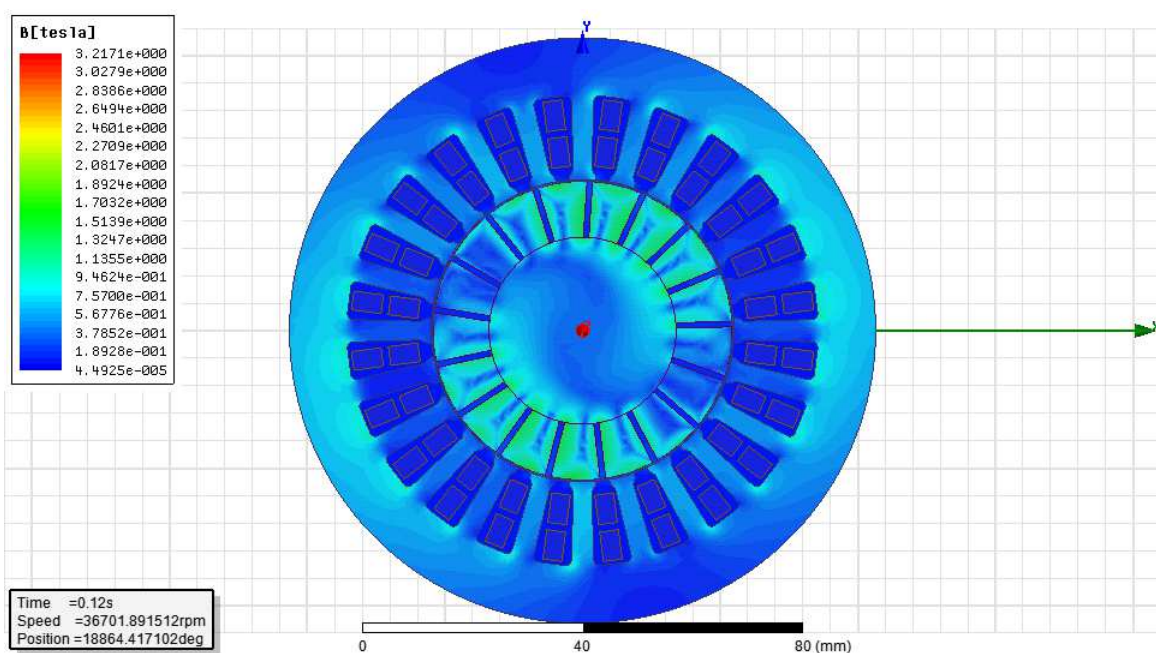
$$X_2 = 7,9 \cdot f_1 \cdot l_{fe} \cdot \lambda_{ei} \cdot 10^{-6} = 7,9 \cdot 666,7 \cdot 0,052 \cdot 0,3103 \cdot 10^{-6} = 85 \cdot 10^{-6} \Omega$$

Rozptylová indukčnost:

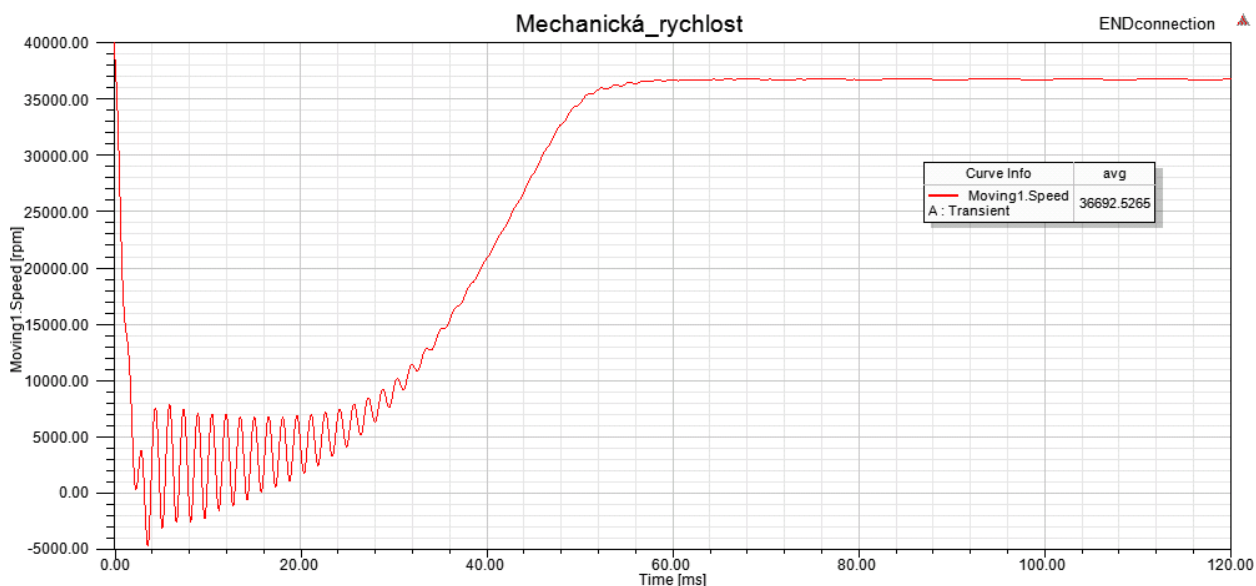
$$L_2 = \frac{X_2}{2 \cdot \pi \cdot f} = \frac{85 \cdot 10^{-6}}{2 \cdot \pi \cdot 666,7} = 20,29 \cdot 10^{-9} H$$

Hodnoty odporu kruhu a rozptylové reaktance mezi sousedními tyčemi byly zadány do modelu pomocí funkce *End connection*. Vodivost oceli zubů nebyla přepočítávána, díky zkratovacím kruhům po stranách.

4.2 Jmenovitý chod motoru s axiálně drážkovaným rotorem s měděnými kruhy

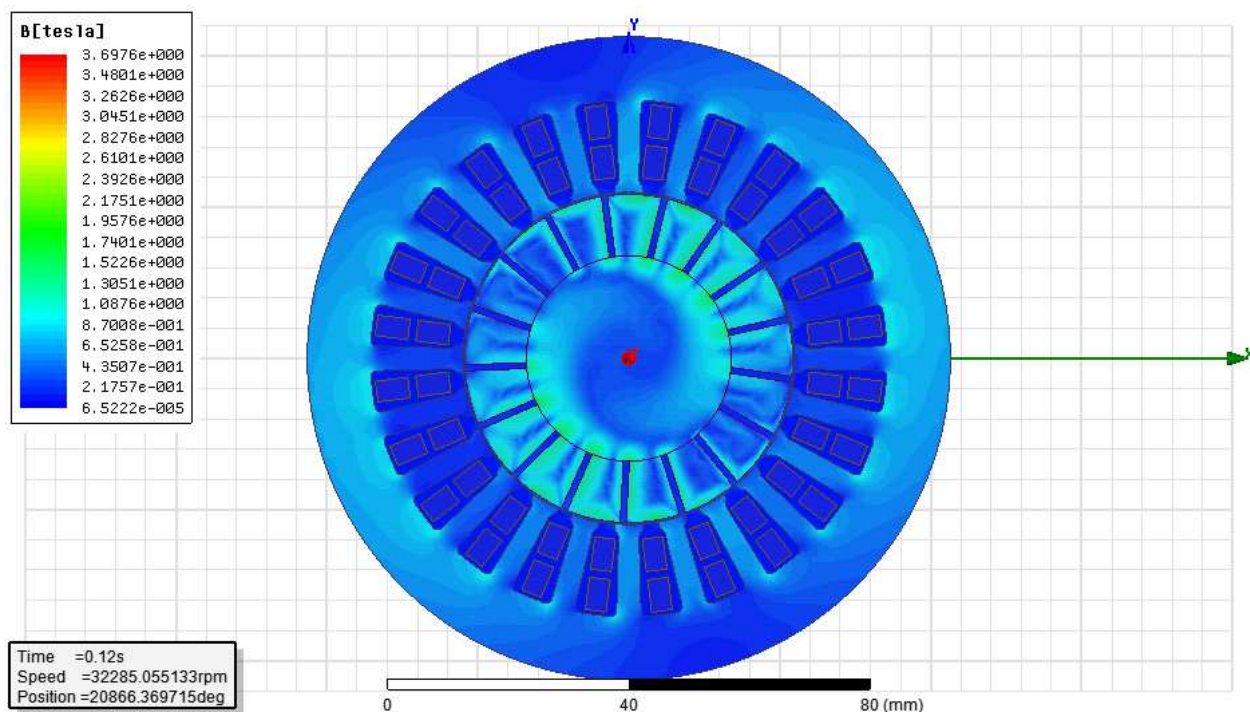


Obrázek 4-2: Rozložení magnetické indukce v čase $t = 12ms$.

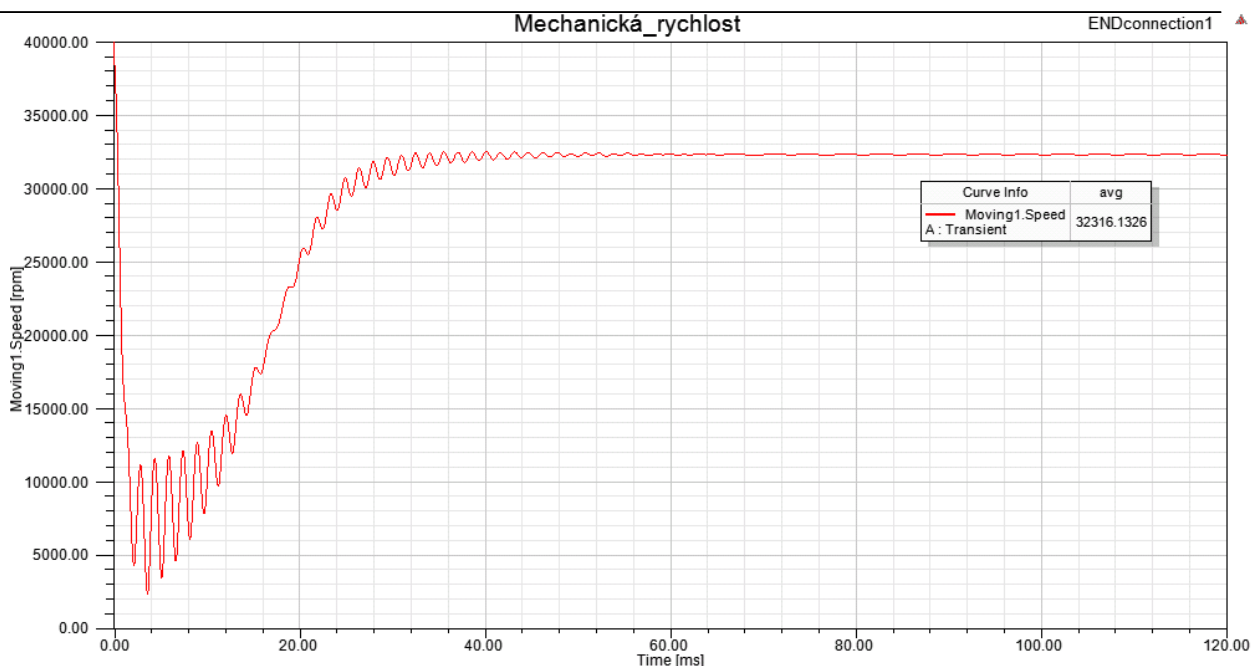


Obrázek 4-3: Průběh mechanické rychlosti na hřídeli $n = f(t)$

4.3 Jmenovitý chod motoru s axiálně drážkovaným rotorem s ocelovými kruhy



Obrázek 4-4: Rozložení magnetické indukce v čase $t = 12\text{ms}$.



Obrázek 4-5: Průběh mechanické rychlosti na hřídeli $n = f(t)$

4.4 Porovnané výsledky, kruhy měděné a ocelové

Tabulka 9: extrahované parametry z programu Maxwell

Parametr		Měď	Ocel
Otáčky	$n [\text{min}^{-1}]$	36692.53	32316.13
Proud fáze	$I [\text{A}]$	4.194	4.041
Příkon	$P_1 [\text{W}]$	2049.2	2011.54
Ztráty ve vinutí	$\Delta P_{j1} [\text{W}]$	36.19	33.6
Ztráty v rotoru	$\Delta P_{j2} [\text{W}]$	304	317.2
Ztráty v železe	$\Delta P_{Fe} [\text{W}]$	104.15	94.52
Ztráty mechanické	$\Delta P_{mech} [\text{W}]$	194.69*	324.24*
Celkové Ztráty	$\Delta P [\text{W}]$	639.03	769.56
Výkon na hřídeli	$\Delta P_2 [\text{W}]$	1410.17	1241.98
Moment na hřídeli	$M [\text{Nm}]$	0.367	0.367

Výpočet pro měděné kruhy:

Výkon na hřídeli:

$$P_2 = M \cdot \omega = 0,367 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 36692.53 \cdot \frac{1}{60} = 1410,17\text{W}$$

Celkové ztráty:

$$\Delta P = P_1 - P_2 = 2049,2 - 1410,17 = 639,03\text{W}$$

Mechanické ztráty:

$$\Delta P_{\text{mech.}} = \Delta P - P_{j1} - P_{f2} - P_{Fe} = 639,03 - 36,19 - 304,0 - 104,15 = 194,69W$$

*) Mechanické ztráty jsou spočítané jako ztráty zbytkové k rozdílu příkon, výkon a jednotlivých složek ztrát.

5 MĚŘENÍ VYSOKOOTÁČKOVÉHO STROJE

Na laboratorním vzorku vysokootáčkového stroje, vyrobeného ve firmě EMP s.r.o. Slavkov u Brna, byl odzkoušen chod motoru naprázdno. Jmenovité parametry navržené pro chod asynchronního stroje jsou popsány v tabulce:

Tabulka 10: Jmenovité parametry

$P_n [kW]$	$U_f [V] - Y$	$I_n [A]$	$f_n [Hz]$	$n [ot / min]$	$M_n [Nm]$	$\cos \phi [-]$	$\eta [\%]$
1,5	400	6,25	666,7	39732	0,36	0,4	88

Motor byl navržen pro ověření elektromagnetických vlastností. Vlastní chlazení motoru nebylo řešeno a bude předmětem dalšího řešení. Motor se při dlouhodobém chodu přehříval, bylo nutné zajistit vzduchové chlazení větrákem.

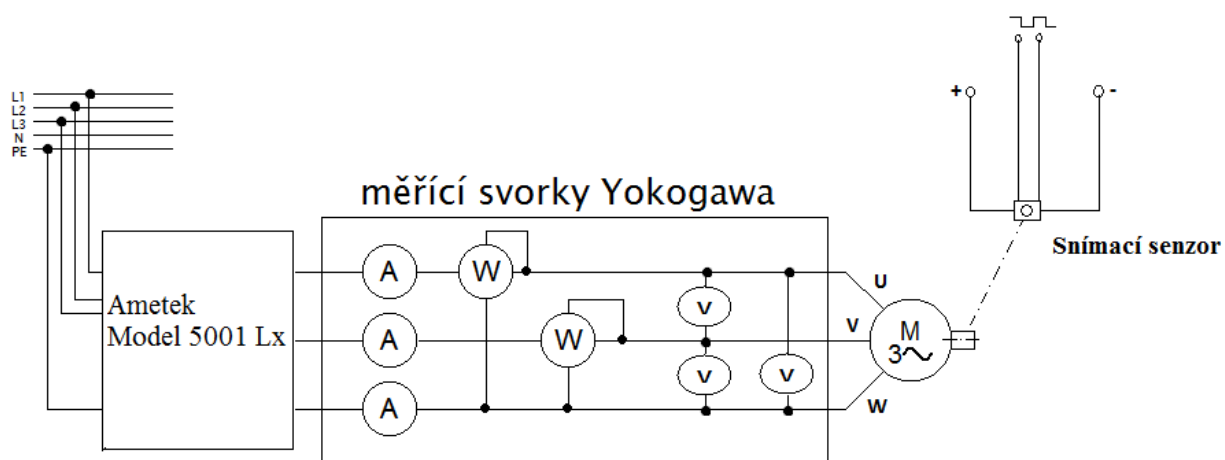
Aby bylo zamezeno generování vyšších časových harmonických, byl použit zdroj AMETEK model 5001. U tohoto zdroje je harmonické zkreslení $THD < 1\%$. Při najíždění bylo drženo $U/f =$ konstantní.

5.1 Měření naprázdno

Při měření naprázdno, byl změřen jeden bod z charakteristiky naprázdno při frekvenci $f_1 = 666,61Hz$. Tento bod slouží k porovnání s hodnotami od předchůdců, jmenovitě pana Svoreně a pana Klusáčka.



Obrázek 5-1: Upnutí stroje při měření a snímání otáček



Obrázek 5-2: Schéma zapojení měřících přístrojů

5.1.1 Naměřené odpory vinutí

Vinutí je zapojené do hvězdy, je tedy zapotřebí naměřené hodnoty zprůměrovat a průměr vydělit dvěma. Odpory byly změřené za tepla, po skončení měření.

Tabulka 11: Naměřené hodnoty odporů za studena

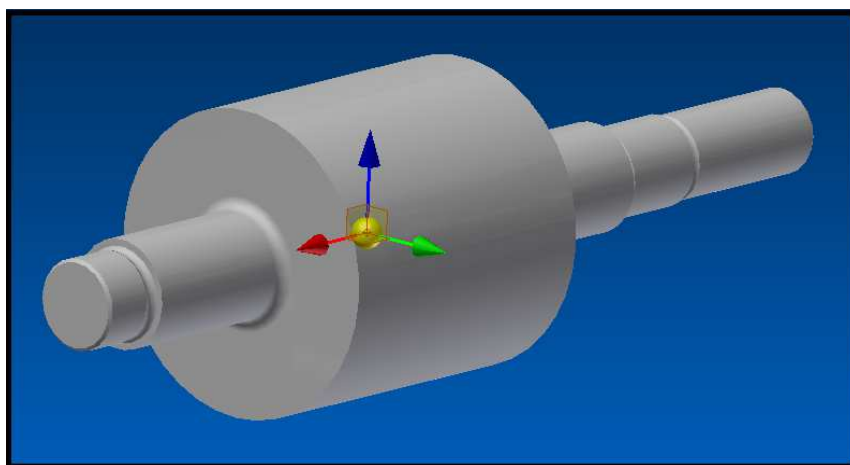
no.	R	fáze
	$[\Omega]$	
R1	1,272	U-V
R2	1,258	U-W
R3	1,269	V-W
Ø	1,27	

Odpor statorového vinutí:

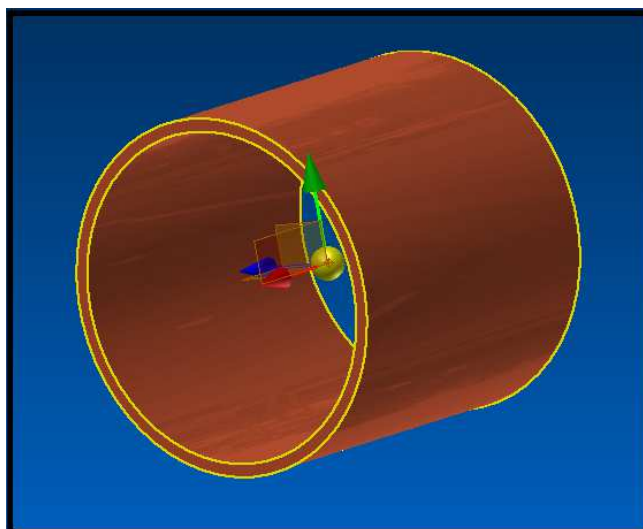
$$R_s = \frac{R_\Theta}{2} = \frac{1,27}{2} = 0,635\Omega$$

5.2 Moment setrvačnosti rotujících částí

Pro zjištění momentu setrvačnosti byl použit program Autodesk Inventor professional. Hustota oceli byla zvolena $\rho_{steel} = 7850 \text{ kg/m}^3$ a hustota mědi $\rho_{Cu} = 8940 \text{ kg/m}^3$.



Obrázek 5-3: Odlitek rotoru



Obrázek 5-4: Měděná kroužek nalisovaný na odlitek rotoru

Tabulka 12: Hodnoty extrahované z programu Autodesk Inventor Professional

	$m[g]$	$J_M [g \cdot mm^2]$
Rotor- ocel	1009,74	261971,24
Měděný kroužek	152,76	104616,56

Celkový moment setrvačnosti:

$$J_M = J_{M1} + J_{M2} = 261971,24 + 104616,56 = 366587,8 \cdot 10^{-9} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$$

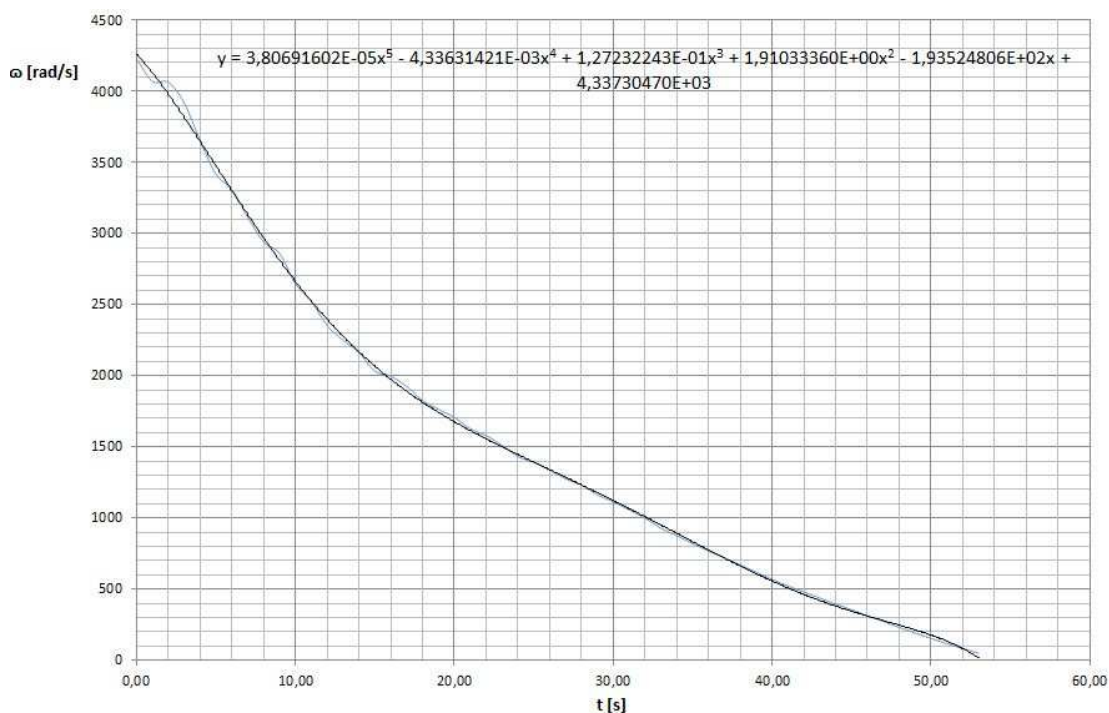
5.3 Výpočet mechanických ztrát

Pro výpočet mechanických ztrát ložisek byl motor ve stavu naprázdno odpojen od napájení a byla změřena jeho doběhová charakteristika, tedy závislost mechanických otáček na času doběhu. Pro zjištění ztrátového momentu vyjdeme z momentové rovnice stroje.

$$m_i = J \cdot \frac{d\omega}{dt} + m_z \quad [Nm; kg \cdot m^2; rad / s; Nm] \quad (1.1)$$

Po odpojení stroje od napájení, bude vnitřní moment stroje $m_i = 0$ a pro zjištění ztrátového momentu stačí vyřešit jednoduchou diferenciální rovnici:

$$m_z = -J \cdot \frac{d\omega}{dt} \quad [Nm; kg \cdot m^2; rad / s] \quad (1.2)$$



Obrázek 5-5: Grafické zobrazení funkce $\omega=f(t)$ a znázorněná rovnice regrese

Derivace funkce:

$$\frac{d\omega}{dt} = 0,00019035 \cdot t^4 - 0,0173 \cdot t^3 + 0,3817 \cdot t^2 + 3,8207 \cdot t - 193,525$$

Hodnota maximálního ztrátového momentu byla vypočtena v programu Excel.

t	n	ω	$\frac{d\omega}{dt}$	m_z	P_z
[s]	[s ⁻¹]	[rad / s]	[rad/s ²]	[Nm]	[W]
0,00	672,87	4227,76	-193,525	0,070944	299,934

Příklad výpočtu:

Ztrátový moment:

$$m_z = -J \cdot \frac{d\omega}{dt} = -366587,8 \cdot 10^{-9} \cdot (-193,525) = 0,070944 \text{ Nm}$$

Ztrátový výkon:

$$P_z = m_z \cdot 2 \cdot \pi \cdot f = 0,070944 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 672,87 = 299,934 \text{ W}$$

5.3.1 Naměřené a vypočítané hodnoty z měření naprázdno

Tabulka 13: Naměřené hodnoty vysokootáčkového motoru při měření naprázdno

U_0	I_0	P_0	$\cos \varphi$	f_1	n_0	P_{cu}	P_{mech}
[V]	[A]	[W]	[-]	[Hz]	[min ⁻¹]	[W]	[W]
389,71	5,242	1040	0,2944	666,71	39582	52,34	294,06

Ztráty ve vinutí:

$$P_{CU} = \frac{3}{2} \cdot R_{\Theta} \cdot I_0^2 = \frac{3}{2} \cdot 1,27 \cdot 5,242^2 = 52,34W$$

Ztráty mechanické:

$$P_{mech.} = m_z \cdot \omega = 0,070944 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 659,7 = 294,06W$$

Ztráty v rotoru a v železe statoru:

$$P_{j2+Fe} = P_0 - P_{cu} - P_{mech} = 693,6W$$

5.4 Shrnutí

V první tabulce byly porovnány vypočtené a nasimulované hodnoty od pana Svoreň s hodnotami získanými ze simulace.

V druhé tabulce jsou porovnány ztráty při měření naprázdno se ztrátami získanými ze simulace.

Tabulka 14: Naměřené a nasimulované hodnoty s předchozími hodnotami od pana Svoreň

Parametr		FEM	Svoreň - výpočet	Svoreň - FEM
Otáčky	$n \left[\text{min}^{-1} \right]$	38835,4	39240	38970
Proud fáze	$I [A]$	5,924	5,7	5,65
Příkon	$P_i [W]$	2236,2	1750	1998,7
Ztráty ve vinutí	$\Delta P_{j1} [W]$	72,2	83,1	81,7
Ztráty v rotoru	$\Delta P_{j2} [W]$	361	30,3	337,1
Ztráty v železe	$\Delta P_{Fe} [W]$	55,82	69	42,2
Ztráty mechanické	$\Delta P_{mech} [W]$	254,65	52,7	52,2
Celkové Ztráty	$\Delta P [W]$	743,67	235,1	513,2
Výkon na hřídeli	$\Delta P_2 [W]$	1492,53	1506,1	1498,9
Moment na hřídeli	$M [Nm]$	0,367	0,367	0,367

Tabulka 15: Hodnoty z měření naprázdno porovnané s hodnotami ze simulace

Parametr		Měření naprázdno	FEM- naprázdno
Otáčky	$n [\text{min}^{-1}]$	39582	39715,17
Proud fáze	$I [\text{A}]$	5,242	4,78
Příkon	$P_1 [\text{W}]$	1040	647,54
Ztráty ve vinutí	$\Delta P_{j1} [\text{W}]$	52,34	47,0
Ztráty v rotoru	$\Delta P_{j2} [\text{W}]$	693,6W	286,7
Ztráty v železe	$\Delta P_{Fe} [\text{W}]$		57,1
Ztráty mechanické	$\Delta P_{mech} [\text{W}]$	294,06	256,74
Celkové Ztráty	$\Delta P [\text{W}]$	1040	647,54
Výkon na hřídeli	$\Delta P_2 [\text{W}]$	0	0
Moment na hřídeli	$M [\text{Nm}]$	0	0

5.4.1 Porovnání hodnot ze simulace s hodnotami od pana Svoreně

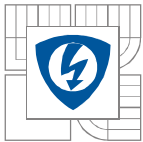
V tabulce 14, jsou rozepsány jednotlivé ztráty. Výrazný rozdíl je ve dvou položkách. První je rozdíl mezi vypočítanou hodnotou ztrát v rotoru $P_{j2} = 30,3\text{W}$ a hodnotou ztrát ze simulace $P_{j2} = 361\text{W}$. Pan Svoreň, jak napsal ve své práci, provedl výpočet pouze pro první harmonickou. Ztráty hodnot v rotoru použité ze simulací jsou zatíženy relativní chybou 6,6%.

Druhá výrazná odlišnost je v mechanických ztrátách. Pan Svoreň provedl výpočet, vycházející z empirického vztahu pro ložiska, kdežto v našem případě byl ztrátový moment ložisek vypočítán ze změřené dobové charakteristiky.

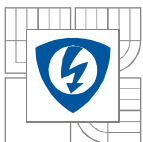
5.4.2 Porovnání hodnot z měření naprázdno a ze simulace

Při bližším pohledu na tabulku 15, vidíme, že výrazná odchylka je při porovnání ztrát v rotoru a železe. Bohužel separace ztrát v železe a v rotoru, vlivem vysokých ztrát v rotoru není možná pouhým změřením napěťové charakteristiky. Výrazná odchylka může být způsobena:

- Pan Klusáček se ve své diplomové práci [6] vyjadřuje o výrobě plechů. Píše, že plechy bohužel nebyly raženy, ale vypáleny na laseru a následkem došlo k tomu, že jednotlivé pechy nemají stejný vnitřní průměr, v některých případech laser upálil rozšíření zubů (konstantní šířka zubů) nebo zůstaly na zubech otřepy, které se musely upilovat. Díky nedokonalé výrobě je jednou z možností velkých ztrát mezi-plechový zkrat. Kostra laboratorního vzorku je vyrobena z hliníkového taženého profilu a bez izolace obepíná svazek izolovaných plechů. Pokud tedy vznikne na straně zubů mezi-plechový zkrat, plech bude zkratován na obou koncích a vytvoří se vodivá cesta pro vířivé proudy, jejichž směr je kolmý na směr magnetické indukce v jádře statoru. Vířivé proudy jsou příčinou přídavných ztrát, které vytvářejí teplo. V případě, že toto teplo není dostatečně odvedeno, může narušit izolaci a způsobit tak další mezi-závitový zkrat i vytavení narušeného místa [15].



- Řezání plechu laserem je jedna z technologických možností. Bohužel plech, se při řezání vystavuje vysokým teplotám, které na jeho hranách způsobí trvalé poškození a dojde k zhoršení magnetických vlastností v těchto místech. Literatura [14] uvádí závislost velikosti ztrát způsobených laserem na magnetické indukci. Ztráty způsobené laserem jsou větší pro stroje, které pracují s malou magnetickou indukcí a obráceně. Původní návrh od pana Klusáčka počítá s magnetickou indukčností ve jhu statoru $B_s = 0,66T$ a magnetická indukce v zubu statoru $B_{sz} = 0,68T$.



6 ZHODNOCENÍ

V této diplomové práci bylo provedeno seznámení s konstrukcí vysokootáčkového asynchronního stroje s masivními rotory i jednotlivými ztrátami stroje. Nejdůležitější konstrukční úpravy se týkají rotující části. Kvůli dobrým mechanickým vlastnostem je rotor konstrukčně řešen jako masivní. Nejčastější mechanické úpravy rotoru pro omezení vířivých ztrát je vyřezání axiálních drážek po obvodu.

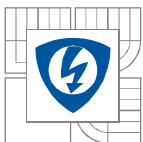
Podle výkresové dokumentace jsem vytvořil model s měděnou vrstvou na povrchu v programu Ansoft Maxwell. Tento model odpovídá svými vlastnostmi modelu, se kterým pracovali pan Svoreň s panem Klusáčkem ve své diplomové práci [5,6].

Pro ověření vlivu vyšších harmonických na rotor s měděnou vrstvou na povrchu, byl v programu Ansoft Simplorer sestaven model frekvenčního měniče. Tento model pracuje s nosným trojúhelníkovým signálem o frekvenci $f_n = 12 \text{ kHz}$. Pro co nejpresnější porovnání výsledků byly nastavovány takové jmenovité otáčky, aby výstupní moment se co nejvíce přiblížil momentu stroje při napájení ze signálu o čisté sinusové první harmonické. Největší rozdíl byl vidět v podílu ztrát v rotoru, kde nárůst ztrát byl o 37 %. Rovněž se zvýšil vstupní proud, který zvýšil ztráty ve vinutí. Při napájení z frekvenčního měniče je důležité výstupní neharmonické signály co nejlépe odfiltrovat.

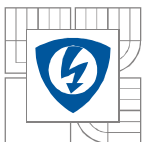
Konstrukční úprava ve formě axiálních drážek je jednou z možností snížení vířivých ztrát v rotoru. Tento model byl rovněž vytvořen v programu Ansoft Maxwell. Axiální drážka má otevření 1mm a je 9.85mm hluboká. Otevření drážky bylo zvoleno 1mm, aby nebylo výrazně ovlivněno magnetické pole v rotoru. Pro měděné i ocelové zkratovací kruhy byl vypočítán odpor a rozptylová indukčnost kruhu nakrátko mezi zuby. Tyto hodnoty poté byly použity v simulaci. Aby se jednotlivé modely daly porovnávat, byla mechanická zátěž stejná jako u modelu s vodivou vrstvou. Mechanické ztráty jsou spočítané jako ztráty zbytkové k rozdílu příkon, výkon a jednotlivých složek ztrát.

Při porovnání výsledků s ocelovým a měděnými kruhy je vidět, že v případě měděných kruhů nakrátko má motor menší skluz, lepší účinník i výkon. Naopak ocelové kruhy nakrátko jsou z výrobního hlediska jednodušší, bohužel za cenu vyšších ztrát. Pro větší omezení vířivých ztrát je možné rotor drážkovat větším počtem axiálních drážek. Bohužel se tím ale zmenšuje tloušťka zubu u vnitřního okraje, která bude nejvíce mechanicky namáhána. Výkresová dokumentace rotorů je v příloze.

Na laboratorním vzorku vysokootáčkového stroje, bylo provedeno měření ve stavu naprázdno. Motor by napájen ze zdroje AMETEK model 5001. Tento zdroj má harmonické zkreslení $THD < 1\%$. Můžeme tudíž říci, že se jedná o relativně čistou napájecí první harmonickou. Byl změřen jeden bod z charakteristiky naprázdno při frekvenci zdroje $f_1 = 666.61 \text{ Hz}$. Při porovnání výsledků byly zjištěny velké rozdíly ve ztrátách v rotoru a železe. Možnosti vzniku příčin jsou mezi-plechové zkraty v okolí zubů i řezání plechu laserem. Výše uvedené příčiny jsou rozepsány v kapitole (6.4.2).

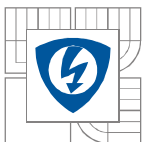


V návaznosti na tuto diplomovou práci je zapotřebí vypočítat mechanickou pevnost jednotlivých zubů u axiálně drážkovaného motoru. V dalším postupu bych doporučoval výraznější omezení harmonických vlivem drážkování pomocí drážkových klínů. Ztráty vlivem vyšších harmonických jsou značné a doslova ničí účinnost stroje. Při správném návrhu výrazně omezují vliv vyšších harmonických ve vzduchové mezeře a tudíž i ztráty v rotoru. Bohužel drážkové klínky jsou náročné na výrobu a zhoršují chlazení motoru. Proto bych dále doporučoval se zabývat návrhem vodního chlazení.

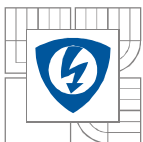


LITERATURA

1. HAPPUNEN, Jussi. *High-speed solid-rotor induction machine electromagnetic calculation and design*. 2004. vyd. Lappeenranta teknillinen yliopisto: Digipaino, 2004. ISBN 951-764-981-9.
2. Non-oriented fully processed electrical steels. TATA STEEL. *Cogent- surahammas bruk* [online]. [cit. 2013-12-11]. Dostupné z: http://www.sura.se/Sura/hp_main.nsf/startupFrameset?ReadForm
3. KOPYLOV, IGOR PETROVIČ. *Stavba elektrických strojů*. Praha 1, 1988. Moskva: nakladatelství Mir, 1980.
4. BOLDEA, Ion a Syed A. NASAR. *Induction Machines Handbook*. USA: CRC Press, 2002. ISBN 0-8493-0004-5.
5. SVOREŇ, J. *Návrh vysokootáčkového asynchronního motoru*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2012. 89 s.
6. KLUSÁČEK, J. *Návrh a analýza vysokorychlostního asynchronního motoru*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2011. 74 s.
7. Lähteenmäki Jussi, *Design and Voltage Supply of High-Speed Induction Machines*, Dissertation for the degree of Doctor of Science, Helsinki University of Technology, Finnish Academies of Technology 2002
8. Magnetic bearings: *Bearing Details*: SRG BEARINGS CO.,Ltd. [online]. Tak Hay Bldg, Tak cheong Street, Yau Tsim Mong, Kowloon, HK., 2007 [cit. 2013-12-15]. Dostupné z: <http://www.buyskfonline.com/bearingproduct/magnetic%20bearing>
9. PATOČKA, Miroslav. *Magnetické jevy a obvody ve výkonové elektronice, měřicí technice a silnoproudé elektrotechnice*. 1. vyd. V Brně: VUTUM, 2011. ISBN 978-80-214-4003-6.
10. SKF GROUP. *Hybrid bearings: a solution for improved reliability under severe operating conditions* [online]. PUB BU/S9 12507 EN 2012. 2012 [cit. 2013-12-16]. Dostupné z: http://www.skf.com/binary/12-48505/12507%20EN%20Hybrid%20bearings_tcm_12-48505.pdf
11. BORISAVLJEVIČ, Aleksandar. *Limits, modeling and design of high-speed permanent magnet machines*. The Netherlands: Wörmann Print Service, 2011. ISBN 978-908-5708-377
12. Hao Zhou, Fengxiang Wang, *Comparative Study on High speed Induction Machine with Different Rotor Structures*, Electrical Machines and Systems, 2007 ICEMS, International Conference
13. HAMZEHBABMANI, Hamed, P. ANDERSON, J. HALL. WOLFSON CENTRE FOR MAGNETICS, Cardiff Univ., Cardiff, UK. *Eddy Current Loss Estimation of Edge Burr-Affected Magnetic Laminations Based on Equivalent Electrical Network: Part I: Fundamental Concepts and FEM Modeling*. s. 642-650. ISSN: 0885-8977.



-
14. W. M. Arshad , T. Ryckebush , F. Magnussen , H. Lendenmann , B. Eriksson , J. Soulard and B. Malmross "Incorporating lamination processing and component manufacturing in electrical machine design tools", *Proc. Industry Applications Conf., 42nd IAS Annu. Meeting*, pp.94 -102 2007
 15. Hlavní katalog SKF: Tření. s. 88-104. Dostupné z:http://www.exvalos.cz/soubory/File/Hlavni_katalog_SKF/6000_CS_00_04_Treni.pdf
 16. Cogent, Charakteristiky neorientovaných elektro-plechů, katalog Cogent 2011
 17. H. Zhou and F-X. Wang "Comparative study on high speed induction machine with different rotor structures", *Proc. Int. Conf. Elect. Machines Syst.*, pp.1009 -1012 2007
 18. Gerada D, Mebarki A., Brown NL, Bradley KJ, Gerada C, Design Aspects of High-Speed High Power Density Laminated Rotor Induction Machines. IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, 2011. 58(9): p. 4039-4047
 19. Reliance Electric Technologies, LLC, Rotating assembly construction for high speed induction motor, vynálezce Edward J. Tompkin, United States Patent č. 6,177,750 B1, datum přihlášení vynálezu 23. 1. 2001
 20. Měrná vodivost mědi a ocele [online] dostupné z:
<http://hypertextbook.com/facts/2004/BridgetRitter.shtml>



PŘÍLOHY

Seznam příloh:

Příloha A – výkresová dokumentace (axiálně drážkovaný rotor a měděné kruhy)

Příloha B – model asynchronního motoru, model měniče a model drážkovaného masivního rotoru v programu Ansoft Maxwell a výsledky simulace.