



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

NÁVRH VYSOKOotáčkového ASYNCHRONNÍHO MOTORU

DESIGN OF HIGH-SPEED INDUCTION MOTOR

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. JAN SVOREŇ

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. ONDŘEJ VÍTEK, Ph.D.

BRNO 2012



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. Jan Svoreň

ID: 109724

Ročník: 2

Akademický rok: 2011/2012

NÁZEV TÉMATU:

Návrh vysokootáčkového asynchronního motoru

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

1. Seznamte se s různými možnostmi konstrukčního řešení vysokorychlostních asynchronních motorů, popište problematické oblasti při návrhu tohoto typu stroje.
2. Na základě výrobní dokumentace k předloženému laboratornímu vzorku motoru proveďte výpočet jeho parametrů. Dále proveďte měření a srovnajte získané výsledky.
3. Upřesněte postup výpočtu i s využitím metody konečných prvků.
4. Navrhnete úpravy laboratorního vzorku pro zlepšení jeho parametrů.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

Dle pokynů vedoucího

Termín zadání: 21.9.2011

Termín odevzdání: 21.5.2012

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 rozbořem problematiky vysokorychlostních asynchronních motorů. V úvodu je probrána základní koncepce asynchronních motorů s ohledem na konstrukční zvláštnosti vzhledem k vysokým otáčkám a napájení z měniče frekvence. Dále se prozkoumaly problematrické oblasti při návrhu a jejich řešení. Provedlo se měření ztrát klasického asynchronního motoru. Z měření se zjistila změna podílu jednotlivých ztrát pro klasický a vysokorychlostní asynchronní motor. U vyrobeného laboratorního vzorku vysokootáčkového motoru se upřesnil výpočet činného odporu a rozptylové reaktance rotoru z plného materiálu s vrstvou mědi. Pomocí metody konečných prvků se ověřily výsledky numerického výpočtu a navrhly se úpravy laboratorního vzorku pro zlepšení jeho parametrů.

Abstract

This work deal with troubleshooting of problem parts of high-speed induction machines. Introduction is about conception of induction machines with reference to construction specialities due to high rpm and because machines are fed by inverter. Next part is focused to design problems. A classical induction machine was measured to determination change of various losses in classic and high-speed induction machines. The computation of laboratory sample high-speed motor was specified for calculation of effective resistance and leakage reactance of solid-steel rotor with copper layer. The results of numerical calculation were validated by using finite elements method and machine design was adjusted for improving operation characteristic.

Klíčová slova

Návrh; vysokorychlostní; vysokootáčkový; asynchronní; indukční; motor; třífázový; ztráty; analýza; rotor z plného materiálu; vrstva mědi; metoda konečných prvků

Keywords

Design; high-speed; asynchronous; induction; motor; machine; three-phase; losses; analysis; solid-steel rotor; copper layer; finite elements method

Bibliografická citace

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.

Prohlášení

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma *Návrh 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 a panu Zdeňku Liškovi, Ing. Zdeňku Feilerovi, Ph.D. a Ing. Rostislavu Huzlíkovi za přípravu a odborné vedení při měření v laboratoři.

V Brně dne

Podpis autora

OBSAH

1 ÚVOD	11
1.1 HISTORIE ELEKTRICKÝCH STROJŮ	11
1.2 ELEKTRICKÉ STROJE	13
1.2.1 PRINCIP FUNKCE ELEKTRICKÝCH STROJŮ.....	13
1.2.2 PRINCIP ANALÝZY MAGNETICKÉHO OBVODU STROJE	14
1.3 VYSOKORYCHLOSTNÍ ASYNCHRONNÍ MOTORY	15
1.3.1 USPOŘÁDÁNÍ VYSOKORYCHLOSTNÍHO ASYNCHRONNÍHO MOTORU	15
1.3.2 MAGNETICKÝ OBVOD STATORU.....	16
1.3.3 VINUTÍ STATORU.....	16
1.3.4 ROTOR	18
1.3.5 HŘÍDEL ROTORU.....	19
1.3.6 LOŽISKA	19
1.3.7 KOSTRA STATORU	20
2 PROBLEMATICKÉ OBLASTI VYSOKORYCHLOSTNÍCH ASYNCHRONNÍCH MOTORŮ	21
2.1 ROTOR	21
2.1.1 NAMÁHÁNÍ ROTORU ODSTŘEDIVÝMI SILAMI.....	21
2.1.2 NAMÁHÁNÍ ROTORU OHYBEM	22
2.1.3 VOLBA OPTIMÁLNÍHO POMĚRU DÉLKY KU PRŮMĚRU (L/D) ROTORU	22
2.2 VOLBA VHODNÝCH LOŽISEK	22
2.2.1 VALIVÁ LOŽISKA.....	22
2.2.2 KLUZNÁ LOŽISKA HYDRODYNAMICKÁ	23
2.2.3 KLUZNÁ LOŽISKA AERODYNAMICKÁ	23
2.3 STATOROVÉ VINUTÍ	24
2.4 VLIVY PŘI NAPÁJENÍ Z MĚNIČE FREKVENCE	27
2.4.1 VLIV NEHARMONICKÉHO NAPÁJECÍHO NAPĚTÍ.....	27
2.4.2 HŘÍDELOVÁ NAPĚTÍ A LOŽISKOVÉ PROUDY.....	27
3 POROVNÁNÍ ZTRÁT KLASICKÉHO ASYNCHRONNÍHO A VYSOKORYCHLOSTNÍHO ASYNCHRONNÍHO MOTORU	29
3.1 ROZDĚLENÍ ZTRÁT V ASYNCHRONNÍM MOTORU	29
3.2 MĚŘENÍ ZTRÁT ASYNCHRONNÍHO MOTORU	30
3.2.1 MĚŘENÍ NAPRÁZDNO A NAKRÁTKO	30
3.2.2 ODHAD ZTRÁT V LOŽISCÍCH	33
3.3 ZMĚNA PODÍLU ZTRÁT V PŘÍPADĚ VYSOKORYCHLOSTNÍHO MOTORU	33
4 ANALÝZA VYSOKORYCHLOSTNÍHO MOTORU NUMERICKÝM VÝPOČTEM	37
4.1 VSTUPNÍ PARAMETRY MOTORU	37
4.2 ROZMĚRY DRÁŽEK	37
4.3 VÝPOČET PARAMETRŮ NÁHRADNÍHO OBVODU	38
4.3.1 VÝPOČET MAGNETIZAČNÍHO PROUDU	38
4.3.2 VÝPOČET ZTRÁT V ŽELEZE.....	40
4.3.3 VÝPOČET ODPORU A ROZPTYLOVÉ REAKTANCE STATOROVÉHO VINUTÍ	41
4.3.4 VÝPOČET ODPORU A ROZPTYLOVÉ REAKTANCE ROTORU	44

4.3.5 VÝPOČET MAGNETIZAČNÍ REAKTANCE A ODPORU PŘEDSTAVUJÍCÍHO ZTRÁTY V ŽELEZE.....	47
4.4 VÝPOČET CHARAKTERISTIK Z PARAMETRŮ NÁHRADNÍHO OBVODU	47
4.4.1 PARAMETRY MOTORU PRO JMENOVITÝ VÝKON.....	50
4.4.2 MOMENTOVÁ CHARAKTERISTIKA MOTORU	50
4.4.3 VÝPOČET PARAMETRŮ MOTORU V PŘÍPADĚ POUŽITÍ KLECOVÉ KOTVY NAKRÁTKO.....	52
5 ANALÝZA VYSOKORYCHLOSTNÍHO MOTORU METODOU KONEČNÝCH PRVKŮ.....	60
5.1 GEOMETRIE STATOROVÉHO SVAZKU A ROTORU.....	60
5.2 DEFINICE MATERIÁLŮ	61
5.2.1 PŘEPOČET PARAMETRŮ STATORU	61
5.2.2 PŘEPOČET PARAMETRŮ ROTORU.....	61
5.2.3 MAGNETIZAČNÍ CHARAKTERISTIKA OCELOVÉHO JÁDRA ROTORU (OCEL 11600)	61
5.2.4 MAGNETIZAČNÍ CHARAKTERISTIKA A MĚRNÉ ZTRÁTY PLECHŮ M290-50A	62
5.3 VÝSLEDKY ANALÝZY METODOU KONEČNÝCH PRVKŮ A POROVNÁNÍ S VÝPOČTEM.....	62
5.3.1 JMENOVITÝ CHOD PŘI FREKVENCI NAPÁJENÍ 667 Hz, DVOUVRSTVÉ VINUTÍ	63
5.3.2 JMENOVITÝ CHOD PŘI FREKVENCI NAPÁJENÍ 667 Hz, JEDNOVRSTVÉ VINUTÍ	66
5.3.3 JMENOVITÝ CHOD PŘI FREKVENCI NAPÁJENÍ 250 Hz, DVOUVRSTVÉ VINUTÍ	67
5.3.4 JMENOVITÝ CHOD PŘI FREKVENCI NAPÁJENÍ 667 Hz, DVOUVRSTVÉ VINUTÍ, KLECOVÁ KOTVA, ZAVŘENÉ DRÁŽKY	68
5.3.5 JMENOVITÝ CHOD PŘI FREKVENCI NAPÁJENÍ 667 Hz, DVOUVRSTVÉ VINUTÍ, KLECOVÁ KOTVA, OTEVŘENÉ DRÁŽKY	69
5.3.6 JMENOVITÝ CHOD PŘI FREKVENCI NAPÁJENÍ 667 Hz, DVOUVRSTVÉ VINUTÍ, VĚTŠÍ VZDUCHOVÁ MEZERA	70
5.3.7 JMENOVITÝ CHOD PŘI FREKVENCI NAPÁJENÍ 667 Hz, DVOUVRSTVÉ VINUTÍ, ROTOR S KRUHY	71
5.4 SHRNU TÍ VÝSLEDKŮ ANALÝZY FEM	72
6 MĚŘENÍ LABORATORNÍHO VZORKU VYSOKORYCHLOSTNÍHO MOTORU	73
6.1 MĚŘENÍ ZTRÁT NAPRÁZDNO.....	73
6.2 MĚŘENÍ ZATĚŽOVACÍ CHARAKTERISTIKY	75
6.3 SHRNU TÍ VÝSLEDKŮ MĚŘENÍ	77
7 NÁVRH ÚPRAV LABORATORNÍHO VZORKU VYSOKORYCHLOSTNÍHO MOTORU.....	78
7.1 OPTIMÁLNÍ DÉLKA SVAZKU.....	78
7.2 KRUHY NAKRÁTKO	79
7.3 ZVĚTŠENÍ VZDUCHOVÉ MEZERY.....	81
7.4 SHRNU TÍ VÝSLEDKŮ ÚPRAV MOTORU.....	81
8 ZÁVĚR.....	82
LITERATURA	83
PŘÍLOHY	85

SEZNAM OBRÁZKŮ

<i>Obr. 1. 1 Rotor z plného materiálu [2]</i>	18
<i>Obr. 1. 2 Rotor z plného materiálu s drážkami [2]</i>	18
<i>Obr. 1. 3 Rotor z plného materiálu s klecí nakrátko [2]</i>	19
<i>Obr. 1. 4 Rotor z plného materiálu s vrstvou mědi po obvodu [2]</i>	19
<i>Obr. 2. 1 Hybridní kuličkové ložisko</i>	23
<i>Obr. 2. 2 Pouzdra ložisek ze slitiny bronzu a uhlíku</i>	23
<i>Obr. 2. 3 Drážkované aerodynamické ložisko [8]</i>	24
<i>Obr. 2. 4 Fóliové aerodynamické ložisko [8]</i>	24
<i>Obr. 2. 5 Průběhy magnetomotorického napětí jednovrstvého vinutí 4 pólového motoru s 1 drážkou na pól a fázi [21]</i>	25
<i>Obr. 2. 6 Průběhy magnetomotorického napětí dvouvrstvého vinutí 4 pólového motoru s 2 drážkami na pól a fázi se zkrácením kroku na 5/6 [21]</i>	25
<i>Obr. 2. 7 Průběh magnetické indukce ve vzduchové mezeře pod drážkou při konstantním otevření drážky b a změně délky vzduchové mezery δ ($b/\delta = 1, 1$); 1) 1; 2) 1,25; 3) 1,67; 4) 2,5 [4]</i>	26
<i>Obr. 2. 8 Statorová drážka s klínkem z magnetického materiálu s vytvarovanou magnetickou čočkou [4]</i>	26
<i>Obr. 2. 9 Vinutí motoru poškozené mezizávitovým zkratem po průrazu izolace vinutí [13]</i>	27
<i>Obr. 2. 10 Cesta kapacitního proudu motorem [14]</i>	28
<i>Obr. 2. 11 Příklad poškození styčných ploch ložiska ložiskovými proudy [24]</i>	28
<i>Obr. 3. 1 Změna jednotlivých ztrát v případě klasického asynchronního motoru a vysokorychlostního asynchronního motoru s rotorem z plného materiálu s vrstvou mědi, oba motory mají stejný výkon 37kW - výsledek měření [5]</i>	29
<i>Obr. 3. 2 Tok výkonu v asynchronním motoru</i>	29
<i>Obr. 3. 3 Závislost příkonu naprázdno na napětí motoru TM71-2S</i>	31
<i>Obr. 3. 4 Porovnání rozdělení ztrát motoru TM71-2S a vysokorychlostního motoru stejné velikosti</i>	36
<i>Obr. 4. 1 Závislost k_E na D_e [22]</i>	38
<i>Obr. 4. 2 K výpočtu drážkové vodivosti [22]</i>	42
<i>Obr. 4. 3 Závislost Δ_z na $\frac{b_0}{t_d}$ a $\frac{b_0}{\delta + \delta_{Cu}}$ [22]</i>	43
<i>Obr. 4. 4 Závislost k'' na β [22]</i>	43
<i>Obr. 4. 5 Schéma a parametry náhradního obvodu motoru pro jmenovitý chod</i>	47
<i>Obr. 4. 6 Momentová charakteristika vysokootáčkového motoru</i>	51
<i>Obr. 4. 7 Porovnání momentových charakteristik vysokootáčkového motoru dle parametrů náhradního obvodu z obr. 4. 5 a [26]</i>	52

Obr. 4. 8 Činitel k_i [22]	53
Obr. 4. 9 Závislost $\beta_{02} = f\left(\frac{b_0}{\delta}\right)$ [22].....	56
Obr. 4. 10 Zatěžovací charakteristika motoru pro oblast jmenovitého skluzu s klecovou kotvou.....	59
Obr. 5. 1 Geometrie statorového svazku a rotoru	60
Obr. 5. 2 Rozložení magnetické indukce v motoru při frekvenci napájení 667 Hz a dvouvrstvém vinutí	63
Obr. 5. 3 Průběhy okamžitých hodnot napětí, proudu a příkonu při jmenovité frekvenci napájení 667 Hz a dvouvrstvém vinutí.....	64
Obr. 5. 4 Průběhy okamžitých hodnot ztrát při jmenovité frekvenci napájení 667 Hz a dvouvrstvém vinutí.....	65
Obr. 5. 5 Průběhy okamžitých hodnot výkonu, otáček a momentu při jmenovité frekvenci napájení 667 Hz a dvouvrstvém vinutí	65
Obr. 5. 6 Rozložení magnetické indukce v motoru při frekvenci napájení 667 Hz, jednovrstvém vinutí.....	66
Obr. 5. 7 Rozložení magnetické indukce v motoru při frekvenci napájení 250 Hz, dvouvrstvém vinutí.....	67
Obr. 5. 8 Rozložení magnetické indukce v motoru při frekvenci napájení 667 Hz, klecová kotva, zavřené drážky	68
Obr. 5. 9 Rozložení magnetické indukce v motoru při frekvenci napájení 667 Hz, klecová kotva, otevřené drážky.....	69
Obr. 5. 10 Rozložení magnetické indukce v motoru při frekvenci napájení 667 Hz, větší vzduchová mezera	70
Obr. 5. 11 Rozložení magnetické indukce v motoru při frekvenci napájení 667 Hz, rotor s kruhy	71
Obr. 6. 1 Závislost příkonu na napětí laboratorního vzorku vysokootáčkového motoru	73
Obr. 6. 2 Zatěžovací charakteristika laboratorního vzorku vysokootáčkového motoru	76
Obr. 6. 3 Závislost proudu fáze na zatížení laboratorního vzorku vysokootáčkového motoru.....	76
Obr. 6. 4 Závislost výkonu na zatížení laboratorního vzorku vysokootáčkového motoru	77
Obr. 7. 1 Závislost účinnosti motoru na délce svazku při konstantním indukčním toku	78
Obr. 7. 2 Závislost účinnosti motoru na délce svazku při konstantním sycení.....	79
Obr. 7. 3 Kruhy nakrátko u plného rotoru s vrstvou mědi [25]	79
Obr. 7. 4 Závislost skluzu na zatížení a délce kruhu w_{ov} při $l_{Fe}=52mm$	80

SEZNAM TABULEK

<i>Tab. 3. 1</i>	<i>Hodnoty z měření ve jmenovitém bodě motoru TM71-2S.....</i>	<i>32</i>
<i>Tab. 3. 2</i>	<i>Porovnání parametrů motorů v případě klasického a vysokorychlostního motoru</i>	<i>33</i>
<i>Tab. 4. 1</i>	<i>Hodnoty činitele K_c pro různé počty pólů [22].....</i>	<i>41</i>
<i>Tab. 4. 2</i>	<i>Porovnání hodnot jmenovitého, maximálního a záběrného momentu vysokootáčkového motoru dle výpočtu v kap. 4.3.1 až 4.3.5 s hodnotami uvedenými v [26].....</i>	<i>51</i>
<i>Tab. 4. 3</i>	<i>Porovnání parametrů motoru s kotvou tvořenou vrstvou mědi a kotvou klecovou</i>	<i>59</i>
<i>Tab. 5. 1</i>	<i>Magnetizační charakteristika konstrukční oceli 11600.....</i>	<i>61</i>
<i>Tab. 5. 2</i>	<i>Magnetizační charakteristika a měrné ztráty plechů M290-50A [30]</i>	<i>62</i>
<i>Tab. 5. 3</i>	<i>Porovnání parametrů motoru pro různá řešení rotoru získaných pomocí FEM.....</i>	<i>72</i>
<i>Tab. 6. 1</i>	<i>Porovnání rozdělení ztrát získaných měřením a analýzou FEM vysokootáčkového motoru.....</i>	<i>74</i>
<i>Tab. 6. 2</i>	<i>Porovnání hodnot při jmenovitém chodu při frekvenci napájení 250 Hz získaných měřením a analýzou FEM vysokootáčkového motoru.....</i>	<i>75</i>
<i>Tab. 7. 1</i>	<i>Porovnání parametrů motoru s kruhy a bez kruhů nakrátko, se změnou vzduchové mezery a sycení.....</i>	<i>81</i>

1 ÚVOD

1.1 Historie elektrických strojů

V roce 1821 anglický fyzik a chemik Michael Faraday objevil způsob, jak přeměnit elektrickou energii na mechanickou práci. Jeho zařízení bylo velmi jednoduché. Jednalo se o měděný vodič volně zavěšený za jeden konec, druhý konec byl ponořen v nádobce se rtuť. Průchodem proudu tímto vodičem došlo k jeho rotaci kolem osy magnetu, který byl umístěn svisle uprostřed nádoby. Tento Faradayův vynález je vlastně první elektromotor, pracující na stejném principu jako dnešní stroje. Další vývoj elektrických motorů poznamenala konstrukce parních strojů, kdy místo válců a pístů konaly přímočarý vratný pohyb, přeměňující elektrickou energii na mechanickou, elektromagnety. Až v roce 1834 ruský vědec B. S. Jakobi zkonstruoval elektromotor, který získával točivý pohyb přímo. Výkon tohoto motoru byl asi 15W. Otáčivý moment motoru vznikal pomocí stacionárních a rotujících elektromagnetů. Proudů v cívkách se přepínaly v definovaném časovém okamžiku speciálním komutátorem.

První motory byly napájeny z galvanických článků. Toto ovšem činilo elektrické motory velmi nevhodné a konkurence neschopné parním strojům. Bylo nutné, pro zavedení elektromotorů do průmyslu, vyvinout výkonnější a efektivnější elektrické zdroje. Těmito zdroji se staly elektrické generátory. Ačkoliv byl princip vratnosti elektrických strojů objeven už v roce 1833 H. Lenzem, až v roce 1838 byl tento objev dokázán prakticky. Zákony elektromagnetické indukce objevené M. Faradayem v roce 1831 odstartovaly vývoj elektrických generátorů, jež byly schopné překonat galvanické baterie. Roku 1832 bratři Pixiiové zkonstruovali na základě Faradayových zákonů první elektrický generátor s otáčejícími se permanentními magnety. Jelikož tyto stroje měly za úkol nahradit galvanické baterie, byly všechny tehdejší generátory vybaveny komutátorem pro usměrnění proudu. Další fází vývoje generátorů bylo nahrazení permanentních magnetů elektromagnety v roce 1845 a následně v roce 1867 zavedení vlastního buzení u strojů W. Siemense. Tento nápad byl poprvé vysloven již v roce 1852 Hjorthem.

Prudce se rozvíjející průmyslová výroba, masivně využívající parních strojů, způsobovala růst měst, zvyšování počtu obyvatel, větší požadavky na zdroje pro osvětlení. V 70. letech 19. stol. byly hlavním spotřebitelem elektriny osvětlovací soustavy. Bylo jasné, že je potřeba vyvinout větší a silnější generátory. Roku 1860 byl A. Pacinottim sestrojen první prstencový drážkovaný rotor s uzavřeným mnohazávitovým vinutím. Tato koncepce se jevila jako výhodnější pro konstrukci výkonnějších elektrických strojů, zůstala však po dlouhou dobu bez povšimnutí. První dynamo se sériovým buzením bylo vynalezeno W. Siemensem v roce 1867. Jednalo se o první aplikaci principu vlastního buzení. Teoretické odvození elektrického stroje s vlastním buzením v tomto roce odvodil J. C. Maxwell. Pacinottiho plány byly využity Z. T. Gramem, který je zdokonalil a následně v roce 1870 zkonstruoval stroj s válcovým rotorem, jenž nahradil v té době rozšířené stejnosměrné stroje s rotorem s vyniklými póly. O tři roky později F. Hefner-Alteneck a W. Siemens navrhli a sestrojili motor s bubnovým rotorem. Tento stroj v podstatě odpovídá dnešním konstrukcím.

Elektrické stejnosměrné motory se zprvu uplatňovaly v městské hromadné dopravě. Na Berlínské výstavě v roce 1879 byla představena první elektrická železnice. Autorem tohoto počínu byl W. Siemens. Užitý generátor i motor byl vybaven sériovým buzením.

M. Depréz ukázal roku 1882, že je možné přenášet stejnosměrný elektrický proud na velkou vzdálenost. Stalo se tak, když byla do Mnichova přenášena elektrická energie z 57 kilometrů vzdálené vodní elektrárny v Miesbachu, kde pracoval stejnosměrný generátor o výkonu 2kW při napětí 1500 až 2000 V. Elektřina vyrobená v elektrárně poháněla vodní pumpu. Objev, že pokud se použije k přenosu velmi vysoké napětí, které umožňuje přenášet na velkou vzdálenost elektrickou energii při malých ztrátách, znamenal rychlejší růst průmyslu, který nebyl omezen na lokální zdroje.

Rostoucí požadavky rozvíjejícího se průmyslu a stále větších měst kladl stále větší požadavky na elektrické stroje. Bohužel s tím také přibývaly problémy. Nutnost přenášet na stále větší vzdálenosti více elektrické energie způsobovala, že bylo potřeba stále zvyšovat napětí až na několik tisíc voltů. Při takto vysokém napětí již hůře pracovaly komutátory stejnosměrných strojů. To zapříčinilo, že se stále více do popředí zájmu techniků dostával střídavý proud.

Generátory střídavého jednofázového proudu byly známé prakticky od začátku. Zhruba rok po objevení Faradayových zákonů elektromagnetické indukce zaslal jistý P. M. Faradayovi plán své vlastní konstrukce prvního mnohápólového synchronního generátoru.

Roku 1888 publikovali takřka současně N. Tesla a G. Ferraris práce zabývající se vznikem točivého magnetického pole pomocí dvoufázového proudu i využití tohoto principu pro sestavení motoru. Následující rok byl počátkem střídavých pohonů. M. O. Dolivo-Dobrovolskij, zaměstnán tehdy v Německu, vypracoval plán třífázové soustavy a zkonstruoval první třífázový asynchronní motor a transformátor. Úspora materiálu, což byla jedna z výhod třífázového vedení, vyústila ve výstavbu zkušebního vedení na vysoké napětí o délce 175 km mezi Lauffenem a Frankfurtem nad Mohanem. V Lauffenu vodní turbína poháněla třífázový alternátor o výkonu 230 kVA při napětí 95V a otáčkách 150 min⁻¹. Napětí bylo zvýšeno transformátory na 28 000 V, ve Frankfurtu sníženo na 65 V. Spotřebičem byl třífázový asynchronní motor o výkonu 75 kW, který poháněl čerpadlo.

Pomaluběžné pístové parní stroje už nestačily na konci 80. let 19. stol. pohánět rychloběžné elektrické generátory. Byly vyvinuty první parní turbíny. V 90. letech 19. stol. byly již běžné turboalternátory o výkonu více než 1 MW. Růst výkonů a rychloběžnosti generátorů znamenal také normalizování frekvence střídavého proudu. Zpočátku tyto stroje pracovaly s kmitočtem mezi 15 a 133 Hz. V 90. letech 19. stol. se zavedl kmitočet 50 Hz pro Evropu a 60 Hz pro USA. Na přelomu 19. a 20. stol. se rozvíjejí základní teorie elektrických strojů a metody jejich návrhu, výpočtu a konstrukce. Elektrické stroje se stávají menšími a výkonnějšími, vinutí strojů má lepší izolační vlastnosti, magnetické materiály, ze kterých jsou vyrobeny statory a rotory, mají vylepšené vlastnosti [28].

1.2 Elektrické stroje

1.2.1 Princip funkce elektrických strojů

Fyzikální podstatou všech elektrických strojů je indukování elektromotorického napětí změnou magnetického toku v čase. Tento zákon lze formulovat takto: změna magnetického toku procházejícího uzavřenou smyčkou vyvolá indukci elektromotorického napětí ve smyčce, které je úměrné časové změně tohoto toku.

$$e = -\frac{d\Phi}{dt} \quad (1.1)$$

Tato rovnice znamená, že časový průběh elektromotorického napětí je derivací časového průběhu magnetického toku.

Magnetické pole se může měnit buď v čase, nebo v prostoru. Jestliže se mění počet siločar magnetického toku Φ procházejícího elektrickým obvodem, pak mluvíme o časové změně toku. Toho lze dosáhnout změnou budícího proudu magnetického obvodu. Změna toku obvykle není skoková. U elektrických strojů má magnetický tok zpravidla harmonickou změnu, jelikož se budí harmonickým proudem. Okamžitá hodnota toku je dána vztahem

$$\Phi = \Phi_{\max} \cdot \sin \omega t \quad (1.2)$$

Vztah pro indukované elektromotorické napětí po dosazení vztahu (1.2) do (1.1), vypadá takto:

$$e = -\frac{d\Phi}{dt} = -\omega\Phi_{\max} \cos \omega t \quad (1.3)$$

Amplituda elektromotorického napětí má časový průběh posunutý o 90° oproti časovému průběhu magnetického toku a je rovna

$$e_{\max} = -\omega\Phi_{\max} \quad (1.4)$$

a efektivní hodnota napětí je

$$E = \frac{1}{\sqrt{2}} \omega\Phi_{\max} = \pi\sqrt{2}f\Phi_{\max} \quad (1.5)$$

V točivých elektrických strojích se elektromotorické napětí indukuje prostorovou změnou magnetického toku. Velikost magnetického toku se mění pohybem smyčky, kterou tento tok prochází.

Mějme obdélníkovou smyčku rotoru elektrického stroje, pohybující se v magnetickém poli pólů statoru s indukci B a rychlostí v . Elektromotorické napětí se indukuje pouze v efektivní délce vodiče l , což je část vodiče, kterou prochází magnetický tok. Pak je okamžitá hodnota elektromotorického napětí rovna

$$e = 2Bvl \quad (1.6)$$

Pokud se smyčka pohybuje rovnoměrně pod póly, je elektromotorické napětí stálé. Mezi póly se ve smyčce nic neindukuje. Až se smyčka dostane pod další pól opačné polarity, začne se ve smyčce indukovat napětí opačného znaménka. U všech točivých strojů, jež mají prostřídáné póly, dochází k indukci střídavého elektromotorického napětí [29].

1.2.2 Princip analýzy magnetického obvodu stroje

Uzavřená cesta magnetického toku elektrickým strojem se nazývá magnetický obvod. Magnetické pole prostupuje celý prostor kolem budícího vinutí. Pomocí železných (feromagnetických) částí stroje je tento tok soustředěn do požadovaného prostoru, kde dochází ke změně energie elektromagnetickou indukcí. Avšak ne celý magnetický tok se účastní přeměny energie. Ta část, která se neúčastní, se nazývá rozptylový magnetický tok. Při konstrukci elektrického stroje je nezbytné, aby tento rozptylový tok byl co nejmenší, čímž se zajistí efektivita stroje.

Pro výpočty magnetických obvodů se používá Hopkinsonův zákon, jenž je ekvivalentní zákonu Ohmovu, platícímu pro elektrické obvody. Magnetický tok je roven součinu magnetomotorického napětí F_m a magnetické vodivosti obvodu Λ . Jeho matematické vyjádření vypadá takto:

$$\Phi = F_m \Lambda \quad (1.7)$$

Magnetomotorické napětí je součet všech proudů spřažených s magnetickým obvodem. Matematicky:

$$F_m = \sum I \quad (1.8)$$

Pro vypočtení magnetického obvodu je potřeba rozdělit obvod na části, kde je po celé délce l konstantní průřez S . Magnetickou vodivost je pak možné spočítat podle podobného vztahu jako u elektrické vodivosti:

$$\Lambda = \mu \frac{S}{l} \quad (1.9)$$

kde μ je permeabilita prostředí, kterým prochází magnetický tok.

$$\mu = \mu_0 \mu_r \quad (1.10)$$

$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ Hm}^{-1}$ je permeabilita vakua a μ_r je poměrná permeabilita. Neferomagnetické látky a vzduch mají permeabilitu rovnou permeabilitě vakua.

Pro uzavřený elektrický obvod platí

$$F_m = \oint \vec{H} d\vec{l} \quad (1.11)$$

Tento tvar se v praxi nahrazuje prostým součtem konečného počtu magnetických napětí:

$$F_m = \sum U_m \quad (1.12)$$

kde U_m jsou magnetická napětí.

Výpočet sériového řazení magnetického obvodu je jednoduchý. Do obvodu se zakreslí střední siločára a obvod se rozdělí na části, v nichž je stálá indukce. Pro každou část se vypočítá indukce B procházející plochou S , následně magnetická napětí U_m a ta se sečtou.

V případě paralelního řazení lze provést přesný výpočet pouze tehdy, mají-li paralelní větve konstantní permeabilitu. Jelikož předem nejsou známy indukce, na nichž závisí permeabilita jednotlivých částí, je nutno počítat jen aproximací. V případě, že se v obvodu vyskytují

vzduchové mezery, pak se v prvním kroku zanedbají magnetické odpory feromagnetických částí a počítají se pouze magnetické odpory vzduchových mezer [23].

V jednodušších případech lze přímo vypočítat magnetickou vodivost materiálů se stálou permeabilitou. Reálné pole se obvykle nahradí jednodušším polem (rovinné, kulové, válcové, kuželové).

Indukční čáry pole mezi dvěma rovinami, které mezi sebou svírají úhel α , se nahradí soustřednými kružnicemi. Magnetická vodivost je pak dána vztahem:

$$\Lambda = \mu \frac{L}{\alpha} \ln \frac{R}{r} \quad (1.13)$$

Pole tvaru komolého kužele je vhodnou náhradou za pole mezi dvěma souosými a nestejně velkými kruhovými póly. Vztah pro magnetickou vodivost pak vypadá takto:

$$\Lambda = \mu \pi \frac{Rr}{l} \quad (1.14)$$

U pole tvaru válce se odhadne střední délka siločáry l_s , vypočítá se objem prostoru V . Pak lze magnetickou vodivost počítat dle vztahu:

$$\Lambda = \mu \frac{V}{l_s^2} \quad (1.15)$$

Nelze-li magnetické pole vypočítat analyticky, je možné ho řešit graficky či pokusně [29]. Velice užitečnou pomůckou pro analýzu rozložení magnetického pole v nelineárních magnetických obvodech je metoda konečných prvků (FEM).

1.3 Vysokorychlostní asynchronní motory

Asynchronní motory jsou vzhledem ke své jednoduché konstrukci a nenáročnosti na údržbu velice populárním pohonem ve výkonovém spektru od několika wattů do několika megawattů. Před příchodem spolehlivých výkonových polovodičových spínacích prvků byly tyto motory napájeny přímo z rozvodné sítě. To však omezovalo dosažitelné otáčky pohonů na 3000 min^{-1} a regulace byla možná pouze změnou počtu pólů, nebo pomocí změny odporu kotvy motorů. Pro dosažení potřebných otáček tedy bylo nutné použít převodovky. Převodovka je ovšem konstrukčně složitá, zvyšuje celkovou hmotnost a rozměry pohonu, a tím i cenu. Zároveň je převodovka možným dalším zdrojem poruch a snižuje celkovou účinnost pohonu. V současné době pokročil vývoj polovodičových součástek natolik, že dokáží spínat výkony o řádech megawattů. To umožňuje stavbu výkonných měničů frekvence pro asynchronní motory. Tyto měniče dokáží plynule regulovat otáčky asynchronních motorů při zachování momentu. Lze pak vynechat převodovku, čímž se zvýší účinnost a spolehlivost pohonu. Návrh motoru pro vysoké otáčky má však svá specifika, která budou popsána v následujícím textu.

1.3.1 Uspořádání vysokorychlostního asynchronního motoru

Vysokorychlostní asynchronní stroj je indukční elektrický stroj. Stator je složen z dynamových plechů. V drážkách statoru je statorové vinutí. Rotor je tvořen v nejjednodušším případě ocelovým válcem. V případě použití listěného rotoru je svazek plechů rotoru nalisován na

hřídeli. Hřidel motoru je uložena v kluzných nebo valivých (kuličkových či válečkových) ložiscích, která jsou zalisována v kostře statoru.

1.3.2 Magnetický obvod statoru

Stator je tvořen prstencem z plechu, na jehož vnitřní straně jsou drážky pro vinutí. Siločáry magnetického pole procházejí vzduchovou mezerou ze statorových zubů do rotoru, přes rotor pokračují zpátky přes vzduchovou mezeru, až se uzavřou opět ve statoru.

Stator asynchronních strojů se vyrábí z dynamových plechů tloušťky 0,35 mm nebo 0,20 mm, se ztrátovým číslem 1,02 až 0,97 W/kg [4]. Takto jakostní plechy jsou nutné nejen z důvodu zvětšených ztrát vířivými proudy a hysterezními ztrátami, ale i z důvodu vytlačování magnetického toku z materiálu. Indukované vířivé proudy totiž působí proti změně magnetického toku (Lenzův zákon) a dochází k vytlačování magnetického toku z materiálu. To se projevuje nižší magnetickou vodivostí vnitřních částí magnetického obvodu statoru. Tento jev se dá charakterizovat pomocí hloubky průniku do materiálu, což je vzdálenost od povrchu, kdy hodnota magnetického toku klesne na přibližně 37%. Dá se určit dle vztahu

$$\delta = \sqrt{\frac{1}{\pi f \mu \sigma}} \quad (1.16)$$

kde f je frekvence statorového proudu, μ je permeabilita použitého materiálu plechů a σ vodivost použitého materiálu plechů.

Plechý jsou vyráběny z velmi čisté oceli legované např. křemíkem, která se kuje v martinských pecích, nebo z elektrooceli vyrobené pomocí elektrických obloukových pecí. Dále se válcují buď za studena nebo za tepla, či se obojí kombinuje. Plechy se navzájem izolují lakem.

Plechý se stříhají do vnějšího průměru 1 m vcelku, větší z několika segmentů. Jejich počet závisí na potřebě minimalizovat odpad při stříhání z normovaných tabulí plechu. Tabule se stříhají buď postupovými řezy, nebo jednotlivými řezy. Jednotlivé se prostřihují s lícovacími otvory pro stahovací šrouby (do délky železa 300 mm) nebo zářezy pro klínová pravítka (u délek železa nad 300 mm). Statorové plechy se zajišťují v kostře pomocí pérových klínů. Aby se usnadnilo navíjení statoru, plechy jsou spojovány do svazků pomocí tenkých nýtů po obvodu plechů, které se po navinutí zalisují do kostry [23].

1.3.3 Vinutí statoru

Schopnost vinutí vytvářet elektromotorické napětí je vyjádřena činitelem vinutí. Čím vyšší činitel vinutí, tím vyšší využití vinutí. Pro třífázové vinutí je činitel využití $k_v = 0,828$, pro šestifázové vinutí $k_v = 0,995$. Z tohoto důvodu se u třífázových strojů používá šestifázové vinutí. Jednotlivé větve vinutí se vytvoří zapojením fází U, -W, V, -U, W, -V. Záporné fáze tvoří konce příslušných cívek. U dvouvrstvých vinutí se používá šest příslušně napájených cívkových skupin. U asynchronních strojů se používá celý počet drážek a vinutí je zpravidla dvouvrstvé. To proto, aby tvar magnetického pole asynchronních strojů byl sinusový, jelikož vyšší harmonické ruší chod stroje. Zpravidla se ještě zkracuje krok vinutí za účelem snížení vlivu vyšších harmonických ve vzduchové mezeře.

Geometrické tvary jednovrstvého vinutí [23]:

- a) Vinutí se stejnými cívkovými svazky. Mezi čely jsou mezery vhodné pro chlazení.

- b) Vinutí se stejnými cívkami.
- c) Soustředné vinutí dvoupatrové. Lze navíjet ručně nebo strojně do drážek již hotového stroje.
- d) Soustředné vinutí trojpatrové.

Geometrické tvary dvouvrstvého vinutí:

- a) Vinutí se stejnými cívkami.
- b) Vinutí se stejnými cívkovými svazky.
- c) Dvojité soustředné vinutí

Vinutí se podle způsobu výroby dělí:

- a) Vkládaná nebo prošívaná ruční
- b) Vsypaná
- c) Šablonová

Ruční vinutí je možné použít pouze pro opravy nebo výrobu jednotlivých strojů. Takto vyrobené vinutí je vinutí soustředné (každá cívka je samostatně navinutá ve svých drážkách a nekříží se s cívkami vinutými později).

Při výrobě prošívaného vinutí se drát po drátě protahuje do drážek. Na čelech je nasazena šablona, jejíž pomocí se vytváří čela. Drážka je vyložena izolací a vyplněna ocelovými jehlami o průměru trochu větším než mají izolované dráty vinutí.

U vkládaného vinutí jsou polozavřené drážky vyloženy izolací. Otevřením se vloží celý drát najednou. Čela se vytvářejí pomocí šablon.

Ručně navinuté vinutí se impregnuje vcelku s plechy. Protože tímto způsobem se impregnační činidlo nedostane hlouběji do drážek, je takto vyrobené vinutí nevhodné pro vysoké napětí.

Všechny druhy jednovrstvých a dvouvrstvých vinutí je možné vinout vsypáváním. Cívky jsou předem navinuté do tvaru obdélníku nebo lichoběžníku pomocí šablon. Cívka je svázaná na čelech a vsypává se drát po drátu do některého typu polozavřené drážky. Izolace, kterou byla drážka vyložena, se po vsypání cívky nad ní přehne a upevní klínem. Platí, že čím menší plnění drážky, tím rychlejší vkládání vinutí, které je ale méně pevné. Malé až středně velké stroje využívají lichoběžníkových drážek. Velké stroje mají drážky obdélníkové, klínované souměrně nebo nesouměrně. Nesouměrné klínování umožňuje lépe vsypávat čtyřhranné vodiče. Izolace v drážce má pro nízké napětí tloušťku 0,5 až 0,7 mm. Často se používá jedna lepenka s nalepenou fólií. Dráty jsou smaltované měděné, od průměru 1,5 mm je izolace bavlněná. Aby dráty u dvouvrstvého vinutí nemohly sklouznout do druhé vrstvy, jsou jednotlivé vrstvy odděleny přepážkou z lepenky [23].

Délka čela se zjišťuje zkouškami, tak aby čelo bylo co nejkratší a zároveň bylo možné ještě pohodlně vkládat vinutí. Čela jsou prokládána vložkami z lepenky a tlačena těsně na sebe. Nakonec se impregnují pro zpevnění.

U jednovrstvého vinutí se stejnými cívkami se u prvních cívek vloží nejprve jedna strana, druhá až po založení cívek, které se s nimi kříží.

U soustředného vsypávaného vinutí jsou vsypány nejprve krátké cívky, pak dlouhé.

U dvouvrstvého vinutí se stejnými cívkami se první cívky zakládají jen dolní stranou, horní strana se založí, až se vyplní příslušné spodní strany drážek.

U strojů určených pro vysoké napětí se používá šablonové vinutí, protože u tohoto způsobu jsou cívky vyrobené mimo stroj a je možné je důkladně impregnovat. Nevýhodou je vkládání do otevřených drážek, které zvyšují magnetizační proud a ztráty v zubech. Tomu lze předejít použitím magnetických klínků (feromagnetické plíšky nebo feromagnetický prášek zalisovaný v pryskyřici). Šablonové vinutí je možno vložit do polozavřených drážek. Pokud se cívka vyrobí otevřená, zasune se do požadované drážky a na konci se spájí nebo svaří. Tento postup je však možný jen u malého počtu vodičů.

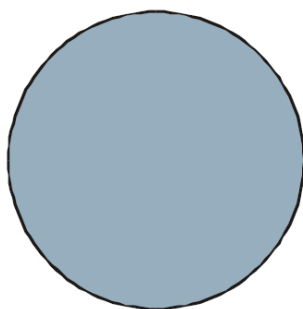
Spojení cívek vinutí se volí tak, aby spoje byly co nejkratší, rovnoměrně rozložené, a aby byly krátké přívody ke svorkovnici; cívky se spojují za sebou.

Pokud vodiče mají velký průměr, vytvoří se paralelní větve, jejichž počet nesmí překročit počet pólových dvojic [23].

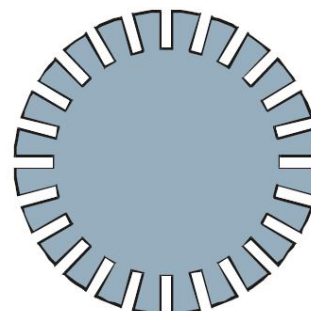
1.3.4 Rotor

Rotor je u vysokorychlostního motoru z hlediska návrhu nejdůležitější součástí. Je nutné nalézt správný kompromis mezi požadovanými otáčkami, mechanickou pevností a účinností. Materiál rotoru musí mít dostatečně velkou permeabilitu a zároveň velkou elektrickou vodivost. Používají se rotory složené z plechů, nebo rotory z plného materiálu. V současné době se používají v zásadě čtyři koncepce rotoru z plného materiálu [2], [4], [5]:

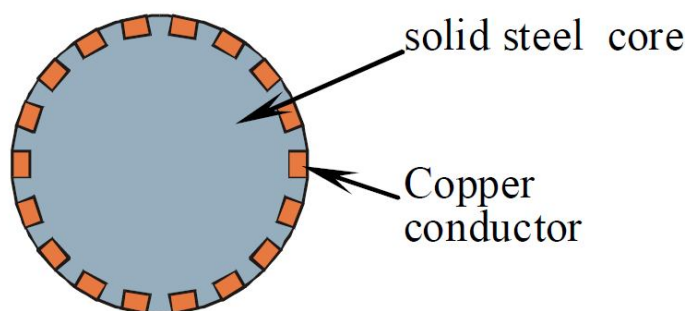
- Rotor z plného materiálu (obr. 1. 1)
- Rotor z plného materiálu s drážkami (obr. 1. 2)
- Rotor z plného materiálu s měděnou klecí (obr. 1. 3)
- Rotor z plného materiálu s vrstvou mědi po obvodu (obr. 1. 4)



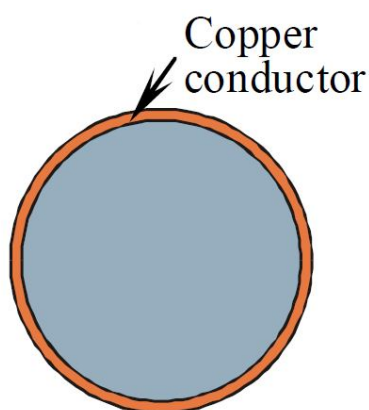
Obr. 1. 1 Rotor z plného materiálu [2]



Obr. 1. 2 Rotor z plného materiálu s drážkami [2]



Obr. 1. 3 Rotor z plného materiálu s klecí nakrátko [2]



Obr. 1. 4 Rotor z plného materiálu s vrstvou mědi po obvodu [2]

Jednotlivé druhy rotorů mají své výhody a nevýhody. Rotor z plného materiálu má vyšší dosažitelné otáčky, ale nižší účinnost a menší moment na hřídeli než rotor s vrstvou mědi po obvodu.

1.3.5 Hřídel rotoru

Hřídel u elektrických strojů je zpravidla uložena vodorovně a je namáhána zkrutem a ohybem. Hřídel musí být dostatečně tuhá, aby prohnutí bylo malé, protože vzduchová mezera se dělá pokud možno co nejmenší. Do sil působících na hřídel je nutné započítat síly způsobené řemenicí nebo ozubenými koly na koncích hřídele. Hřídele pro běžné užití jsou vyráběny z uhlíkové konstrukční oceli. Pro velké stroje nebo stroje používané v těžkém provozu se vyrábějí z ušlechtilých uhlíkových nebo slitinových ocelí. Průměr hřídele bývá odstupňován, na největším průměru je zpravidla nalisován rotorový svazek. Na zbylých průměrech jsou ostatní konstrukční části (valivá či kluzná ložiska, ventilátor) [22], [23].

1.3.6 Ložiska

U elektrických strojů malých a středních velikostí se používají nejčastěji valivá ložiska, a to kuličková nebo válečková. Jejich velkou výhodou jsou malé rozměry, nízký odpor při rozběhu, použití v různých polohách stroje a možnost jednoduché výměny. Avšak mají hlasitější chod a nelze je opravit za provozu.

Radiální kluzná ložiska mají své využití zejména u strojů velkých rozměrů. Principem funkce kluzného ložiska je vytvoření olejového filmu mezi třecími plochami. Hutnost a nosnost olejového filmu je závislá na rychlosti otáčení čepu. Čím je větší rychlost otáčení, tím více se zvýší mezní síla, při které dochází k přerušení filmu. Aby došlo k vytvoření filmu, musí být obě

plochy k sobě skloněny pod nepatrným úhlem a olej musí být tlačěn od širšího konce k užšímu. Při dobrém mazání mají kluzná ložiska téměř neomezenou životnost.

Axiální kluzná ložiska se používají jako závěsná nebo podpěrná ložiska pro svislé stroje.

Pro vysokootáčkové aplikace se zpravidla používají speciální druhy ložisek, například magnetická. Ta mohou být pasivní, kdy rotorová i statorová část je tvořena permanentními magnety, nebo aktivní, kdy rotor je vystředován elektromagnety řízenými na základě snímače polohy. Dalším typem mohou být aerodynamická ložiska, kde speciálně tvarované drážky na styčných plochách ložiska vytváří při vzájemném otáčení aerodynamickou sílu, oddělující styčné plochy, či aerostatická ložiska, kde se mezi plochy vhná stlačený plyn z vnějšího zdroje [8], [23].

1.3.7 Kostra statoru

Kostrы elektrických strojů mohou být lité, svařované, nebo lisované z plechu. Jako materiál může být použita například šedá litina. U svařovaných koster lze použít bezešvé trubky. Na čela kostry se montují ložiskové štíty. Aby byl zajištěn spolehlivý přenos točivého momentu a upevnění stroje, jsou kostry vybaveny patkami, které jsou vyrobeny současně s kostrou, popřípadě se k ní později přivařují nebo šroubují [23].

2 PROBLEMATICKÉ OBLASTI VYSOKORYCHLOSTNÍCH ASYNCHRONNÍCH MOTORŮ

2.1 Rotor

Jak již bylo zmíněno výše, rotor vysokorychlostního asynchronního motoru může být vyroben z plechů nalisovaných na hřídeli s klecí z dobře vodivého materiálu, jako je hliník nebo měď. Z důvodů mechanické pevnosti a elektrických vlastností se používá měď. Rotor z plechů má několik výhod oproti rotoru z plného materiálu. Vzájemně izolované plechy omezují vířivé proudy, které se v nich indukují. Nedochází pak k vytlačování magnetického toku směrem ven z materiálu rotoru. Pokud je totiž magnetický tok vytlačen do vnějších částí, potom v těchto místech může docházet k magnetickému nasycení. Magnetický tok pak nemůže proniknout hlouběji do materiálu, a ten pak zůstane nevyužit.

Rotor z plného materiálu má své opodstatnění při vyšších otáčkách (vyšších frekvencích napájecího napětí), kdy je skluz relativně malý. V tomto případě se v materiálu rotoru indukují vířivé proudy způsobené vyššími harmonickými magnetického toku. Tyto proudy se vlivem vytlačování magnetického toku kumulují blízko povrchu rotoru a způsobují velké ztráty vířivými harmonickými proudy. Tomu lze zabránit úpravou povrchu rotoru například drážkováním. Drážkování povrchu zvyšuje impedanci vnější části rotoru a zabraňuje přesycení. Zvýšená impedance povrchu snižuje ztráty vířivými proudy. Další možností je změna vzduchové mezery, nebo taková úprava statoru, která potlačuje vyšší harmonické. Experimentálně bylo zjištěno, že větší vzduchová mezera, při vyšší frekvenci napájecího napětí, způsobuje pokles ztrát [4], [5].

2.1.1 Namáhání rotoru odstředivými silami

Rotor se navrhuje s uvažováním provozních otáček, velikosti vzduchové mezery a chlazení. Maximální otáčky jsou dány konstrukcí rotoru a dovoleným namáháním materiálu. Lze je stanovit dle následujících vztahů:

$$n_{\max} \leq \frac{1}{\pi D_r} \sqrt{\frac{4\sigma_{\max}}{\rho \left[(1 - \nu_p) \left(\frac{d_r}{D_r} \right)^2 + 3 + \nu_p \right]}} \quad (2.1)$$

$$n_{\max} \leq \frac{1}{\pi D_r} \sqrt{\frac{8\sigma_{\max}}{\rho(3 + \nu_p)}} \quad (2.2)$$

Vztah 2.1 platí pro rotor složený z plechů, vztah 2.2 pro rotor z plného materiálu. σ_{\max} je dovolené napětí materiálu v tahu, D_r je vnější průměr rotoru, d_r je vnitřní průměr rotoru (u rotoru složeného z plechů), ν_p je Poissonovo číslo, ρ je hustota materiálu [4], [5].

2.1.2 Namáhání rotoru ohybem

Rotor se dá považovat za mechanický rezonátor s vlastními rezonančními kmitočty. Zdrojem kmitů rotoru je zpravidla mechanická nevyváženost rotoru. Pokud je kmitání rotoru v rezonanci s vlastním kmitočtem rotoru, rotor začne silně vibrovat. Na prvních dvou rezonančních kmitočtech rotor pouze vibruje, bez ohybu. Tyto kmity se dají snadno utlumit pomocí magnetických ložisek. Vyšší kmitočty způsobují ohýbání rotoru. Pro rotor z plechů se dají určit otáčky pro první z těchto kmitočtů dle tohoto vztahu:

$$n = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\left(\frac{d_r}{D_r}\right)^2 \frac{3ED_r^2}{\rho l_r^4}} \quad (2.3)$$

kde E je modul pružnosti v tahu a l_r je délka rotoru [4], [5].

2.1.3 Volba optimálního poměru délky ku průměru (l/D) rotoru

Optimální volba poměru l/D je zvláště důležitá při použití rotoru z plného materiálu, protože silně ovlivňuje moment a účinnost navrhovaného motoru. Stator se pak navrhuje tak, aby pro každý poměr l/D zůstala konstantní lineární hustota proudu ve statoru a indukce v zubech a jhu statoru. Pro každý typ rotoru je jiný optimální poměr l/D.

Dle [4] je maximální účinnost motoru dosažena pro poměr l/D=1 pro drážkovaný rotor s měděnými kruhy [4], [5].

2.2 Volba vhodných ložisek

Pro vysokorychlostní asynchronní motory menších výkonů se zpravidla nepoužívají magnetická ložiska. Ta lze s výhodou použít pouze pro specifické účely a provozní podmínky. Taktéž aerostatická ložiska nemají využití u malých, relativně levných motorů. Zbývají tedy valivá nebo kluzná ložiska, a to aerodynamická, hydrodynamická, nebo kluzná samomazná.

2.2.1 Valivá ložiska

Vysokých provozních otáček jsou schopna dosahovat pouze kuličková ložiska. Tato ložiska mají nízké tření, při kvalitním mazivu dlouhou životnost a v neposlední řadě i snadnou výměnu v případě poškození. Běžná ložiska s ocelovými kuličkami lze použít do otáček 30000 min^{-1} při průměru hřídele 15mm. Vzhledem k tomu, že vysokorychlostní asynchronní motory jsou napájeny z měniče frekvence, existuje zde riziko vzniku ložiskových proudů, které nepříznivě ovlivňují životnost ložisek. Je zde proto zajímavé použití hybridních kuličkových ložisek. Kulička tohoto ložiska je vyrobena z nitridu křemíku. Tato sloučenina vyniká vysokou pevností v tlaku a tvrdostí oproti klasické ocelové kuličce. Zároveň má nízkou hustotu, tedy i nízkou váhu, což předurčuje tento typ ložiska pro vysoké provozní otáčky. Taktéž izolační schopnost nitridu křemíku zabraňuje vzniku ložiskových proudů, a tím také poškození ložiska. Tento typ ložiska také není příliš náchylný na poškození při špatném mazání, nebo při provozu ve znečištěném prostředí díky tvrdosti keramické kuličky. Při průměru hřídele 15mm je možné tato ložiska provozovat do otáček 40000 min^{-1} [17].



Obr. 2. 1 Hybridní kuličkové ložisko

2.2.2 Kluzná ložiska hydrodynamická

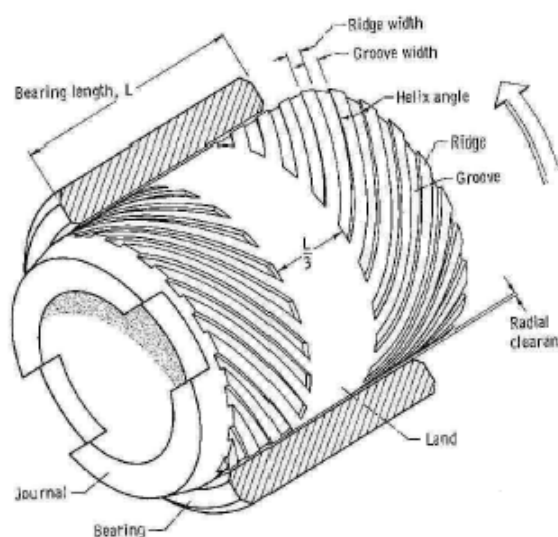
Pro vysokootáčkové aplikace, při malém až středním zatížení, se nabízí pouze ložisko s pouzdrem ze slitiny bronzu a grafitu (1%) napuštěným minerálním olejem (28%). Tato ložiska mají nízké tření, jsou samomazná a levná. Maximální kluzná rychlost je 5m/s, což znamená, že pro průměr hřídele 15mm v ložisku jsou maximální otáčky 6500 min^{-1} . Hřídel musí být dobře opracovaná (maximální drsnost 0,8) [18].



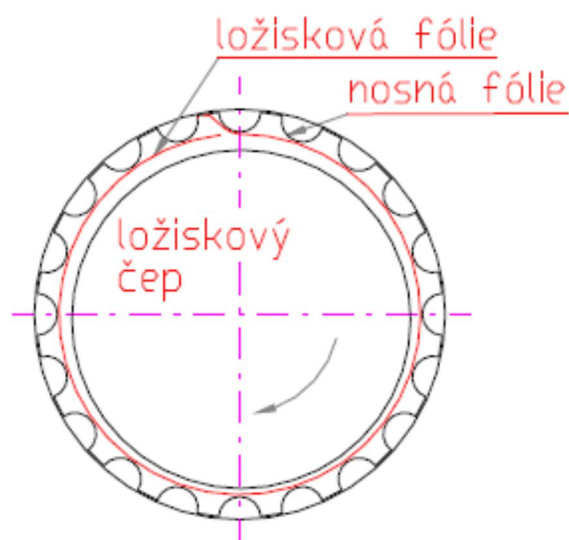
Obr. 2. 2 Pouzdra ložisek ze slitiny bronzu a uhlíku

2.2.3 Kluzná ložiska aerodynamická

Tento typ ložisek využívá k vytvoření aerodynamického filmu, oddělujícího kluzné plochy ložiska, drážkovaný povrch styčných ploch (obr. 2. 3) nebo fólie (obr. 2. 4). Dynamická viskozita vzduchu nebo jiných plynů je přibližně 1000krát menší, než dynamická viskozita běžných olejů používaných pro mazání ložisek. To se projevuje menší tuhostí a zatížitelností ložiska. Je proto nutné použít větší velikost ložiska, než v případě hydrodynamického kluzného ložiska. Tato záležitost však není na závadu, jelikož se tím zvýší tuhost hřídele. Drážkovaná radiální ložiska se příliš nepoužívají kvůli náročné výrobě. Častější je proto použití fóliového ložiska, a to typu s podpěrnou fólií [8].



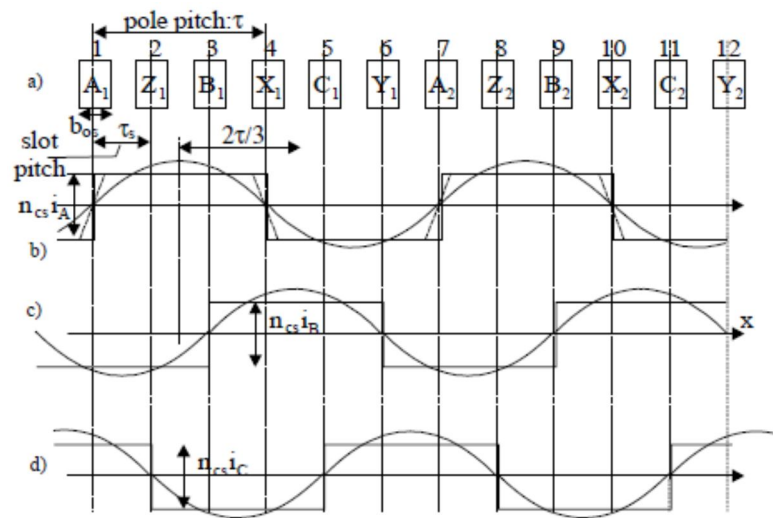
Obr. 2. 3 Drážkované aerodynamické ložisko [8]



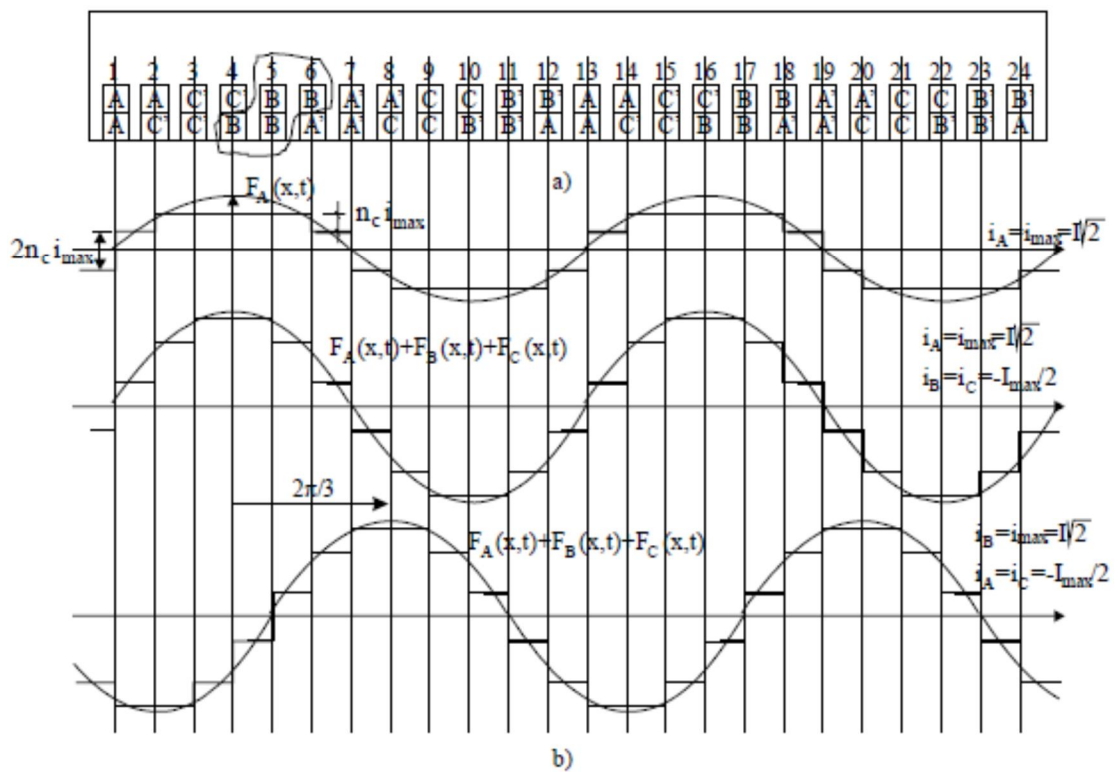
Obr. 2. 4 Fóliové aerodynamické ložisko [8]

2.3 Statorové vinutí

Otevření statorových drážek spolu s konečným počtem drážek pro vinutí způsobuje nesinusový průběh magnetické indukce ve vzduchové mezeře motoru, ačkoli napájecí napětí je dokonale harmonické. Pokud vyšší harmonické způsobené otevřením drážek a vyšší harmonické způsobené konečným počtem drážek jsou ve stejném pořadí, pak se souhrnně označují jako drážkové harmonické. Tyto harmonické pak způsobují znatelné ztráty vířivými harmonickými proudy na povrchu rotoru.



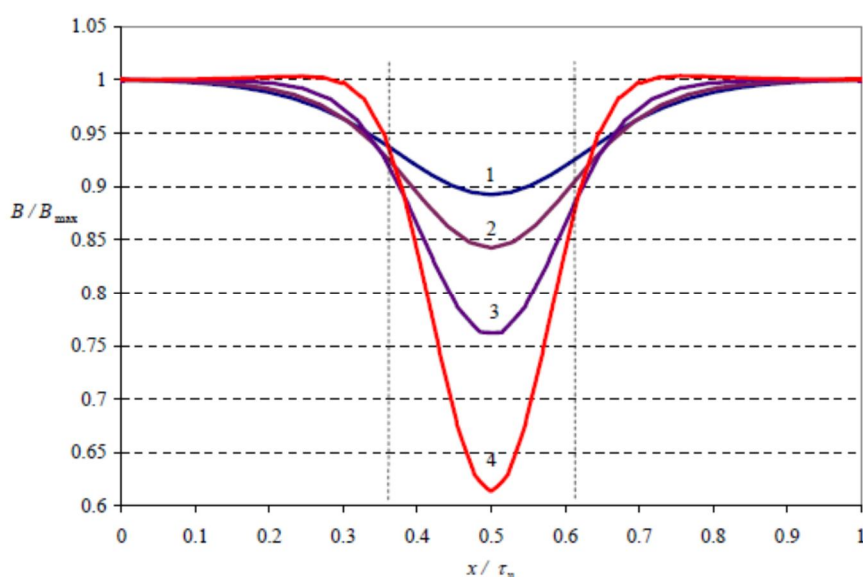
Obr. 2. 5 Průběhy magnetomotorického napětí jednovrstvého vinutí 4 pólového motoru s 1 drážkou na pól a fázi [21]



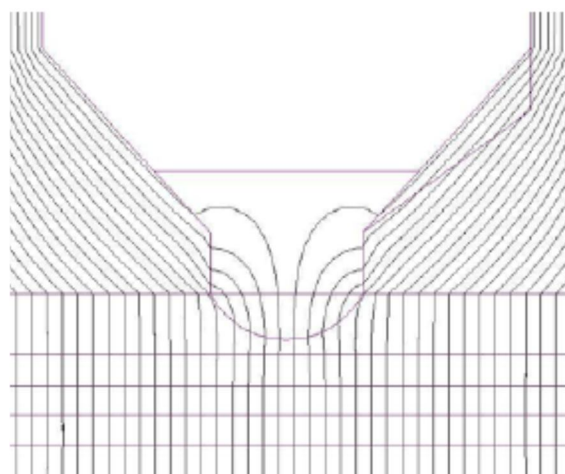
Obr. 2. 6 Průběhy magnetomotorického napětí dvouvrstvého vinutí 4 pólového motoru s 2 drážkami na pól a fázi se zkrácením kroku na 5/6 [21]

Prostorové harmonické pole lze redukovat větším počtem drážek při použití jednovrstvého vinutí, nebo použitím dvouvrstvého vinutí se zkráceným krokem vinutí, viz porovnání průběhů magnetomotorické síly (obr. 2.5 a 2.6) [21].

Vyšší harmonické pole způsobené otevřením drážek lze jednoduše eliminovat zvětšením vzduchové mezery (obr. 2. 7). Průběh magnetické indukce v mezeře se pak vyhladí, ovšem za cenu vyšších ztrát v mědi, jelikož se zvětší magnetizační proud. Je proto nutné najít kompromis mezi vzrůstem ztrát v mědi a snížením ztrát vířivými proudy. Další možností je zmenšení rozevření drážky. Ale ani tato úprava nemusí být dostatečná. Proto se buď upraví tvar zubů, nebo se použije feromagnetický klínek s malou poměrnou permeabilitou (2 až 5), který uzavře drážku po vsypání vinutí. Pokud má vršek klínku vhodný tvar, lze dosáhnout téměř hladkého průběhu magnetické indukce ve vzduchové mezeře, viz obr. 2. 8.



Obr. 2. 7 Průběh magnetické indukce ve vzduchové mezeře pod drážkou při konstantním otevření drážky b a změně délky vzduchové mezery δ ($b/\delta = 1$), 1) 1; 2) 1,25; 3) 1,67; 4) 2,5) [4]



Obr. 2. 8 Statorová drážka s klínkem z magnetického materiálu s vytvarovanou magnetickou čočkou [4]

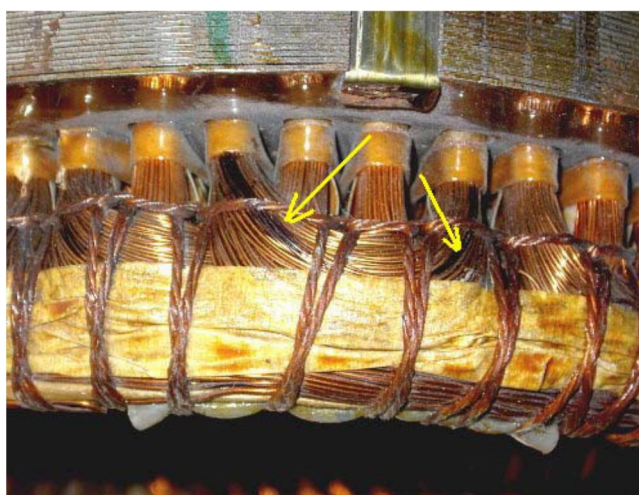
2.4 Vlivy při napájení z měniče frekvence

2.4.1 Vliv neharmonického napájecího napětí

U klasických asynchronních motorů, které jsou napájeny harmonickým síťovým napětím, jsou postup návrhu vinutí a jeho izolace dobře zvládnuty. Izolační systém se také v průběhu vývoje asynchronních strojů stával teplotně a napětově odolnějším díky novým izolačním materiálům.

Při napájení z měniče je však izolace vystavena působení dynamického namáhání a přepětovým špičkám, které vznikají při každém spínacím impulsu. Je tedy jasné, že izolace vinutí motoru napájeného tímto způsobem nebude mít stejnou životnost jako v případě napájení ze sítě. Pokud je nevhodně rozloženo napětí na vinutí, může působením přepětových špiček dojít k průrazu vinutí motoru.

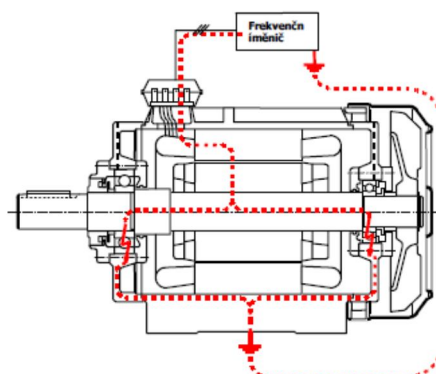
Izolace vinutí je také namáhána tepelně. Při přechodných dějích, jako je rozběh a brzdění, se vinutí výrazně ohřívá, dále dochází k ohřevu dielektrickými ztrátami v izolaci, v neposlední řadě také vzniká teplo vlivem vyšších harmonických v napájecím napětí. Tepelně namáhaná izolace rychleji degraduje. U motorů napájených měničem se přechodné jevy na degradaci izolace příliš nepodílí [13].



Obr. 2. 9 Vinutí motoru poškozené mezizávitovým zkratem po průrazu izolace vinutí [13]

2.4.2 Hřídelová napětí a ložiskové proudy

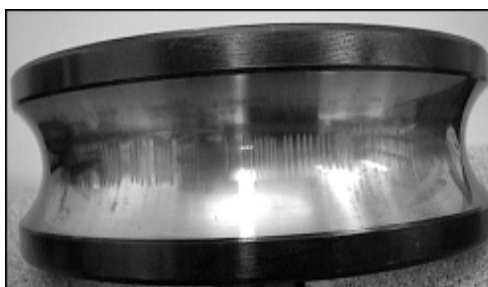
Hřídelová napětí u motorů napájených harmonickým napětím ze sítě jsou zpravidla projevem nesymetrického prostorového nebo časového rozložení magnetického pole. To může být způsobeno výrobní nesymetrií statoru (použití nevyžíhaných plechů válcovaných za studena), nebo chybným uložením rotoru. V obou případech dochází k indukovaní relativně malého napětí na hřídeli. Toto napětí se však uzavírá přes malou impedanci, obvodem tedy tečou velké proudy, viz obr. 2. 10. Dalším možným zdrojem ložiskových proudů je porušení pracovní izolace stroje, kdy se svodový proud uzavírá přes ložiska, nebo pracovní proud protékající ložisky, což je typické u elektrické trakce. Tyto zdroje ložiskových proudů se u klasických motorů konstrukčními úpravami téměř zcela odstranily.



Obr. 2. 10 Cesta kapacitního proudu motorem [14]

Při napájení z měniče frekvence vznikají, díky velké strmosti proudu při spínání a rozepínání výkonových prvků v měniči (zejména tyristorů a tranzistorů IGBT), velké napěťové špičky. Kostra motoru a vinutí mají vůči sobě kapacitu, kterou protéká kapacitní proud způsobený právě těmito napěťovými impulsy. Pokud je kostra nedokonale uzemněna nebo propojena s měničem, může se tento kapacitní proud uzavřít obvodem s menší impedancí. Součástí tohoto obvodu bývají ložiska. Při dostatečných otáčkách se mezi odvalujícími částmi vytvoří hydrodynamická vrstva maziva o tloušťce několika μm . Tato vrstva od sebe odděluje stojící a rotující část a tvoří kondenzátor s průrazným napětím 0,5V až 1V. Dielektrikum tohoto kondenzátoru se tedy snadno prorazí. Energie výboje je dostatečná pro bodové natavení materiálu ložiska. Tato drobná narušení pak způsobí pozvolné zadírání (obr. 2. 11), které může skončit až havárií ložiska [13], [14].

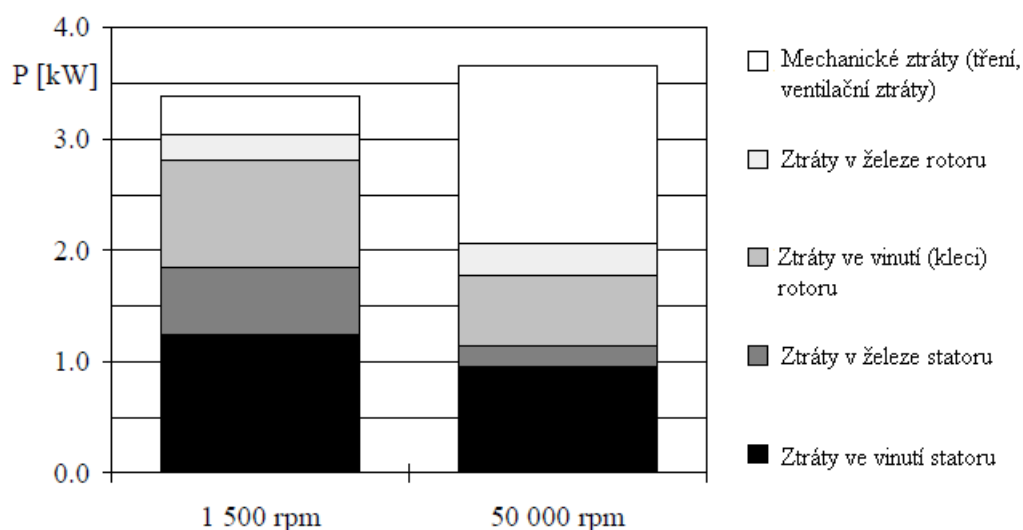
Eliminaci ložiskových proudů lze provést několika způsoby. Je tedy už při návrhu motoru nutné vyvarovat se magnetických a elektrických nesymetrií. Dále je nutné dbát na kvalitní napájecí kabel a důkladné uzemnění. Taktéž je důležité použití bezchybně fungujícího měniče s filtry, zabezpečujícího harmonický průběh napájecího napětí. Proudů lze také svést pomocí kartáče na hřídeli. Dále se používají izolovaná ložiska, ovšem lepším řešením je použití hybridních ložisek [24].



Obr. 2. 11 Příklad poškození styčných ploch ložiska ložiskovými proudy [24]

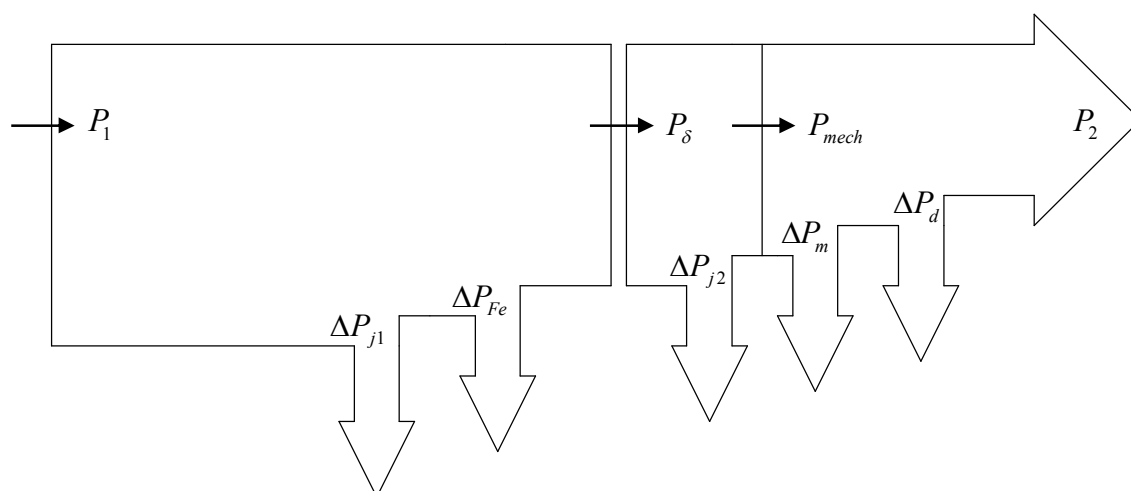
3 POROVNÁNÍ ZTRÁT KLASICKÉHO ASYNCHRONNÍHO A VYSOKORYCHLOSTNÍHO ASYNCHRONNÍHO MOTORU

Při provozu motoru ve vysokých otáčkách se začínají výrazněji uplatňovat mechanické ztráty (tření a ventilační ztráty), viz obr. 3. 1, kde je vidět, že zcela dominují. Vinutí statoru vysokorychlostního motoru má menší odpor, což se příznivě projevuje na nižších ztrátách ve vinutí. Nižších ztrát v železe statoru je dosaženo použitím tenčích, jakostnějších plechů a větší vzduchovou mezerou. Ztráty v železe rotoru jsou poněkud vyšší než u klasického asynchronního motoru.



Obr. 3. 1 Změna jednotlivých ztrát v případě klasického asynchronního motoru a vysokorychlostního asynchronního motoru s rotorem z plného materiálu s vrstvou mědi, oba motory mají stejný výkon 37kW - výsledek měření [5]

3.1 Rozdělení ztrát v asynchronním motoru



Obr. 3. 2 Tok výkonu v asynchronním motoru

Pro obr. 3. 2 platí

P_1	-	Příkon motoru
ΔP_{j1}	-	Ztráty ve vinutí statoru motoru
ΔP_{Fe}	-	Ztráty v železe statoru motoru
P_δ	-	Výkon přenesený přes vzduchovou mezeru motoru
ΔP_{j2}	-	Ztráty ve vinutí (kleci) rotoru motoru
P_{mech}	-	Mechanický výkon na rotoru
ΔP_m	-	Mechanické ztráty motoru
ΔP_d	-	Dodatečné ztráty motoru při jmenovitém chodu
P_2	-	Výstupní výkon na hřídeli

3.2 Měření ztrát asynchronního motoru

Měřeným motorem byl motor firmy EMP Slavkov s.r.o. TM71-2S s parametry:

Osová výška	-	$h=71mm$
Výkon	-	$P_2=370W$
Otáčky	-	$n=2800min^{-1}$
Proud	-	$I_n=0,93A$
Napětí	-	$U_n=400/230V$
Účinnost	-	$\eta=68\%$
Účinitík	-	$cos\varphi=0,84$
Moment	-	$M=1,3Nm$

3.2.1 Měření naprázdno a nakrátko

Měřením naprázdno se dají určit ztráty v mědi statoru ΔP_{j1} , v železe statoru a mechanické ztráty ΔP_m motoru. Naměřený příkon naprázdno je

$$P_0 = \Delta P_{j1} + \Delta P_{Fe} + \Delta P_m \quad (3.1)$$

$$\Delta P_{j1} = 3R_s I_{10}^2 \quad (3.2)$$

kde R_s je odpor vinutí statoru a I_{10} je proud naprázdno

Změřené odpory fází motoru

$$R_1 = 23,75\Omega$$

$$R_2 = 23,87\Omega$$

$$R_3 = 23,17\Omega$$

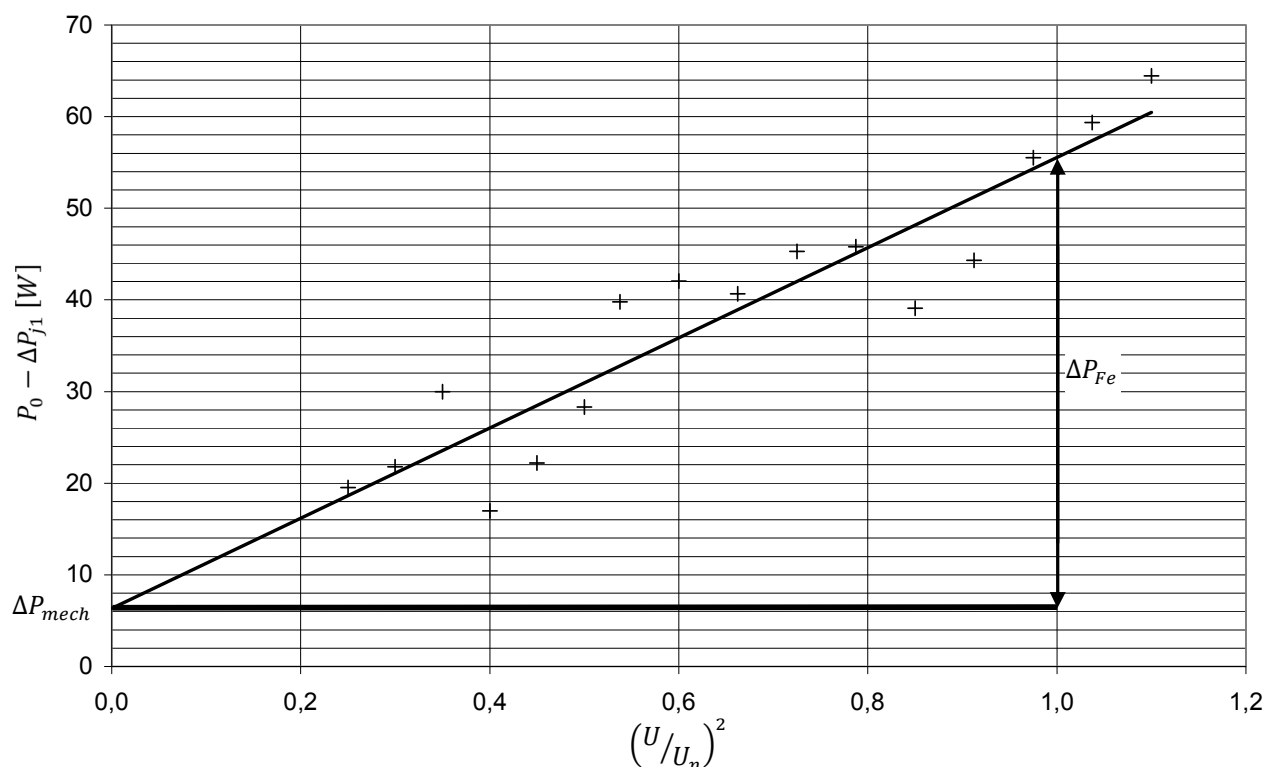
Odpor fáze motoru pro výpočet ztrát ve vinutí je

$$R_{s20} = \frac{R_1 + R_2 + R_3}{3} = \frac{23,75 + 23,87 + 23,17}{3} = 23,6\Omega \quad (3.3)$$

Přepočet na odporu na dovolené oteplení

$$R_s = R_{s20} \frac{235 + 115}{235 + 20} = 32,4\Omega \quad (3.4)$$

Při měření naprázdno se motor se jmenovitým zatížením zahřál na provozní teplotu. Po zahřátí se motor odlehčil a začal se měřit příkon a proud naprázdno při snižování napětí ze 110% jmenovitého napětí (440V) na přibližně 30% jmenovitého napětí (120V). Extrapolací závislosti příkonu naprázdno, s odečtenými ztrátami v mědi statoru ($P_0 - \Delta P_j$), na napětí se dají určit mechanické ztráty, viz graf na obr. 3. 3. Zbytek jsou ztráty v železe statoru.



Obr. 3. 3 Závislost příkonu naprázdno na napětí motoru TM71-2S

Z obr. 3. 3 vyplývají mechanické ztráty $\Delta P_m = 6,5W$ a ztráty v železe $\Delta P_{Fe} = 49,5W$

Při měření nakrátko se zablokovala hřídel motoru, nastavil se snížený proud nakrátko a odečetl se činný příkon nakrátko.

Naměřený činný příkon nakrátko

$$P_k = 570W$$

Naměřený proud nakrátko

$$I_k = 1,8A$$

Ztráty ve vinutí statoru nakrátko

$$\Delta P_{j1k} = 3R_{s115}I_k^2 = 3 \cdot 32,4 \cdot 1,8^2 = 314,9W \quad (3.5)$$

Ztráty v kleci rotoru nakrátko

$$\Delta P_{j2k} = P_k - \Delta P_{j1k} = 570 - 314,9 = 255,1W \quad (3.6)$$

Při jmenovitém zatížení 1,3Nm byl naměřen činný příkon 558W při otáčkách 2797min⁻¹.

Rozdělení ztrát při jmenovitém chodu

Tab. 3. 1 Hodnoty z měření ve jmenovitém bodě motoru TM71-2S

Z měření ve jmenovitém bodě					
U (V)	I (A)	P ₁ (W)	P ₂ (W)	n (min ⁻¹)	M (Nm)
400	0,93	558	380,8	2797	1,3

$$\text{Ztráty ve vinutí statoru} \quad \Delta P_{j1} = 3R_s I_n^2 = 3 \cdot 32,4 \cdot 0,93^2 = 84,1W \quad (3.7)$$

$$\text{Ztráty v železe} \quad \Delta P_{Fe} = 49,5W$$

Výkon ve vzduchové mezeře je

$$P_\delta = P_p - \Delta P_{j1} - \Delta P_{Fe} = 558 - 84,1 - 49,5 = 424,4W \quad (3.8)$$

Ztráty v kleci rotoru při jmenovitém zatížení

$$\Delta P_{j2} = P_{\delta s} = P_\delta \frac{n_1 - n}{n_1} = 424,4 \cdot \frac{3000 - 2797}{3000} = 28,7W \quad (3.9)$$

$$\text{Ztráty mechanické} \quad \Delta P_m = 6,5W$$

Celkové ztráty jsou

$$\Delta P = \Delta P_{j1} + \Delta P_{j2} + \Delta P_{Fe} + \Delta P_m = 84,1 + 28,7 + 49,5 + 6,5 = 168,8W \quad (3.10)$$

Poměrné rozdělení ztrát při jmenovitém chodu

$$\text{Ztráty ve vinutí statoru} \quad \Delta p_{j1} = \frac{\Delta P_{j1}}{\Delta P} = \frac{84,1}{168,8} = 49,8\% \quad (3.11)$$

$$\text{Ztráty v železe} \quad \Delta p_{Fe} = \frac{\Delta P_{Fe}}{\Delta P} = \frac{49,5}{168,8} = 29,3\% \quad (3.12)$$

$$\text{Ztráty ve vlnutí rotoru} \quad \Delta p_{j2} = \frac{\Delta P_{j2}}{\Delta P} = \frac{28,7}{168,8} = 17,0\% \quad (3.13)$$

$$\text{Ztráty mechanické} \quad \Delta p_m = \frac{\Delta P_m}{\Delta P} = \frac{6,5}{168,8} = 3,9\% \quad (3.14)$$

3.2.2 Odhad ztrát v ložiscích

Mechanické ztráty lze ještě přibližně rozdělit na ztráty v ložiscích a ostatní třecí a ventilační ztráty[18]

$$M_T = \frac{0,1\mu_T Cd}{2} = \frac{0,1 \cdot 0,0015 \cdot 8060 \cdot 15}{2} = 9,068 \text{ Nmm} \quad (3.15)$$

kde M_T je třecí moment ložiska, μ_T součinitel tření ložiska, C je maximální zatížení ložiska a d vnitřní průměr ložiska.

Ztráty v ložiscích jsou potom přibližně

$$\Delta P_{ml} = 2 \cdot 1,05 \cdot 10^{-4} M_T n = 2 \cdot 1,05 \cdot 10^{-4} \cdot 9,068 \cdot 2800 = 5,32 \text{ W} \quad (3.16)$$

kde n jsou otáčky rotoru.

Ostatní třecí a ventilační ztráty jsou pak

$$\Delta P_{mv} = \Delta P_m - \Delta P_{ml} = 6,5 - 5,32 = 1,18 \text{ W} \quad (3.17)$$

3.3 Změna podílu ztrát v případě vysokorychlostního motoru

Tab. 3. 2 Porovnání parametrů motorů v případě klasického a vysokorychlostního motoru

Jmenovité hodnoty porovnávaných motorů	TM71-2S	Vysokorychlostní
Napětí	3x230 V	3x230 V
Frekvence proudu	50 Hz	666,7 Hz
Proud	0,93 A	12,4 A
Výkon	0,38 kW	5 kW
Synchronní otáčky	3000 min ⁻¹	40000 min ⁻¹
Moment	1,3 Nm	1,3 Nm
Hmotnost aktivních částí	1,84 kg	1,84 kg

V případě vysokorychlostního asynchronního motoru dochází k podstatnému zvýšení ztrát závislých na otáčkách, tedy mechanických ztrát, a ztrát závislých na frekvenci napájecího napětí, tedy ztrát v železe vířivými proudy. Dle [5] lze změnu podílu ztrát v případě vysokorychlostního motoru vyjádřit jako

$$\frac{\Delta P}{P_2} = \frac{\Delta P_j + \Delta p_{Fe_h} n + \Delta p_{Fe_v} n^2 + \Delta p_m n^3}{CV_r n} \quad (3.18)$$

kde ΔP jsou celkové ztráty, P_2 výkon na hřídeli, ΔP_j ztráty v mědi, Δp_{Fe_h} , Δp_{Fe_v} , Δp_m činitelé ztrát hysterezních, vířivými proudy, mechanických, C součinitel využití, V_r objem rotoru a n otáčky rotoru.

Ztráty v železe lze snížit vhodnými jakostními plechy. Pro další odhad ztrát jsou uvažovány otáčky rotoru $n_v = 40000 \text{ min}^{-1}$. Motor při těchto otáčkách má výkon na hřídeli přibližně 5 kW.

Ventilační a třecí ztráty jsou podle [21]

$$\Delta P_{m40000} = 0,03 P_N = 0,03 \cdot 5000 = 150 W \quad (3.19)$$

Ztráty v ložiscích jsou

$$\Delta P_{ml40000} = 2 \cdot 1,05 \cdot 10^{-4} M_T n = 2 \cdot 1,05 \cdot 10^{-4} \cdot 9,068 \cdot 40000 = 76 W \quad (3.20)$$

Indukované napětí ve vinutí statoru při otáčkách 3000 min^{-1} , tj. frekvenci proudu 50 Hz je

$$U_{i3000} = 4,44 \Phi f_{3000} N_{3000} k_{v1} \quad (3.21)$$

Indukované napětí při otáčkách 40000 min^{-1} , tj. frekvenci proudu 666,7 Hz

$$U_{i40000} = 4,44 \Phi f_{40000} N_{40000} k_{v1} \quad (3.22)$$

$$\text{Platí tedy } U_{i40000} = U_{i3000} \Rightarrow f_{40000} N_{40000} = f_{3000} N_{3000} \Rightarrow N_{40000} = N_{3000} \frac{f_{3000}}{f_{40000}}$$

Počet závitů fáze se sníží v poměru $\frac{f_{3000}}{f_{40000}} = \frac{50}{666,7} = 0,075$. Proud se zvýší v opačném

poměru $\frac{f_{40000}}{f_{3000}} = \frac{666,7}{50} = 13,3$.

Jelikož je proudová hustota stejná, musí se průřez vodiče zvýšit úměrně proudu. Odpor fáze je pak

$$\begin{aligned} R_{s40000} &= \rho \frac{l_1 N_1 \frac{f_{3000}}{f_{40000}}}{S \frac{f_{40000}}{f_{3000}}} = \rho \frac{l_1 N_1 \left(\frac{f_{3000}}{f_{40000}} \right)^2}{S} = R_s \left(\frac{f_{3000}}{f_{40000}} \right)^2 = \\ &= 32,4 \cdot \left(\frac{50}{666,7} \right)^2 = 0,182 \Omega \end{aligned} \quad (3.23)$$

Ztráty ve vinutí jsou

$$\Delta P_{j1_40000} = 3 R_{s40000} \left(\frac{f_{40000}}{f_{3000}} I_n \right)^2 = 3 \cdot 0,182 \cdot \left(\frac{666,7}{50} \cdot 0,93 \right)^2 = 83,9 W \quad (3.24)$$

Ve skutečnosti dojde k mírnému zvýšení vlivem skin efektu a jevu, kdy rozložení proudu ve vodičích vinutí je ovlivněno časově proměnným magnetickým polem okolních vodičů, který při vyšších frekvencích napájecího napětí zvyšuje odpor, a tím ztráty ve vinutí [4].

Ztráty v železe při použití plechů M290-50A budou

$$\Delta P_{Fe} = \Delta p_{Fe} \left(k_{dj} m_{j1} \left(\frac{B_{j1}}{1} \right)^2 + k_{dz} m_{z1} \left(\frac{B_{z1}}{1} \right)^2 \right) =$$

$$= 56,94 \cdot (1,6 \cdot 1,294 \cdot (1,6)^2 + 1,8 \cdot 0,334 \cdot (1,8)^2) = 412,8W \quad (3.25)$$

kde

$$\begin{aligned} \Delta p_{Fe} &= 9 \cdot 10^{-5} f^2 + 0,0254f = \\ &= 9 \cdot 10^{-5} \cdot 666,7^2 + 0,0254 \cdot 666,7 = 56,94Wkg^{-1} \end{aligned} \quad (3.26)$$

jsou měrné ztráty plechů M290-50A získané aproximací tabulkových hodnot měrných ztrát při indukci 1T. $k_{dj} = 1,6$ a $k_{dz} = 1,8$ jsou činitelé respektující nerovnoměrnosti rozložení magnetického toku vlivem opracování plechů.

Skluz vysokorychlostních motorů s hladkým rotorem je obvykle kolem 1%, proto základní ztráty v železe rotoru jsou zanedbatelné. Dochází však k nárůstu ztrát způsobených vyššími harmonickými proudy při povrchu rotoru [4]. Základní ztráty v kleci rotoru, za předpokladu, že skluz je 1%, jsou

$$\Delta P_{j2_40000} = sP_{\delta} = s \frac{M \cdot 2\pi n_s}{60p} = 0,01 \cdot \frac{1,3 \cdot 2\pi \cdot 40000}{60 \cdot 1} = 54,5W \quad (3.27)$$

Celkové ztráty jsou

$$\Delta P = \Delta P_{j1} + \Delta P_{j2} + \Delta P_{Fe} + \Delta P_m = 83,9 + 54,5 + 412,8 + 150 = 701,2W \quad (3.28)$$

Účinnost

$$\eta = \frac{P_2}{P_2 + \Delta P} = \frac{5000}{5000 + 701,2} = 0,877 = 87,7\%$$

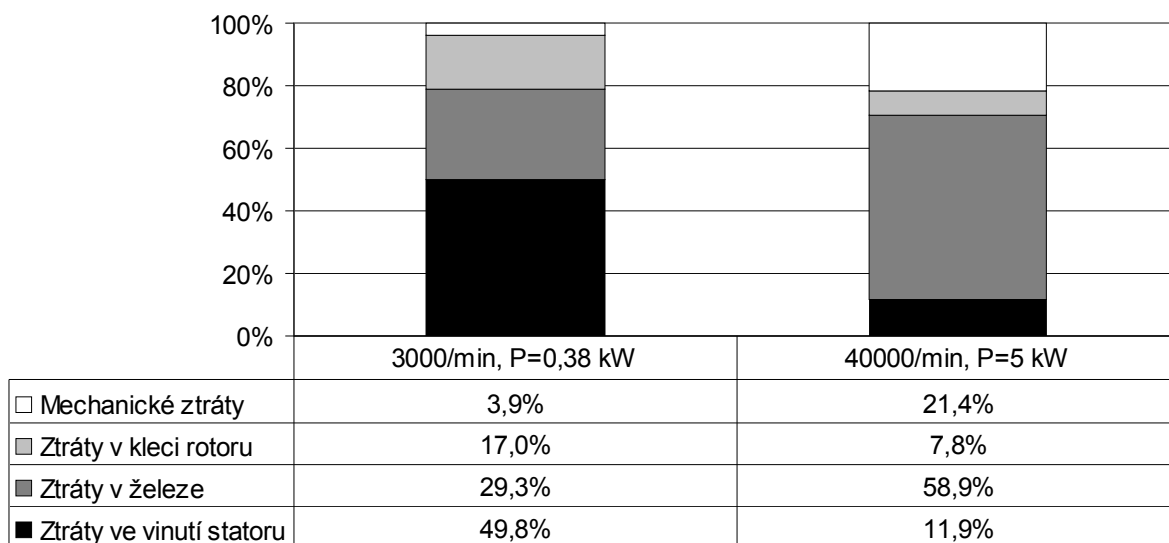
Poměrné rozdělení ztrát při jmenovitém chodu

$$\text{Ztráty ve vinutí statoru} \quad \Delta p_{j1} = \frac{\Delta P_{j1}}{\Delta P} = \frac{83,9}{701,2} = 11,9\% \quad (3.29)$$

$$\text{Ztráty v železe} \quad \Delta p_{Fe} = \frac{\Delta P_{Fe}}{\Delta P} = \frac{412,8}{701,2} = 58,9\% \quad (3.30)$$

$$\text{Ztráty ve vinutí rotoru} \quad \Delta p_{j2} = \frac{\Delta P_{j2}}{\Delta P} = \frac{54,5}{701,2} = 7,8\% \quad (3.31)$$

$$\text{Ztráty mechanické} \quad \Delta p_m = \frac{\Delta P_m}{\Delta P} = \frac{150}{701,2} = 21,4\% \quad (3.32)$$



Obr. 3. 4 Porovnání rozdělení ztrát motoru TM71-2S a vysokorychlostního motoru stejné velikosti

4 ANALÝZA VYSOKORYCHLOSTNÍHO MOTORU NUMERICKÝM VÝPOČTEM

4.1 Vstupní parametry motoru

Jmenovitý výkon	$P_2 = 1,5kW$
Napájecí napětí	$U_{1N} = 3 \times 230V$
Jmenovité synchronní otáčky	$n_s = 40000\text{min}^{-1}$
Účinník	$\cos\varphi = 0,5$
Účinnost	$\eta = 70\%$
Průměr statoru	$D_e = 106,5mm$
Vrtání statoru	$D = 55mm$
Počet drážek	$Q_1 = 24$
Vzduchová mezera	$\delta = 0,35mm$
Tloušťka měděné vrstvy rotoru	$\delta_{Cu} = 2mm$
Počet závitů fáze	$N_1 = 98$
Činitel vinutí	$k_{v1} = 0,925$
Indukce ve vzduchové mezeře	$B_\delta = 0,3T$

4.2 Rozměry drážek

Hloubka drážky	$h_d = 12,5mm$
Šířka horní části drážky	$b_1 = 6,9mm$
Šířka dolní části drážky	$b_2 = 4,3mm$
Výška klínu drážky	$h'_1 = 1mm$
Otevření drážky	$b_0 = 2,6mm$
Výška otevření drážky	$h_0 = 0,8mm$
Šířka zubu	$b_{z1} = 3,34mm$

4.3 Výpočet parametrů náhradního obvodu

4.3.1 Výpočet magnetizačního proudu

Drážková rozteč je

$$t_d = \frac{\pi D}{Q_1} = \frac{\pi \cdot 55}{24} = 7,2 \text{ mm} \quad (4.1)$$

Indukce v zubu statoru se určí jako

$$B_{z1} = \frac{B_\delta t_d}{b_{z1} k_{Fe}} = \frac{0,3 \cdot 0,0072}{0,00334 \cdot 0,95} = 0,69 \text{ T} \quad (4.2)$$

kde

$k_{Fe} = 0,95$ je činitel plnění železa

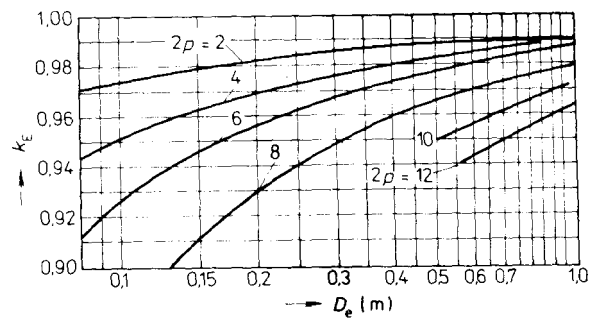
Indukční tok motoru je

$$\Phi = \frac{k_E U_{1N}}{4 k_B N_1 k_{v1} f_1} = \frac{0,975 \cdot 230}{4,44 \cdot 98 \cdot 0,925 \cdot 666,7} = 8,357 \cdot 10^{-4} \text{ Wb} \quad (4.3)$$

kde

$k_E = 0,975$

je poměr indukovaného napětí vinutí statoru ku jmenovitému napětí, určí se dle obr. 4. 1



Obr. 4. 1 Závislost k_E na D_e [22]

Indukce ve jhu statoru je

$$B_{j1} = \frac{\Phi}{2 h_{j1} l_{Fe} k_{Fe}} = \frac{8,357 \cdot 10^{-4}}{2 \cdot 0,01325 \cdot 0,052 \cdot 0,95} = 0,64 \text{ T} \quad (4.4)$$

kde

$$h_{j1} = \frac{D_e - D}{2} - h_d = \frac{106,5 - 55}{2} - 12,5 = 13,25 \text{ mm} \quad (4.5)$$

je výška statorového jha.

Indukce ve jhu rotoru je

$$B_{j2} = \frac{\Phi}{h_{j2}l_{Fe}} = \frac{8,357 \cdot 10^{-4}}{0,0503 \cdot 0,052} = 0,32T \quad (4.6)$$

kde

$$h_{j2} = D_2 = D - 2(\delta_{Cu} + \delta) = 55 - 2(2 + 0,35) = 50,3mm \quad (4.7)$$

výška rotorového jha.

Pro plech M290-50A je intenzita magnetického pole v zubu statoru (viz tab. 5.2)

$$H_{z1} = 78,6A/m$$

ve jhu statoru

$$H_{j1} = 74,1A/m$$

Pro rotor z konstrukční ocele je intenzita magnetického pole přibližně (viz tab. 5.1)

$$H_{j2} = 350A/m$$

Magnetické napětí zubu statoru je

$$U_{z1} = 2h_{z1}H_{z1} = 2 \cdot 0,0125 \cdot 78,6 = 1,97A \quad (4.8)$$

Magnetické napětí jha statoru je

$$U_{j1} = l_{j1}H_{j1} = 0,146 \cdot 74,1 = 10,94A \quad (4.9)$$

kde

$$l_{j1} = \frac{\pi(D_e - h_{j1})}{2p} = \frac{\pi(106,5 - 13,25)}{2} = 146,5mm \quad (4.10)$$

je střední délka siločáry jha statoru.

Magnetické napětí jha rotoru je

$$U_{j2} = h_{j2}H_{j2} = 0,0503 \cdot 350 = 17,64A \quad (4.11)$$

Carterův činitel se určí dle

$$k_c = \frac{t_d}{t_d - \gamma(\delta_{Cu} + \delta)} = \frac{7,2}{7,2 - 0,2 \cdot (2 + 0,35)} = 1,07 \quad (4.12)$$

kde

$$\gamma = \frac{\left(\frac{b_0}{(\delta_{Cu} + \delta)}\right)^2}{5 + \frac{b_0}{(\delta_{Cu} + \delta)}} = \frac{\left(\frac{2,6}{(2 + 0,35)}\right)^2}{5 + \frac{2,6}{(2 + 0,35)}} = 0,2 \quad (4.13)$$

Magnetické napětí vzduchové mezery je pak

$$U_{\delta} = \frac{2B_{\delta}(\delta_{Cu} + \delta)k_c}{\mu_0} = \frac{2 \cdot 0,3(0,002 + 0,00035) \cdot 1,07}{4\pi \cdot 10^{-7}} = 1200,6A \quad (4.14)$$

Celkové magnetické napětí na pólovou dvojici

$$F_m = U_{\delta} + U_{z1} + U_{j1} + U_{j2} = 1200,6 + 1,97 + 10,94 + 17,64 = 1231,2A \quad (4.15)$$

Magnetizační proud je

$$I_{\mu} = \frac{pF_m}{0,9mN_1k_{v1}} = \frac{1226,1}{0,9 \cdot 3 \cdot 98 \cdot 0,925} = 5,0A \quad (4.16)$$

4.3.2 Výpočet ztrát v železe

Hmotnost jha statoru

$$\begin{aligned} m_{j1} &= \pi(D_e - h_{j1})h_{j1}l_{Fe1}k_{Fe}\gamma_{Fe} = \\ &= \pi(0,1065 - 0,01325) \cdot 0,01325 \cdot 0,052 \cdot 0,95 \cdot 7,8 \cdot 10^3 = 1,496kg \end{aligned} \quad (4.17)$$

kde

$$\gamma_{Fe} = 7,8 \cdot 10^3 \text{ kg} \cdot \text{m}^{-3}$$

je hustota oceli.

Hmotnost zubů statoru

$$m_{z1} = Q_1 h_d b_{z1} l_{Fe1} k_{Fe} \gamma_{Fe} = 24 \cdot 0,0125 \cdot 0,00332 \cdot 0,052 \cdot 0,95 \cdot 7,8 \cdot 10^3 = 0,384kg \quad (4.18)$$

Hlavní ztráty v železe se určí dle vztahu

$$\begin{aligned} \Delta P_{Fe} &= \Delta p_{Fe} \left(k_{dj} m_{j1} \left(\frac{B_{j1}}{0,7} \right)^2 + k_{dz} m_{z1} \left(\frac{B_{z1}}{0,7} \right)^2 \right) = \\ &= 26,07 \cdot \left(1,6 \cdot 1,496 \cdot \left(\frac{0,64}{0,7} \right)^2 + 1,8 \cdot 0,386 \cdot \left(\frac{0,69}{0,7} \right)^2 \right) = 69,0W \end{aligned} \quad (4.19)$$

kde

$$\begin{aligned} \Delta p_{Fe} &= 3 \cdot 10^{-5} f^2 + 0,0191 f = \\ &= 3 \cdot 10^{-5} \cdot 666,7^2 + 0,0191 \cdot 666,7 = 26,07Wkg^{-1} \end{aligned} \quad (4.20)$$

je aproximační polynom měrných ztrát plechů M290-50A při indukci 0,7T, $k_{dj} = 1,6$ a $k_{dz} = 1,8$ jsou činitele respektující nerovnoměrnosti rozložení magnetického toku vlivem opracování plechů.

4.3.3 Výpočet odporu a rozptylové reaktance statorového vinutí

Střední šířka cívký mezi středy drážek

$$b_c = \frac{\pi(D + h_d)}{2p} \beta_1 = \frac{\pi(0,055 + 0,0125)}{2} \cdot \frac{5}{6} = 0,0884m \quad (4.21)$$

kde

$$\beta_1 = \frac{5}{6}$$

je činitel zkrácení kroku vinutí.

Délka čela

$$l_\xi = K_\xi b_c + 2B = 1,2 \cdot 0,0884 + 2 \cdot 0,01 = 0,126m \quad (4.22)$$

kde $K_\xi = 1,2$ se určí z tab. 4. 1 a $B = 0,01$ platí pro vsypávané vinutí navinuté před nalisováním do kostry.

Tab. 4. 1 Hodnoty činitele K_ξ pro různé počty pólů [22]

Počet pólů $2p$	čela neizolovaná	
	K_ξ	K_v
2	1,20	0,26
4	1,30	0,40
6	1,40	0,50
≥ 8	1,50	0,50

Střední délka vodiče v drážce

$$l_{av} = 2(l_1 + l_\xi) = 2(0,052 + 0,126) = 0,356m \quad (4.23)$$

Délka vodiče jedné fáze statorového vinutí

$$L_1 = l_{av} N_1 = 0,356 \cdot 98 = 34,89m \quad (4.24)$$

Průřez efektivního vodiče je

$$S_{vi} = \frac{\pi d_{vi}^2}{4} = \frac{\pi \cdot 0,8^2}{4} = 0,5027mm^2 \quad (4.25)$$

Pak odpor jedné fáze statorového vinutí

$$R_1 = \rho_{Cu115} \frac{L_1}{aS_{ef}} = 2,456 \cdot 10^{-8} \cdot \frac{34,89}{2 \cdot 5,027 \cdot 10^{-7}} = 0,85\Omega \quad (4.26)$$

kde

$$\rho_{Cu115} = \rho_{Cu} (1 + \alpha_{Cu} \Delta T) = 1,78 \cdot 10^{-8} (1 + 4 \cdot 10^{-3} \cdot 95) = 2,456 \cdot 10^{-8} \Omega m \quad (4.27)$$

je rezistivita mědi přepočítaná na provozní teplotu 115°C a $a=2$ je počet paralelních vodičů.

Pro $\frac{2}{3} \leq \beta_1 < 1$ je činitel

$$k'_\beta = 0,25(1+3\beta) = 0,25\left(1+3 \cdot \frac{5}{6}\right) = 0,875 \quad (4.28)$$

a činitel

$$k_\beta = 0,25(1+3k'_\beta) = 0,25(1+0,875) = 0,90625 \quad (4.29)$$

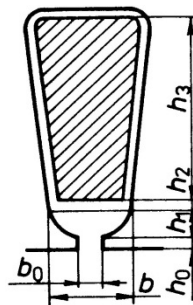
Činitel magnetické vodivosti rozptylu čel statorového vinutí je

$$\lambda_c = 0,34 \frac{q}{l_{Fe}} (l_c - 0,64t_p) = 0,34 \frac{4}{52} (126 - 0,64 \cdot 86,4) = 2,09 \quad (4.30)$$

Činitel magnetické vodivosti drážky statoru je

$$\begin{aligned} \lambda_d &= \frac{h_3}{3b_2} k_\beta + \left[\frac{h_2}{b_2} + \frac{3h_1}{b_2 + 2b_0} + \frac{h_0}{b_0} \right] k'_\beta = \\ &= \frac{9,28}{3 \cdot 4,3} \cdot 0,90625 + \left[\frac{1,43}{4,3} + \frac{3 \cdot 1}{4,3 + 2 \cdot 2,6} + \frac{0,8}{2,6} \right] \cdot 0,875 = 1,49 \end{aligned} \quad (4.31)$$

kde $h_3 = h_{d1} - h_2 = 10,7 - 1,42 = 9,28 \text{ mm}$, viz obr. 4. 2 a tab. P. 3 (drážka typu L)



Obr. 4. 2 K výpočtu drážkové vodivosti [22]

Činitel magnetické vodivosti diferenčního rozptylu statorového vinutí je

$$\lambda_{dif1} = \frac{t_d}{12(\delta_{Cu} + \delta)k_c} \xi = \frac{7,2}{12 \cdot (2 + 0,35) \cdot 1,07} \cdot 0,926 = 0,22 \quad (4.32)$$

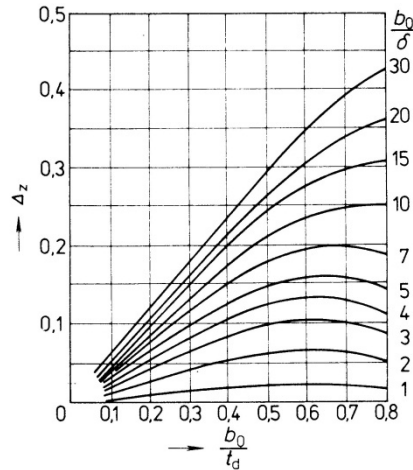
kde

$$\xi = k''q^2 + 2k'_\beta - k_v^2(1 + \Delta_z) = 0,0033 \cdot 4^2 + 2 \cdot 0,875 - 0,925^2(1 + 0,025) = 0,926 \quad (4.33)$$

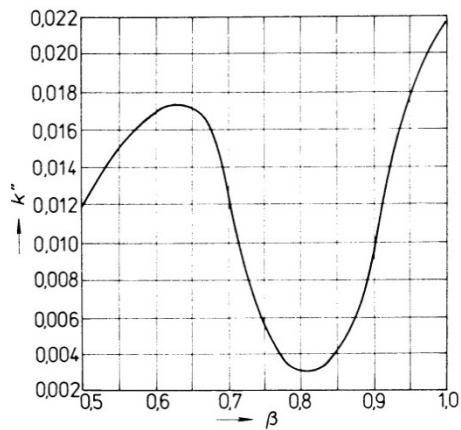
je činitel závislý na počtu drážek na pól a fázi, na zkrácení kroku vinutí a na poměru otevření drážek a délce vzduchové mezery.

Činitel $k'' = 0,003$, viz obr. 4. 4 pro $\beta = \frac{5}{6}$; činitel $\Delta_z = 0,025$, viz obr. 4. 3 pro poměr

$$\frac{b_0}{t_d} = \frac{2,6}{7,2} = 0,36 \text{ a } \frac{b_0}{\delta + \delta_{Cu}} = \frac{2,6}{0,35 + 2} = 1,11.$$



Obr. 4. 3 Závislost Δ_z na $\frac{b_0}{t_d}$ a $\frac{b_0}{\delta + \delta_{Cu}}$ [22]



Obr. 4. 4 Závislost k'' na β [22]

Reaktance statorového vinutí se pak určí jako

$$\begin{aligned} X_{1\rho} &= 15,8 \frac{f_1}{100} \left(\frac{N_1}{100} \right)^2 \frac{l_{Fe}}{pq} (\lambda_d + \lambda_c + \lambda_{dif}) = \\ &= 15,8 \frac{666,7}{100} \left(\frac{98}{100} \right)^2 \frac{0,052}{1 \cdot 4} (1,49 + 2,09 + 0,22) = 4,99 \Omega \end{aligned} \quad (4.34)$$

4.3.4 Výpočet odporu a rozptylové reaktance rotoru

Postup výpočtu je dle [25] pro jmenovitý chod a první harmonickou pole. Pro zpřesnění výpočtu je nutné zahrnout vliv konečné délky rotoru na rozložení proudu v rotoru. To se provede přepočtem vodivosti mědi a vodivosti ocele příslušnými činiteli. Vodivost ocele se získá vynásobením druhé mocniny převrácené hodnoty činitele vlivu konečné délky rotoru

$$k_z = 1 + \frac{2t_p}{\pi l_{Fe}} = 1 + \frac{2 \cdot 0,0864}{\pi \cdot 0,052} = 2,0577 \quad (4.35)$$

Vodivost mědi se násobí Russell-Norsworthyovým činitelem

$$k_{RN} = 1 - \frac{\tanh(0,5\beta_v l_{Fe})}{0,5\beta_v l_{Fe}} = 1 - \frac{\tanh(0,5 \cdot 36,364 \cdot 0,052)}{0,5 \cdot 36,364 \cdot 0,052} = 0,21972 \quad (4.36)$$

$$\text{kde } \beta_v = v \frac{\pi}{t_p} = 1 \frac{\pi}{0,0864} = 36,364 m^{-1} \quad (4.37)$$

Výpočtová vodivost ocele je tedy

$$\sigma'_{Fe} = \frac{1}{k_z^2} \sigma_{Fe115} = \frac{1}{2,0577^2} \cdot 1,031 \cdot 10^6 = 2,454 \cdot 10^5 Sm^{-1} \quad (4.38)$$

kde $\sigma_{Fe115} = 1,031 \cdot 10^6 Sm^{-1}$ je vodivost uhlíkové ocele přepočítaná na teplotu 115 °C.

Výpočtová vodivost mědi je

$$\sigma'_{Cu} = k_{RN} \sigma_{Cu} = 0,21972 \cdot 4,071 \cdot 10^7 = 8,9448 \cdot 10^6 Sm^{-1} \quad (4.39)$$

kde $\sigma_{Cu115} = 4,071 \cdot 10^7 Sm^{-1}$ je vodivost mědi přepočítaná na teplotu 115 °C.

Činitel útlumu pro ocel je pro 1. harmonickou pole ($v = 1$)

$$k_{vFe} = \sqrt{\frac{\omega_v \mu_0 \mu_{rFe} \sigma'_{Fe}}{2}} = \sqrt{\frac{577,4 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 300 \cdot 2,454 \cdot 10^5}{2}} = 163,42 m^{-1} \quad (4.40)$$

Činitel útlumu pro měď je pro 1. harmonickou pole ($v = 1$)

$$k_{vCu} = \sqrt{\frac{\omega_v \mu_0 \sigma'_{Cu}}{2}} = \sqrt{\frac{577,4 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 8,9448 \cdot 10^6}{2}} = 56,97 m^{-1} \quad (4.41)$$

kde

$$\omega_v = \omega_s \sqrt{1 - v(1-s)} = 2\pi f_1 \sqrt{s} = 2\pi \cdot 666,7 \sqrt{0,019} = 577,4 rad \cdot s^{-1} \quad (4.42)$$

$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} Hm^{-1}$ je permeabilita vakua

$\mu_{rFe} = 300$ je relativní permeabilita ocele

Konstanta šíření elektromagnetického pole v oceli v závislosti na konstantě

β_v je vyjádřena jako

$$\kappa_{vFe} = (a_{RvFe} + ja_{XvFe}) k_{vFe} = (1,444 + j \cdot 0,809) \cdot 163,42 = (235,96 + j \cdot 132,27) m^{-1} \quad (4.43)$$

pro měď

$$\kappa_{vCu} = (a_{RvCu} + ja_{XvCu})k_{vCu} = (1,119 + j \cdot 0,919) \cdot 56,97 = (63,78 + j \cdot 52,39)m^{-1} \quad (4.44)$$

Reálná část konstanty šíření elektromagnetického pole se určí pro ocel podle

$$\begin{aligned} a_{RvFe} &= \frac{1}{\sqrt{2}} \left[\left(4a_{RFe}^2 a_{XFe}^2 + a_{RFe}^2 - a_{XFe}^2 + \frac{\beta_v^2}{k_{vFe}^2} \right)^{0,5} + a_{RFe}^2 - a_{XFe}^2 + \frac{\beta_v^2}{k_{vFe}^2} \right]^{0,5} = \\ &= \frac{1}{\sqrt{2}} \left[\left(4 \cdot 1,45^2 \cdot 0,85^2 + 1,45^2 - 0,85^2 + \frac{36,364^2}{163,42^2} \right)^{0,5} + 1,45^2 - 0,85^2 + \frac{36,364^2}{163,42^2} \right]^{0,5} = \\ &= 1,444 \end{aligned} \quad (4.45)$$

Imaginární část konstanty šíření elektromagnetického pole se určí pro ocel podle

$$\begin{aligned} a_{XvFe} &= \frac{1}{\sqrt{2}} \left[\left(4a_{RFe}^2 a_{XFe}^2 + a_{RFe}^2 - a_{XFe}^2 + \frac{\beta_v^2}{k_{vFe}^2} \right)^{0,5} - a_{RFe}^2 + a_{XFe}^2 - \frac{\beta_v^2}{k_{vFe}^2} \right]^{0,5} = \\ &= \frac{1}{\sqrt{2}} \left[\left(4 \cdot 1,45^2 \cdot 0,85^2 + 1,45^2 - 0,85^2 + \frac{36,364^2}{163,42^2} \right)^{0,5} - 1,45^2 + 0,85^2 - \frac{36,364^2}{163,42^2} \right]^{0,5} = \\ &= 0,809 \end{aligned} \quad (4.46)$$

Reálná část konstanty šíření elektromagnetického pole pro měď je

$$\begin{aligned} a_{RvCu} &= \frac{1}{\sqrt{2}} \left[\left(4a_{RCu}^2 a_{XCu}^2 + a_{RCu}^2 - a_{XCu}^2 + \frac{\beta_v^2}{k_{vCu}^2} \right)^{0,5} + a_{RCu}^2 - a_{XCu}^2 + \frac{\beta_v^2}{k_{vCu}^2} \right]^{0,5} = \\ &= \frac{1}{\sqrt{2}} \left[\left(4 \cdot 1^2 \cdot 1^2 + 1^2 - 1^2 + \frac{36,364^2}{56,97^2} \right)^{0,5} + 1^2 - 1^2 + \frac{36,364^2}{56,97^2} \right]^{0,5} = \\ &= 1,119 \end{aligned} \quad (4.47)$$

Imaginární část konstanty šíření elektromagnetického pole pro měď je

$$\begin{aligned} a_{XvCu} &= \frac{1}{\sqrt{2}} \left[\left(4a_{RCu}^2 a_{XCu}^2 + a_{RCu}^2 - a_{XCu}^2 + \frac{\beta_v^2}{k_{vCu}^2} \right)^{0,5} - a_{RCu}^2 + a_{XCu}^2 - \frac{\beta_v^2}{k_{vCu}^2} \right]^{0,5} = \\ &= \frac{1}{\sqrt{2}} \left[\left(4 \cdot 1^2 \cdot 1^2 + 1^2 - 1^2 + \frac{36,364^2}{56,97^2} \right)^{0,5} - 1^2 + 1^2 - \frac{36,364^2}{56,97^2} \right]^{0,5} = \\ &= 0,919 \end{aligned} \quad (4.48)$$

Impedance vrstvy ocele se vyjádří jako

$$Z_{Fe} = \frac{j\omega\mu_{rFe}\mu_0}{\kappa_{Fe}} \frac{1}{\tanh(\kappa_{Fe}d_{Fe})} \frac{l_{Fe}}{t_p} \quad (4.49)$$

Impedance vrstvy mědi se vyjádří podobně

$$Z_{Cu} = \frac{j\omega\mu_0}{\kappa_{Cu}} \frac{1}{\tanh(\kappa_{Cu}d_{Cu})} \frac{l_{Fe}}{t_p} \quad (4.50)$$

Vzhledem k uspořádání vrstvy mědi a ocele je celková impedance rotoru

$$Z_2 = \frac{Z_{Fe}Z_{Cu}}{Z_{Fe} + Z_{Cu}} = \frac{j\omega\mu_0}{\kappa_{Cu}} \frac{1}{\frac{\kappa_{Fe}}{j\omega\mu_{rFe}\mu_0} \frac{j\omega\mu_0}{\kappa_{Cu}} + \frac{\tanh(\kappa_{Cu}d_{Cu})}{\tanh(\kappa_{Fe}d_{Fe})}} \frac{l_{Fe}}{t_p} \quad (4.51)$$

Pokud se zavede předpoklad, že $d_{Fe} \rightarrow \infty$, pak $\tanh(\kappa_{Fe}d_{Fe})=1$ a vztah pro celkovou impedanci rotoru se zjednoduší na

$$Z_2 = \frac{j\omega\mu_0}{\kappa_{Cu}} \frac{1}{\frac{\kappa_{Fe}}{\mu_{rFe}\kappa_{Cu}} + \tanh(\kappa_{Cu}d_{Cu})} \frac{l_{Fe}}{t_p} \quad (4.52)$$

Po dosažení

$$Z_2 = \frac{j \cdot 577,4 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7}}{63,78 + j \cdot 52,39} \cdot \frac{1}{\frac{235,96 + j \cdot 132,27}{300} \frac{1}{63,78 + j \cdot 52,39} + \tanh((63,78 + j \cdot 52,39) \cdot 0,002)} \frac{0,052}{0,0864} =$$

$$= 2,977 \cdot 10^{-5} + j \cdot 7,668 \cdot 10^{-6} \Omega \quad (4.53)$$

Impedance rotoru přepočtená na statorové vinutí

$$Z_2' = Z_2 \frac{2m(N_1 k_{v1})^2}{p} = (2,977 \cdot 10^{-5} + j \cdot 7,668 \cdot 10^{-6}) \frac{2 \cdot 3 \cdot (98 \cdot 0,925)^2}{1} =$$

$$= 1,468 + j \cdot 0,378 \Omega \quad (4.54)$$

Odpor rotoru přepočtený na statorové vinutí je

$$R_2' = 1,47 \Omega$$

Reaktance rotoru přepočtená na statorové vinutí je

$$X_{2,p}' = 0,38 \Omega$$

4.3.5 Výpočet magnetizační reaktance a odporu představujícího ztráty v železe

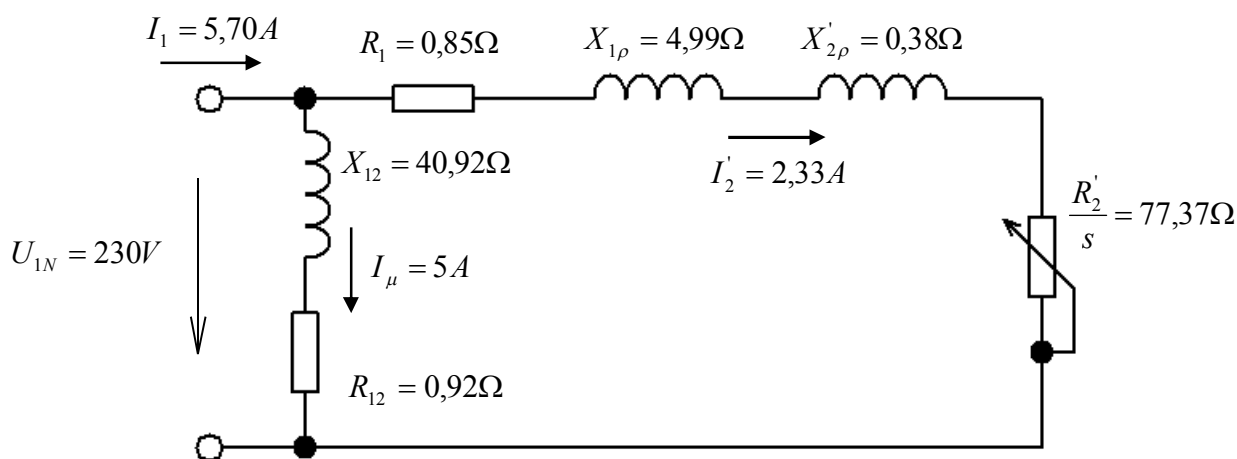
Magnetizační reaktance je

$$X_{12} = \frac{U_{1n}}{I_{\mu}} - X_{1\rho} = \frac{230}{5} - 4,99 = 40,92\Omega \quad (4.55)$$

Odpor představující ztráty v železe

$$R_{12} = \frac{\Delta P_{Fe}}{mI_{\mu}^2} = \frac{69}{3 \cdot 5^2} = 0,92\Omega \quad (4.56)$$

4.4 Výpočet charakteristik z parametrů náhradního obvodu



Obr. 4. 5 Schéma a parametry náhradního obvodu motoru pro jmenovitý chod

Reálná část Hopkinsonova činitele rozptylu je

$$c_{1\varepsilon} = \frac{R_{12}(R_1 + R_{12}) + X_{12}(X_{1\rho} + X_{12})}{R_{12}^2 + X_{12}^2} =$$

$$= \frac{0,92 \cdot (0,85 + 0,92) + 40,92 \cdot (4,99 + 40,92)}{0,92^2 + 40,92^2} = 1,1225 \quad (4.57)$$

Imaginární složka Hopkinsonova činitele rozptylu je

$$c_{1j} = \frac{R_{12}X_{1\rho} - R_1X_{12}}{R_{12}^2 + X_{12}^2} = \frac{0,92 \cdot 4,99 - 0,85 \cdot 40,92}{0,92^2 + 40,92^2} = -0,0181 \quad (4.58)$$

Hopkinsonův číselník rozptylu je pak

$$c_1 = \sqrt{c_{1\varepsilon}^2 + c_{1j}^2} = \sqrt{1,1225^2 + 0,0181^2} = 1,1227 \quad (4.59)$$

Impedance podélné větve náhradního obvodu je

$$\begin{aligned}\hat{Z} &= c_1(R_1 + jX_{1\rho}) + c_1^2\left(\frac{R_2'}{s} + jX_{2\rho}'\right) = \\ &= 1,123 \cdot (0,85 + j \cdot 4,99) + 1,123^2 \left(\frac{1,47}{0,019} + j \cdot 0,38\right) = 98,31 + j \cdot 6,09\Omega\end{aligned}\quad (4.60)$$

Impedance příčné větve náhradního obvodu je

$$\hat{Z}_{12} = c_1(R_{12} + jX_{12}) = 1,123 \cdot (0,92 + j \cdot 40,92) = 1,03 + j \cdot 45,94\Omega \quad (4.61)$$

Proud rotoru přepočítaný na stator

$$\hat{I}_2' = \frac{U_{1N}}{\hat{Z}} = \frac{230}{98,31 + j \cdot 6,09} = 2,33 - j \cdot 0,14A \quad (4.62)$$

Absolutní hodnota proudu rotoru

$$I_2' = |\hat{I}_2'| = \sqrt{2,33^2 + 0,14^2} = 2,33A \quad (4.63)$$

Proud naprázdno (proud příčné větve)

$$\hat{I}_\mu = \frac{U_{1N}}{\hat{Z}_{12}} = \frac{230}{1,05 + j \cdot 45,94} = 0,11 - j \cdot 5,00A \quad (4.64)$$

Absolutní hodnota proudu naprázdno

$$I_\mu = |\hat{I}_\mu| = \sqrt{I_{e\mu}^2 + I_{j\mu}^2} = \sqrt{0,11^2 + 5,00^2} = 5,00A \quad (4.65)$$

Statorový proud

$$\hat{I}_1 = \hat{I}_2' + \hat{I}_\mu = (2,33 - j \cdot 0,14) + (0,11 - j \cdot 5,00) = 2,44 - j \cdot 5,14A \quad (4.66)$$

Absolutní hodnota proudu statoru

$$I_1 = |\hat{I}_1| = \sqrt{I_{e1}^2 + I_{j1}^2} = \sqrt{2,44^2 + 5,14^2} = 5,70A \quad (4.67)$$

Mechanické ztráty (v ložiscích)

$$\Delta P_{mech} = 2 \cdot 1,05 \cdot 10^{-4} M_T n_s (1 - s) = 2 \cdot 1,05 \cdot 10^{-4} \cdot 6,4 \cdot 40000 (1 - 0,019) = 52,7W \quad (4.68)$$

Ztráty ve vinutí statoru

$$\Delta P_{j1} = 3R_1 I_1^2 = 3 \cdot 0,85 \cdot 5,70^2 = 83,1W \quad (4.69)$$

Ztráty v rotoru

$$\Delta P_{j2} = 3c_1^2 R_2' I_2'^2 = 3 \cdot 1,123^2 \cdot 1,47 \cdot 2,33^2 = 30,3W \quad (4.70)$$

Dodatečné ztráty

$$\Delta P_d = 0,005 \frac{P_2}{\eta} \left(\frac{I_1}{I_{1N}} \right)^2 = 0,005 \cdot \frac{1500}{0,86} \cdot \left(\frac{5,70}{5,70} \right)^2 = 8,7W \quad (4.71)$$

Celkové ztráty jsou

$$\Delta P = \Delta P_{Fe} + \Delta P_{j1} + \Delta P_{j2} + \Delta P_{mech} + \Delta P_d = 69 + 83,1 + 30,3 + 52,7 + 8,7 = 243,7W \quad (4.72)$$

Pro výkon na hřídeli lze pak psát

$$P_2 = 3c_1^2 \frac{R_2'}{s} I_2'^2 - \Delta P_{j2} - \Delta P_{mech} = 3 \cdot 1,123^2 \cdot \frac{1,47}{0,019} \cdot 2,33^2 - 30,3 - 52,7 = 1506,1W \quad (4.73)$$

Moment na hřídeli je pak

$$M = \frac{P_2}{\omega_s(1-s)} = \frac{P_2}{2\pi f_1(1-s)} = \frac{1506,1}{2\pi \cdot 666,7 \cdot (1-0,019)} = 0,367Nm \quad (4.74)$$

Příkon lze stanovit jako

$$P_1 = P_2 + \Delta P = 1506,1 + 243,7 = 1750W \quad (4.75)$$

Účinník je

$$\cos\varphi = \frac{P_1}{S} = \frac{P_1}{3U_n I_n} = \frac{1750}{3 \cdot 230 \cdot 5,70} = 0,44 \quad (4.76)$$

Účinnost

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{1506,1}{1750} = 0,86 \quad (4.77)$$

Na základě výše uvedených vztahů se sestrojily zatěžovací charakteristiky pro oblast jmenovitého skluzu, viz P. 2.

4.4.1 Parametry motoru pro jmenovitý výkon

Následující přehled obsahuje vypočítané parametry pro jmenovitý bod vysokootáčkového motoru vypočtené na základě náhradního schématu na obr. 4. 5.

Skuz	$s = 0,019$
Příkon	$P_1 = 1750W$
Proud statoru	$I_1 = 5,70A$
Účinit	$\cos\varphi = 0,44$
Účinnost	$\eta = 0,86$
Výkon na hřídeli	$P_2 = 15061W$
Moment na hřídeli	$M = 0,367Nm$
Ztráty ve vinutí statoru	$\Delta P_{j1} = 83,1W$
Ztráty v železe	$\Delta P_{Fe} = 69,0W$
Ztráty v rotoru	$\Delta P_{j2} = 30,3W$
Mechanické ztráty	$\Delta P_{mech} = 52,7W$
Dodatečné ztráty	$\Delta P_d = 8,7W$
Celkové ztráty	$\Delta P = 243,7W$

4.4.2 Momentová charakteristika motoru

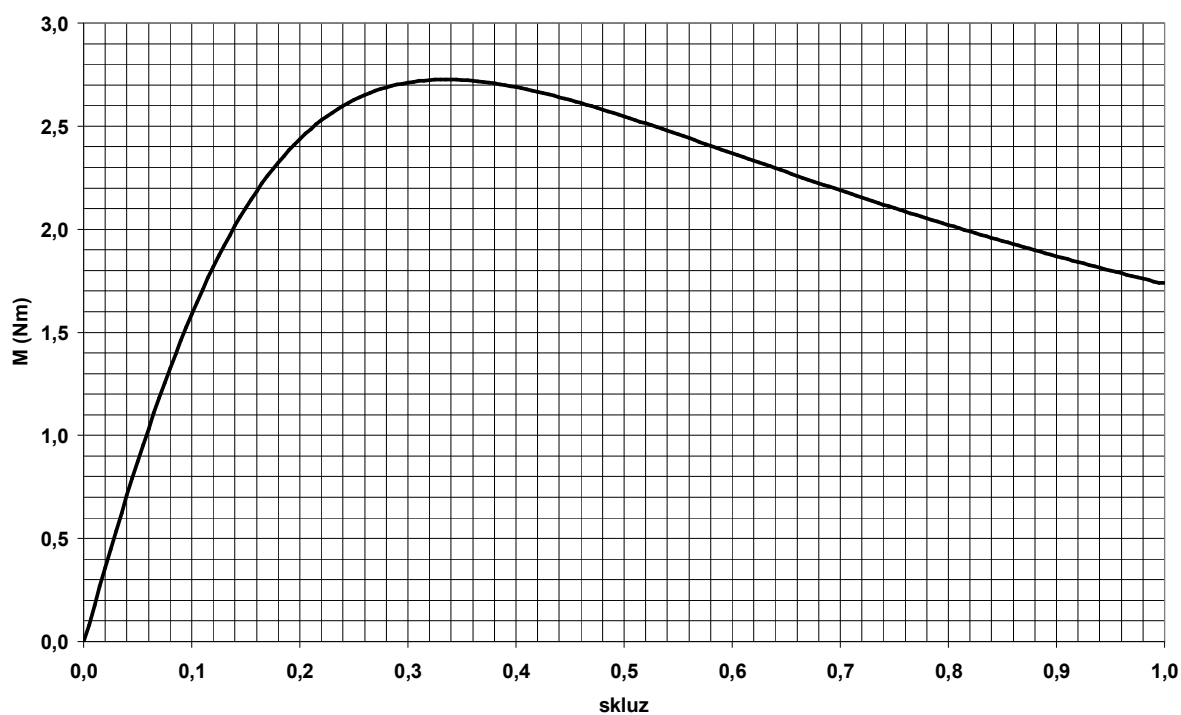
Na obr. 4. 6 je momentová charakteristika motoru vypočítaná dle vztahu

$$M(s) = \frac{3p}{2\pi f_1} \frac{U_{1N}^2 \frac{R_2'}{s}}{\left(R_1 + c_1 \frac{R_2'}{s}\right)^2 + \left(X_{1\rho} + c_1 X_{2\rho}\right)^2} \quad (4.78)$$

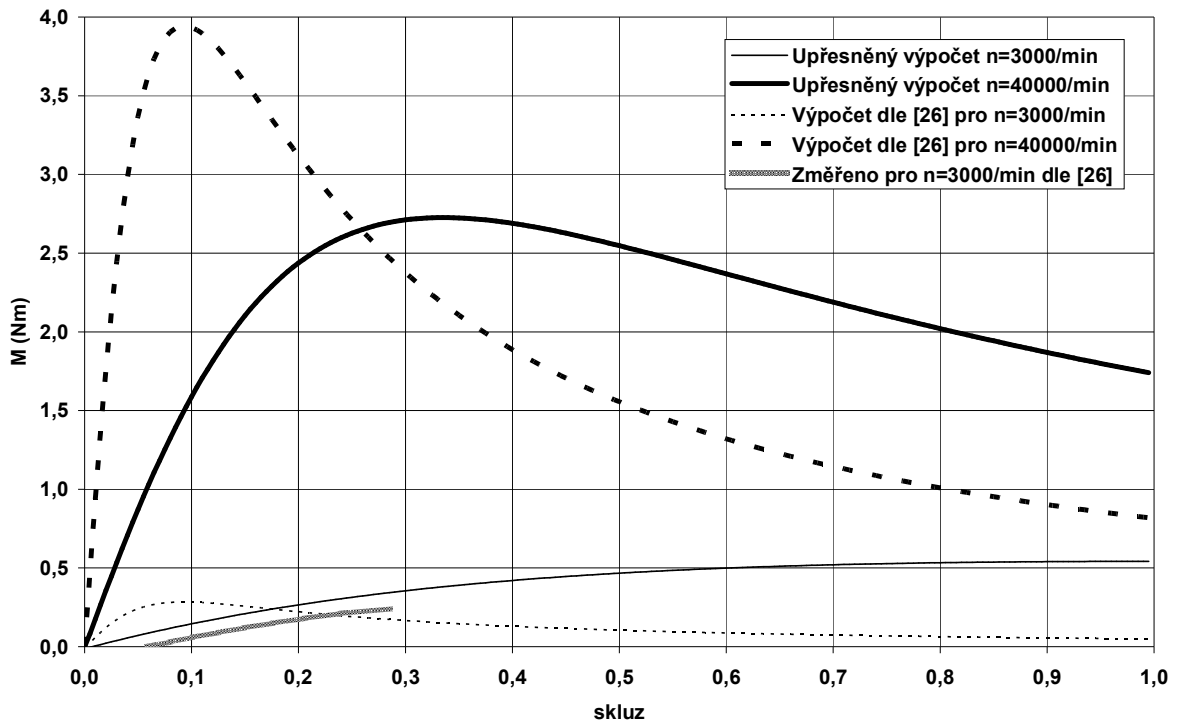
Na obr. 4. 7 je porovnání momentových charakteristik z parametrů náhradního obvodu vypočítaných v kap. 4.3.1 až 4.3.5 podle postupu uvedeného v literatuře [25] pro plný rotor s vrstvou mědi a podle parametrů náhradního obvodu vypočítaných klasickou metodou z [26]. Graf dále obsahuje změřenou momentovou charakteristiku při napájení motoru ze sítě přes regulační autotransformátor, tj. frekvence proudu je 50 Hz [26].

Tab. 4. 2 Porovnání hodnot jmenovitého, maximálního a záběrného momentu vysokootáčkového motoru dle výpočtu v kap. 4.3.1 až 4.3.5 s hodnotami uvedenými v [26]

	Upřesněný výpočet	Výpočet dle [26]
M_n	0,367 Nm	0,360 Nm
s_n	2,14%	0,67%
M_{max}	2,75 Nm	4,20 Nm
s_{max}	34,00%	3,10%
M_z	1,79 Nm	0,260 Nm



Obr. 4. 6 Momentová charakteristika vysokootáčkového motoru



Obr. 4. 7 Porovnání momentových charakteristik vysokootáčkového motoru dle parametrů náhradního obvodu z obr. 4. 5 a [26]

4.4.3 Výpočet parametrů motoru v případě použití klecové kotvy nakrátko

Výpočet je proveden pro stejné hlavní rozměry stroje a vzduchovou mezeru, pro rotor je ale použita kotva nakrátko z mědi.

4.4.3.1 Výpočet drážek rotoru

Počet drážek rotoru je zvolen $Q_2 = 19$ [23]

Z délky vzduchové mezery δ se určí vnější průměr rotoru

$$D_2 = D - 2\delta = 55 - 2 \cdot 0,35 = 54,3 \text{ mm} \quad (4.79)$$

Pak se vypočítá drážková rozteč

$$t_{d2} = \frac{\pi D_2}{Q_2} = \frac{\pi \cdot 54,3}{19} = 9,0 \text{ mm} \quad (4.80)$$

Carterův činitel se dá vyjádřit jako

$$k_c = k_{c1} k_{c2} = 1,275 \cdot 1,042 = 1,328 \quad (4.81)$$

kde

$$\gamma_1 = \frac{\left(\frac{b_0}{\delta}\right)^2}{5 + \frac{b_0}{\delta}} = \frac{\left(\frac{2,6}{0,35}\right)^2}{5 + \frac{2,6}{0,35}} = 4,44 \quad (4.82)$$

$$k_{c1} = \frac{t_{d1}}{t_{d1} - \gamma_1 \delta} = \frac{7,2}{7,2 - 4,44 \cdot 0,35} = 1,275 \quad (4.83)$$

je Carterův činitel vůči rotoru a

$$\gamma_2 = \frac{\left(\frac{b_0}{\delta}\right)^2}{5 + \frac{b_0}{\delta}} = \frac{\left(\frac{1}{0,35}\right)^2}{5 + \frac{1}{0,35}} = 1,039 \quad (4.84)$$

$$k_{c2} = \frac{t_{d2}}{t_{d2} - \gamma_2 \delta} = \frac{9,0}{9,0 - 1,039 \cdot 0,35} = 1,042 \quad (4.85)$$

je Carterův činitel vůči statoru

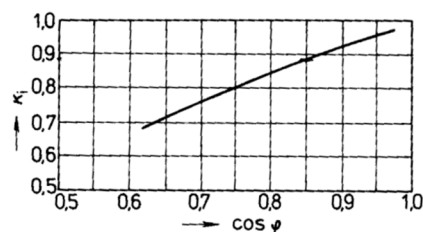
Činitel přepočtu proudů

$$p_i = \frac{2m_1 N_1 k_{v1}}{Q_2} = \frac{2 \cdot 3 \cdot 98 \cdot 0,925}{19} = 28,62 \quad (4.86)$$

Dále proud v jedné tyči klece rotoru

$$I_{N2} = k_i I_{N1} p_i = 0,5 \cdot 6,21 \cdot 28,62 = 88,88 A \quad (4.87)$$

Činitel $k_i = 0,5$ se přibližně určí z obr. 4. 8.



Obr. 4. 8 Činitel k_i [22]

Předběžný průřez tyče z mědi ($J_2 = 8 \cdot 10^6 \text{ Am}^{-2}$) [22]

$$S_t = \frac{I_{N2}}{J_2} = \frac{88,88}{8 \cdot 10^6} = 1,11 \cdot 10^{-5} \text{ m}^2 = 11,1 \text{ mm}^2 \quad (4.88)$$

Drážka typu K, $b_0 = 1 \text{ mm}$, $h_0 = 0,7 \text{ mm}$

Průměr tyče

$$b_t = \sqrt{\frac{4S_t}{\pi}} = \sqrt{\frac{4 \cdot 1,11 \cdot 10^{-5}}{\pi}} = 3,76 \text{ mm} \quad (4.89)$$

Šířka zubu v nejužším místě je

$$b_{z2} = \frac{\pi \left[D_2 - 2 \left(h_0 + \frac{b_t}{2} \right) \right] - Q_2 b_t}{Q_2} = \frac{\pi \left[54,3 - 2 \left(0,7 + \frac{3,76}{2} \right) \right] - 19 \cdot 3,76}{19} = 4,37 \text{ mm} \quad (4.90)$$

Indukce zubu v nejužším místě

$$B_{z2} = \frac{B_{\delta} t_{d2}}{b_{z2} k_{Fe}} = \frac{0,3 \cdot 9,0}{4,37 \cdot 1} = 0,62 \text{ T} \quad (4.91)$$

Dále se vypočítá průřez kruhu nakrátko

$$\Delta = 2 \sin \frac{\pi p}{Q_2} = 2 \sin \frac{\pi \cdot 1}{19} = 0,329 \quad (4.92)$$

$$I_{kn} = \frac{I_{N2}}{\Delta} = \frac{88,88}{0,329} = 270,0 \text{ A} \quad (4.93)$$

$$J_{kn} = 0,85 J_t = 0,85 \cdot 8 \cdot 10^6 = 6,8 \cdot 10^6 \text{ Am}^{-2} \quad (4.94)$$

$$S_{kn} = \frac{I_{kn}}{J_{kn}} = \frac{270}{6,8 \cdot 10^6} = 3,97 \cdot 10^{-5} \text{ m}^2 = 39,71 \text{ mm}^2 \quad (4.95)$$

Pak lze určit rozměry kruhu

$$b_{kn} = 1,25 h_{d2} = 1,25 \cdot 3,76 = 4,7 \text{ mm} \quad (4.96)$$

$$a_{kn} = \frac{S'_{kn}}{b_{kn}} = \frac{39,71}{4,7} = 8,45 \text{ mm} \quad (4.97)$$

$$D_{kn} = D_2 - b_{kn} = 54,3 - 4,7 = 49,6 \text{ mm} \quad (4.98)$$

4.4.3.2 Výpočet magnetizačního proudu

Střední šířka zubu rotoru je

$$b_{z2a} = \frac{\pi D_2^2 - \pi [D_2 - 2h_t]^2 - Q_2 \pi b_t^2}{4Q_2 h_t} - \frac{h_0 b_0}{h_t} =$$

$$= \frac{\pi \cdot 54,3^2 - \pi [54,3 - 2 \cdot 4,46]^2 - 19 \cdot \pi \cdot 3,76^2}{4 \cdot 19 \cdot 4,46} - \frac{0,7 \cdot 1}{4,46} = 5,6 \text{ mm} \quad (4.99)$$

Střední indukce v zubu je

$$B_{z2a} = \frac{B_\delta t_{d2}}{b_{z2a} k_{Fe}} = \frac{0,3 \cdot 9,0}{5,6 \cdot 1} = 0,48T \quad (4.100)$$

Magnetické napětí zubu rotoru ($h_{z2} \cong h_t = h_0 + b_t = 0,7 + 3,76 = 4,46mm$, $H_{z2} = 660Am^{-1}$ pro $B_{z2a} = 0,48T$) pro konstrukční ocel, viz tab. 5.1

$$U_{z2} = 2h_{z2}H_{z2} = 2 \cdot 0,00446 \cdot 660 = 5,89A \quad (4.101)$$

Magnetické napětí vzduchové mezery je pak

$$U_\delta = \frac{2B_\delta \delta k_c}{\mu_0} = \frac{2 \cdot 0,3 \cdot 0,35 \cdot 10^{-3} \cdot 1,328}{4\pi \cdot 10^{-7}} = 221,9A \quad (4.102)$$

Indukce ve jhu rotoru je

$$B_{j2} = \frac{\Phi}{h_{j2} l_{Fe}} = \frac{8,357 \cdot 10^{-4}}{0,0454 \cdot 0,052} = 0,35T \quad (4.103)$$

kde

$$h_{j2} = D_2 - 2h_{z2} = 54,3 - 2 \cdot 4,46 = 45,4mm \quad (4.104)$$

Magnetické napětí jha rotoru je

$$U_{j2} = h_{j2}H_{j2} = 0,0468 \cdot 400 = 18,7A \quad (4.105)$$

Celkové magnetické napětí na pólovou dvojici

$$F_m = U_\delta + U_{z1} + U_{j1} + U_{j2} + U_{z2} = 221,9 + 1,97 + 10,94 + 18,7 + 5,89 = 259,4A \quad (4.106)$$

Magnetizační proud je

$$I_\mu = \frac{pF_m}{0,9mN_1 k_{v1}} = \frac{259,4}{0,9 \cdot 3 \cdot 98 \cdot 0,925} = 1,05A \quad (4.107)$$

4.4.3.3 Výpočet odporu a rozptylové reaktance rotoru

Činitel magnetické vodivosti rotorové drážky

$$\lambda_{d2} = \left(0,785 - \frac{b_0}{2b_t}\right) + \frac{h_0}{b_0} = \left(0,785 - \frac{1}{2 \cdot 3,76}\right) + \frac{0,7}{1} = 1,352 \quad (4.108)$$

Činitel magnetické vodivosti rozptylu čel rotoru

$$\lambda_{e2} = \frac{2,3D_{kn}}{Q_2 l_{Fe} \Delta^2} \log \frac{4,7D_{kn}}{a_{kn} + 2b_{kn}} = \frac{2,3 \cdot 49,6}{19 \cdot 52 \cdot 0,329^2} \log \frac{4,7 \cdot 49,6}{8,45 + 2 \cdot 4,7} = 1,20 \quad (4.109)$$

Vzhledem k tomu, že $Q_2/p = 19/1 = 19 \geq 10$, je možné předpokládat, že činitel $\xi \approx 1$ [22].

Pak je činitel magnetické vodivosti klece rotoru

$$\lambda_{dif2} = \frac{t_{d2}}{12\delta k_c} \xi = \frac{9,0}{12 \cdot 0,35 \cdot 1,328} \cdot 1 = 1,613 \quad (4.110)$$

Rozptylová reaktance jedné fáze klece rotoru

$$\begin{aligned} X_{2\rho} &= 7,9 f_1 l_{Fe} (\lambda_{d2} + \lambda_{e2} + \lambda_{dif2}) \cdot 10^{-6} = \\ &= 7,9 \cdot 666,7 \cdot 0,052 \cdot (1,352 + 1,20 + 1,613) \cdot 10^{-6} = 1,142 \cdot 10^{-3} \Omega \end{aligned} \quad (4.111)$$

Odpor kruhu mezi dvěma sousedními tyčemi klece nakrátko je

$$R_{kn} = \rho_{Cu115} \frac{\pi D_{kn}}{Q_2 S_{kn}} = 2,456 \cdot 10^{-8} \frac{\pi \cdot 0,0496}{19 \cdot 39,71 \cdot 10^{-6}} = 5,142 \cdot 10^{-6} \Omega \quad (4.112)$$

Odpor jedné tyče klece rotoru

$$R_t = \rho_{Cu115} \frac{l_{Fe}}{S_t} = 2,456 \cdot 10^{-8} \frac{0,052}{11,1 \cdot 10^{-6}} = 1,15 \cdot 10^{-4} \Omega \quad (4.113)$$

Odpor jedné fáze klece rotoru

$$R_2 = R_t + \frac{2R_{kn}}{\Delta^2} = 1,15 \cdot 10^{-4} + \frac{2 \cdot 5,142 \cdot 10^{-6}}{0,329^2} = 2,1 \cdot 10^{-4} \Omega \quad (4.114)$$

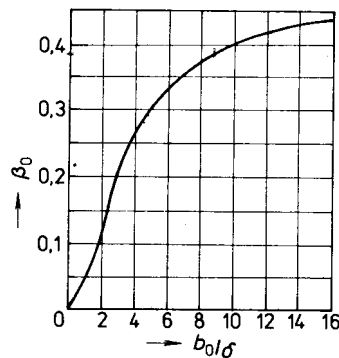
Odpor jedné fáze klece rotoru přepočítaný na statorové vinutí

$$R_2' = R_2 4m \frac{(N_1 k_{v1})^2}{Q_2} = 2,1 \cdot 10^{-4} \cdot 4 \cdot 3 \cdot \frac{(98 \cdot 0,925)^2}{19} = 1,09 \Omega \quad (4.115)$$

Rozptylová reaktance jedné fáze přepočtená na statorové vinutí

$$X_{2\rho}' = X_{2\rho} 4m \frac{(N_1 k_{v1})^2}{Q_2} = 1,142 \cdot 10^{-3} \cdot 4 \cdot 3 \cdot \frac{(98 \cdot 0,925)^2}{19} = 5,92 \Omega \quad (4.116)$$

4.4.3.4 Výpočet pulzních a povrchových ztrát



Obr. 4. 9 Závislost $\beta_{02} = f\left(\frac{b_0}{\delta}\right)$ [22]

Hustota povrchových ztrát rotoru

$$\begin{aligned}
 p_{\delta p_2} &= 0,5k_{02} \left(\frac{Q_1 n_1}{10000} \right)^{1,5} (B_{02} t_{d1} 10^3)^2 = \\
 &= 0,5 \cdot 23,3 \cdot \left(\frac{24 \cdot 40000}{10000} \right)^{1,5} (0,143 \cdot 0,0072 \cdot 10^3)^2 = 11,62 \text{ kW} \cdot \text{m}^{-2}
 \end{aligned} \tag{4.117}$$

kde $k_{02} = 23,3$ je činitel pro kovanou ocel [23]

$$B_{02} = \beta_{02} k_c B_\delta = 0,36 \cdot 1,328 \cdot 0,3 = 0,143 \tag{4.118}$$

je amplituda pulzací indukce ve vzduchové mezeře

$$\beta_{02} = 0,38 \text{ se určí z obr. 4. 9 z poměru } \frac{b_0}{\delta} = \frac{2,6}{0,35} = 7,4 \tag{4.119}$$

Pak jsou povrchové ztráty rotoru v případě otevřených drážek

$$\begin{aligned}
 \Delta P_{\delta p_2} &= p_{\delta p_2} (t_{d2} - b_0) Q_2 l_{Fe2} = \\
 &= 11620 (0,009 - 0,001) \cdot 19 \cdot 0,052 = 91,8 \text{ W}
 \end{aligned} \tag{4.120}$$

V případě uzavřených drážek

$$\begin{aligned}
 \Delta P_{\delta p_2} &= p_{\delta p_2} \pi D_2 l_{Fe2} = \\
 &= 11620 \cdot \pi \cdot 0,0543 \cdot 0,052 = 103,1 \text{ W}
 \end{aligned} \tag{4.121}$$

Hmotnost zubů rotoru je přibližně

$$m_{z2} = Q_2 h_{z2} b_{z2a} l_{Fe2} k_{Fe} \gamma_{Fe} = 19 \cdot 0,00446 \cdot 0,0056 \cdot 0,052 \cdot 1 \cdot 7,8 \cdot 10^3 = 0,19 \text{ kg} \tag{4.122}$$

Amplituda pulzací indukce v zubech rotoru

$$B_{p2} = \frac{\gamma_1 \delta}{2t_{d2}} B_{z2} = \frac{4,44 \cdot 0,00035}{2 \cdot 0,009} \cdot 0,48 = 0,041 \text{ T} \tag{4.123}$$

Potom pulzní ztráty v zubech rotoru jsou

$$\Delta P_{p2} = 0,11 \left(\frac{Q_1 n_1}{1000} B_{p2} \right)^2 m_{z2} = 0,11 \left(\frac{24 \cdot 40000}{1000} \cdot 0,041 \right)^2 \cdot 0,19 = 32,4 \text{ W} \tag{4.124}$$

Celkové ztráty v rotoru v případě otevřených drážek

$$\Delta P_{j2} = 3c_1^2 R_2' I_2'^2 + \Delta P_{\delta p_2} + \Delta P_{p2} = 3 \cdot 1,09 \cdot 1,023^2 \cdot 2,32^2 + 91,8 + 32,4 = 142,6 \text{ W} \tag{4.125}$$

Celkové ztráty v rotoru v případě uzavřených drážek

$$\Delta P_{j2} = 3c_1^2 R_2' I_2'^2 + \Delta P_{\delta p_2} + \Delta P_{p2} = 3 \cdot 1,09 \cdot 1,023^2 \cdot 2,32^2 + 103,1 + 32,4 = 153,9 \text{ W} \tag{4.126}$$

Hustota povrchových ztrát statoru v případě otevřených drážek rotoru

$$p_{\delta p_1} = 0,5k_{01} \left(\frac{Q_2 n_1}{10000} \right)^{1,5} (B_{01} t_{d2} 10^3)^2 =$$

$$= 0,5 \cdot 1,5 \cdot \left(\frac{19 \cdot 40000}{10000} \right)^{1,5} (0,092 \cdot 0,009 \cdot 10^3)^2 = 340,7 W \cdot m^{-2} \quad (4.127)$$

kde $k_{01} = 1,5$ je činitel pro plechy tloušťky 0,5mm [22]

$$B_{01} = \beta_{01} k_c B_\delta = 0,23 \cdot 1,328 \cdot 0,3 = 0,092 \quad (4.128)$$

je amplituda pulzací indukce ve vzduchové mezeře

$$\beta_{01} = 0,23 \text{ se určí z obr. 4. 9 z poměru } \frac{b_0}{\delta} = \frac{1}{0,35} = 2,86$$

Pak jsou povrchové ztráty statoru

$$\begin{aligned} \Delta P_{\delta p1} &= p_{\delta p2} (t_{d1} - b_0) Q_1 l_{Fe2} = \\ &= 340,7 \cdot (0,0072 - 0,0026) \cdot 24 \cdot 0,052 = 2,0 W \end{aligned} \quad (4.129)$$

Amplituda pulzací indukce v zubech statoru

$$B_{p1} = \frac{\gamma_2 \delta}{2 t_{d1}} B_{z1} = \frac{1,039 \cdot 0,00035}{2 \cdot 0,0072} \cdot 0,69 = 0,0174 T \quad (4.130)$$

Potom pulzní ztráty v zubech statoru jsou

$$\Delta P_{p1} = 0,11 \left(\frac{Q_2 n_1}{1000} B_{p2} \right)^2 m_{z1} = 0,11 \left(\frac{19 \cdot 40000}{1000} \cdot 0,0174 \right)^2 \cdot 0,384 = 7,4 W \quad (4.131)$$

Celkové ztráty v železe v případě drážkovaného rotoru

$$\Delta P_{Fec} = \Delta P_{Fe} + \Delta P_{\delta p1} + \Delta P_{p1} = 69 + 2 + 7,4 = 78,4 W \quad (4.132)$$

4.4.3.5 Výpočet magnetizační reaktance a odporu představujícího ztráty v železe

Magnetizační reaktance je

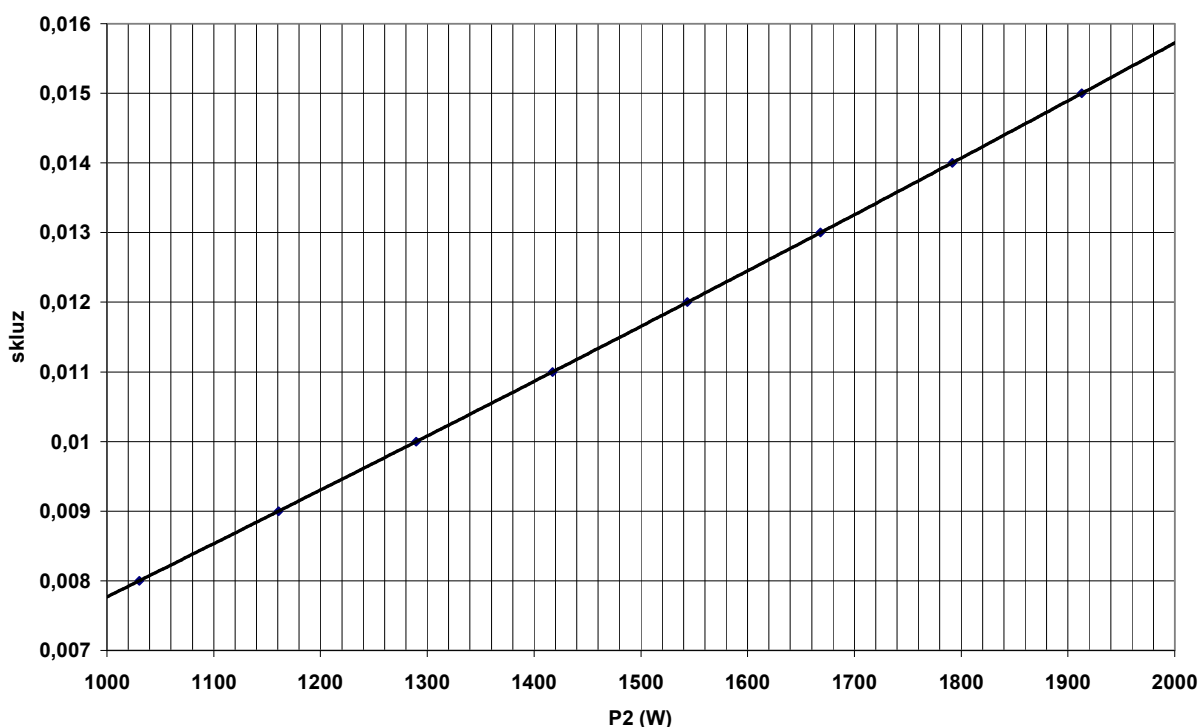
$$X_{12} = \frac{U_{1n}}{I_\mu} - X_{1\rho} = \frac{230}{1,05} - 4,99 = 213,3 \Omega \quad (4.133)$$

Odpor představující ztráty v železe pro uzavřené drážky rotoru

$$R_{12} = \frac{\Delta P_{Fe}}{m I_\mu^2} = \frac{69}{3 \cdot 1,05^2} = 20,9 \Omega \quad (4.134)$$

Odpor představující ztráty v železe pro otevřené drážky rotoru

$$R_{12} = \frac{\Delta P_{Fe}}{m I_\mu^2} = \frac{78,4}{3 \cdot 1,05^2} = 23,7 \Omega \quad (4.135)$$



Obr. 4. 10 Zatěžovací charakteristika motoru pro oblast jmenovitého skluzu s klecovou kotvou

Tab. 4. 3 Porovnání parametrů motoru s kotvou tvořenou vrstvou mědi a kotvou klecovou

Parametr		Vrstva mědi	Klecová kotva zavřené drážky	Klecová kotva otevřené drážky
Skluz	s [-]	0,019	0,0117	0,0117
Příkon	P_1 [W]	1750,0	1809,8	1808,1
Proud statoru	I [A]	5,70	2,93	2,92
Účinnost	$\cos \varphi$ [-]	0,44	0,88	0,88
Účinnost	η [-]	0,86	0,83	0,83
Výkon na hřídeli	P_2 [W]	1506,1	1505,9	1506,0
Moment na hřídeli	M [Nm]	0,37	0,36	0,36
Ztráty ve vinutí statoru	ΔP_{j1} [W]	83,1	19,1	19,2
Ztráty v železe	ΔP_{Fe} [W]	69,0	69,0	78,4
Ztráty v rotoru	ΔP_{j2} [W]	30,3	153,9	142,9
Mechanické ztráty	ΔP_{mech} [W]	52,7	53,1	53,1
Dodatečné ztráty	ΔP_d [W]	8,7	8,7	8,7
Celkové ztráty	ΔP [W]	243,7	303,9	302,1

Ve výše uvedené tabulce je porovnání výsledků numerického výpočtu varianty motoru s rotorem s vrstvou mědi a dvou typů rotoru s klecovou kotvou. U obou typů klece byly pro výpočet povrchových a pulzních ztrát použity standardní vztahy z literatury [22], [23]. V případě drážkovaného rotoru byly ještě uvažovány povrchové a pulzní ztráty v zubech statoru. U rotoru s vrstvou mědi jsou uvažovány pouze ztráty od 1. harmonické, protože vztahy pro výpočet výše uvedených ztrát pro klecovou kotvu nelze aplikovat na tento typ rotoru.

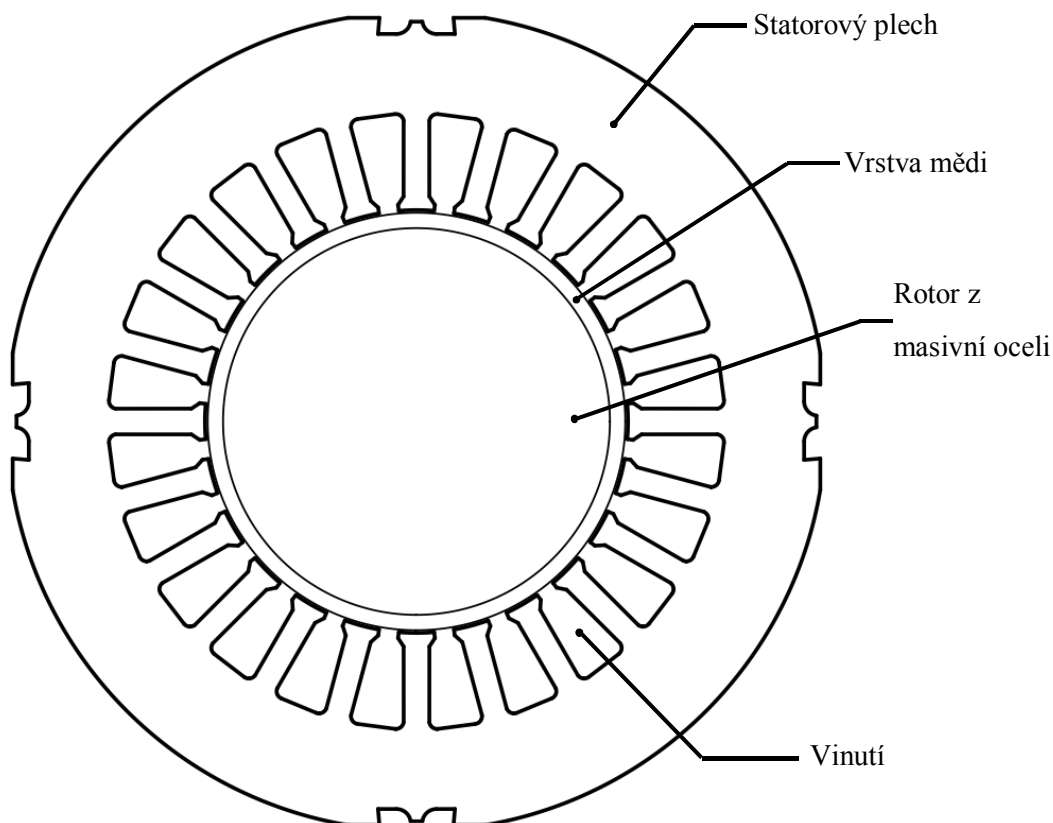
5 ANALÝZA VYSOKORYCHLOSTNÍHO MOTORU METODOU KONEČNÝCH PRVKŮ

Analýza motoru byla provedena v prostředí Ansoft Maxwell. Na základě výkresové dokumentace byl sestaven model motoru a byla provedena analýza pro jmenovitý chod při 40000 otáčkách za minutu (napájecí frekvence 666,7 Hz) a pro 15000 otáček za minutu (napájecí frekvence 250 Hz).

Analýza při 40000 min^{-1} byla provedena pro jednovrstvé i dvouvrstvé vinutí za účelem zjištění, zda dvouvrstvé vinutí přispěje k redukci vyšších prostorových harmonických ve vzduchové mezeře, a tím ke snížení ztrát v rotoru.

Jelikož maximální otáčky asynchronní brzdy jsou 18000 min^{-1} , je nutné měření provést při 15000 min^{-1} . Z tohoto důvodu byla provedena analýza pro stejné otáčky, aby bylo možné porovnat výsledky simulace s měřením při stejných pracovních podmínkách.

5.1 Geometrie statorového svazku a rotoru



Obr. 5. 1 Geometrie statorového svazku a rotoru

Rozměry statorových plechů, včetně rozměrů drážek, rozměry ocelového jádra rotoru, tloušťka vzduchové mezery a měděné vrstvy rotoru jsou uvedeny v kap. 4. 1 a 4. 2.

5.2 Definice materiálů

Protože je model dvojrozměrný, není při výpočtu zahrnut rozptyl a činný odpor čel vinutí. Je tedy nutné přepočítat vodivost mědi ve vinutí na takovou hodnotu, aby ztráty ve vinutí odpovídaly skutečné délce vinutí. Vliv rozptylu čel se provede přidáním přídavné rozptylové indukčnosti do série s vinutím. Totéž platí pro přepočet vodivosti ocelového jádra rotoru a vrstvy mědi. Zde lze použít činitele přepočtu vodivosti zahrnující vliv konečné délky rotoru.

5.2.1 Přepočet parametrů statoru

Přepočet vodivosti mědi vinutí se provede podle

$$\sigma'_{Cu115_v} = \frac{1}{\rho_{Cu115}} \cdot \frac{2 \cdot N l_{Fe}}{L_1} = \frac{1}{2,456 \cdot 10^{-8}} \cdot \frac{2 \cdot 98 \cdot 0,052}{34,89} = 11,89 \cdot 10^6 \text{ Sm}^{-1} \quad (5.1)$$

Přídavná indukčnost vinutí se určí podle

$$L_{1p} = \frac{X_{1p}}{\omega} = \frac{4,99}{2\pi \cdot 666,7} = 1,19 \cdot 10^{-3} \text{ H} \quad (5.2)$$

5.2.2 Přepočet parametrů rotoru

Přepočet vodivosti vrstvy mědi

$$\sigma'_{Cu} = k_{RN} \sigma_{Cu115} = 0,21972 \cdot 4,071 \cdot 10^7 = 8,9448 \cdot 10^6 \text{ Sm}^{-1} \quad (5.3)$$

Přepočet vodivosti ocelového jádra

$$\sigma'_{Fe} = \frac{1}{k_z^2} \sigma_{Fe115} = \frac{1}{2,0577^2} \cdot 1,031 \cdot 10^6 = 2,454 \cdot 10^5 \text{ Sm}^{-1} \quad (5.4)$$

Výpočet činitelů k_{RN} a k_z je uveden v kap. 4.3.4.

5.2.3 Magnetizační charakteristika ocelového jádra rotoru (ocel 11600)

Tab. 5. 1 Magnetizační charakteristika konstrukční oceli 11600

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

5.2.4 Magnetizační charakteristika a měrné ztráty plechů M290-50A

Tab. 5. 2 Magnetizační charakteristika a měrné ztráty plechů M290-50A [30]

B [T]	H [A/m]	Δp [W/kg] při 400 Hz
0,1	32,2	0,30
0,2	42,9	1,18
0,3	50,3	2,51
0,4	57,1	4,25
0,5	63,9	6,40
0,6	71,4	9,01
0,7	79,9	12,10
0,8	89,9	15,70
0,9	103,0	20,00
1,0	119,0	24,90
1,1	144,0	30,60
1,2	184,0	37,10
1,3	271,0	44,50
1,4	549,0	53,00
1,5	1500,0	62,50
1,6	3520,0	
1,7	6700,0	
1,8	11400,0	

5.3 Výsledky analýzy metodou konečných prvků a porovnání s výpočtem

Pro zahrnutí mechanických ztrát do energetické bilance motoru při analýze metodou konečných prvků byl zadán zátěžný moment jako součet jmenovitého momentového zatížení a ztrátového momentu od ložisek.

Ztráty v ložiscích jsou

$$\Delta P_{mech} = M_z \omega = M_z \frac{2\pi n}{60} = 2 \cdot 1,05 \cdot 10^{-4} M_T n \quad (5.5)$$

Po úpravě je ztrátový moment ložisek

$$M_z = \frac{60}{\pi} \cdot 1,05 \cdot 10^{-4} M_T = 0,002 \cdot 6,4 = 0,0128 Nm \quad (5.6)$$

Výkon na hřídeli je složen ze skutečného výkonu a ztrát v ložiscích

$$P_2' = P_2 + \Delta P_{mech} \quad (5.7)$$

Ztráty v ložisku jsou pak

$$\Delta P_{mech} = M_z \frac{2\pi n}{60} = 0,0128 \cdot \frac{2\pi \cdot 38970}{60} = 52,2W \quad (5.8)$$

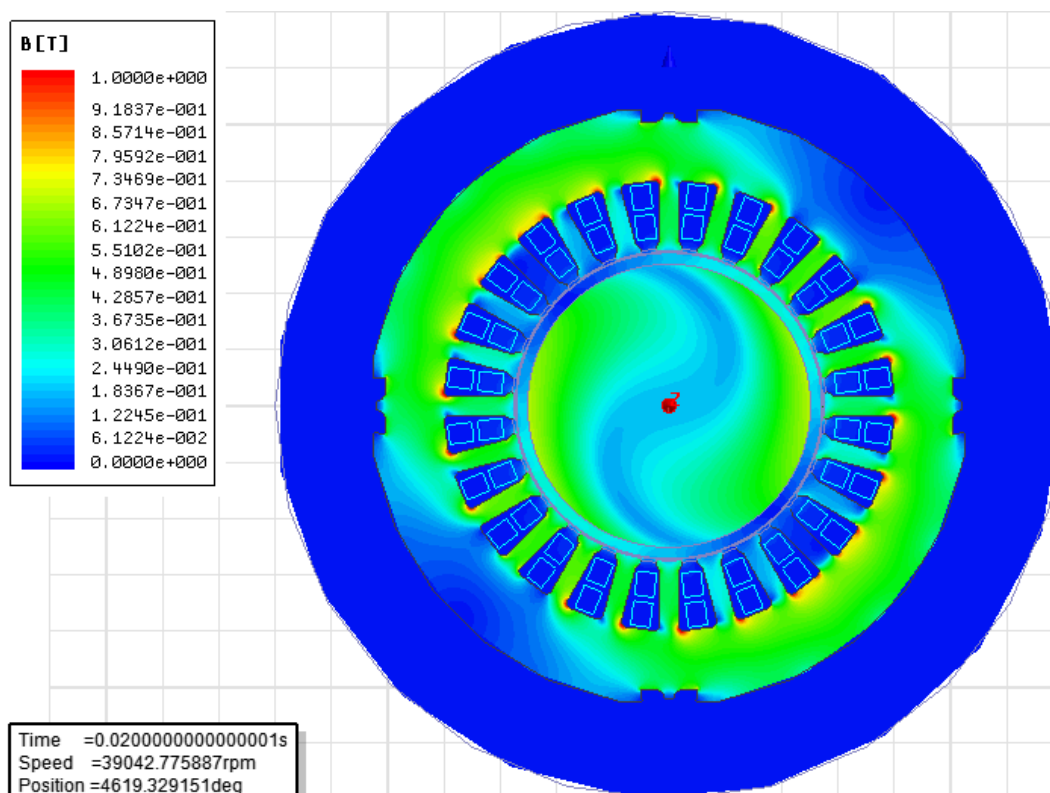
Výkon na hřídeli

$$P_2 = P_2' - \Delta P_{mech} = 1551,1 - 52,2 = 1498,9W \quad (5.9)$$

Výše uvedený výpočet platí při jmenovitém při frekvenci napájení 667 Hz pro dvouvrstvé vinutí, viz kap. 5.3.1.

5.3.1 Jmenovitý chod při frekvenci napájení 667 Hz, dvouvrstvé vinutí

	Parametr	FEM	Výpočet
Otáčky	n [min^{-1}]	38970	39240
Frekvence	f [Hz]	666,7	666,7
Napětí fáze	U [V]	230,0	230,0
Proud fáze	I [A]	5,65	5,70
Příkon	P_1 [W]	1998,7	1750,0
Ztráty vinutí	ΔP_{j1} [W]	81,7	83,1
Ztráty rotoru	ΔP_{j2} [W]	337,1	30,3
Ztráty v železe	ΔP_{Fe} [W]	42,2	69,0
Ztráty mechanické	ΔP_{mech} [W]	52,2	52,7
Celkové ztráty	ΔP [W]	513,2	243,7
Výkon na hřídeli	P_2 [W]	1498,9	1506,1
Moment na hřídeli	M [Nm]	0,367	0,367



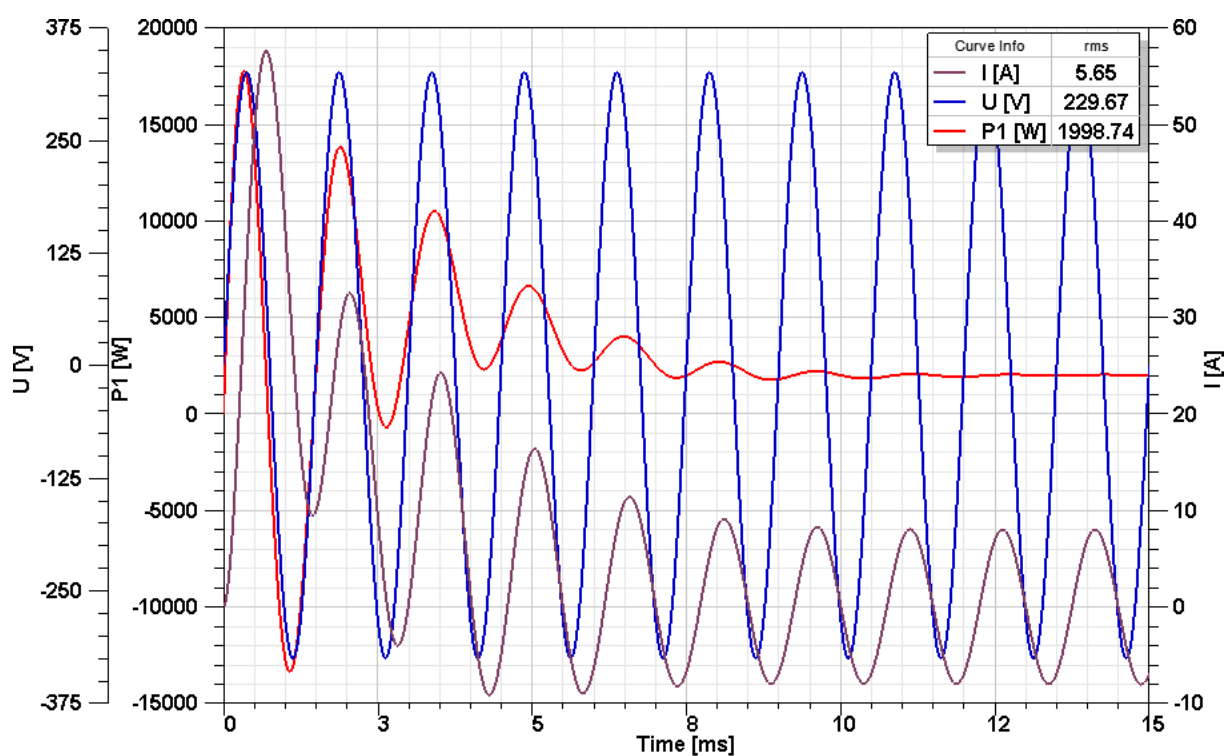
Obr. 5. 2 Rozložení magnetické indukce v motoru při frekvenci napájení 667 Hz a dvouvrstvém vinutí

Výše uvedené výsledky analýzy jsou pro jmenovitý chod odpovídající původnímu návrhu podle [26]. Výsledky pomocí FEM jsou porovnány s numerickým výpočtem uvedeným v kap. 4.3. Hlavní rozdíl je v určení ztrát v rotoru. Numerický výpočet uvažuje pouze ztráty od 1. harmonické pole ve vzduchové mezeře, FEM zahrnuje ve výpočtu i ztráty od vyšších harmonických pole. Rozdíl v určení ztrát v železe v případě numerického výpočtu vznikl použitím opravných činitelů opracování statorových plechů dle [22], viz kap. 4.3.2. Ztráty ve vinutí a mechanické ztráty sobě odpovídají. Střední indukce ve jhu a zubech statoru dle obr. 5. 2 odpovídá numerickému výpočtu.

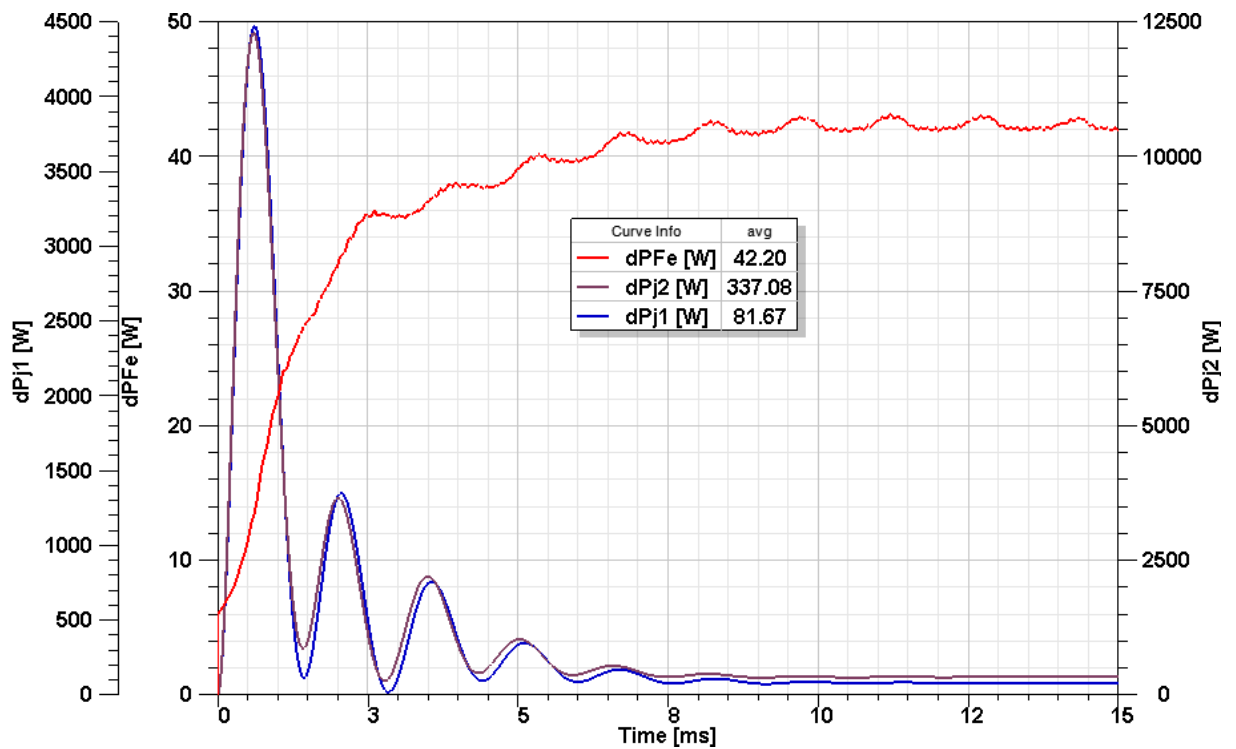
5.3.1.1 Průběhy okamžitých hodnot veličin z analýzy metodou konečných prvků

Efektivní hodnoty napětí U a proudu I jedné fáze se stanovily po ustálení z okamžitých hodnot pomocí funkce TrueRMS. Příkon P_1 se určil jako střední hodnota součtu součinů okamžitých hodnot napětí a proudu v jednotlivých fázích pomocí funkce Average. Ztráty v mědi ΔP_{j1} , ztráty v rotoru ΔP_{j2} , ztráty v železe ΔP_{jFe} , otáčky n a moment M se určily po ustálení jako střední hodnoty (funkce Average). Výkon na hřídeli se po ustálení určil jako střední hodnota (funkce Average) součinu úhlové rychlosti hřídele $2\pi n/60$ a momentu na hřídeli M . Pro minimalizaci doby ustálení přechodového jevu je nastavena počáteční úhlová rychlost rotoru.

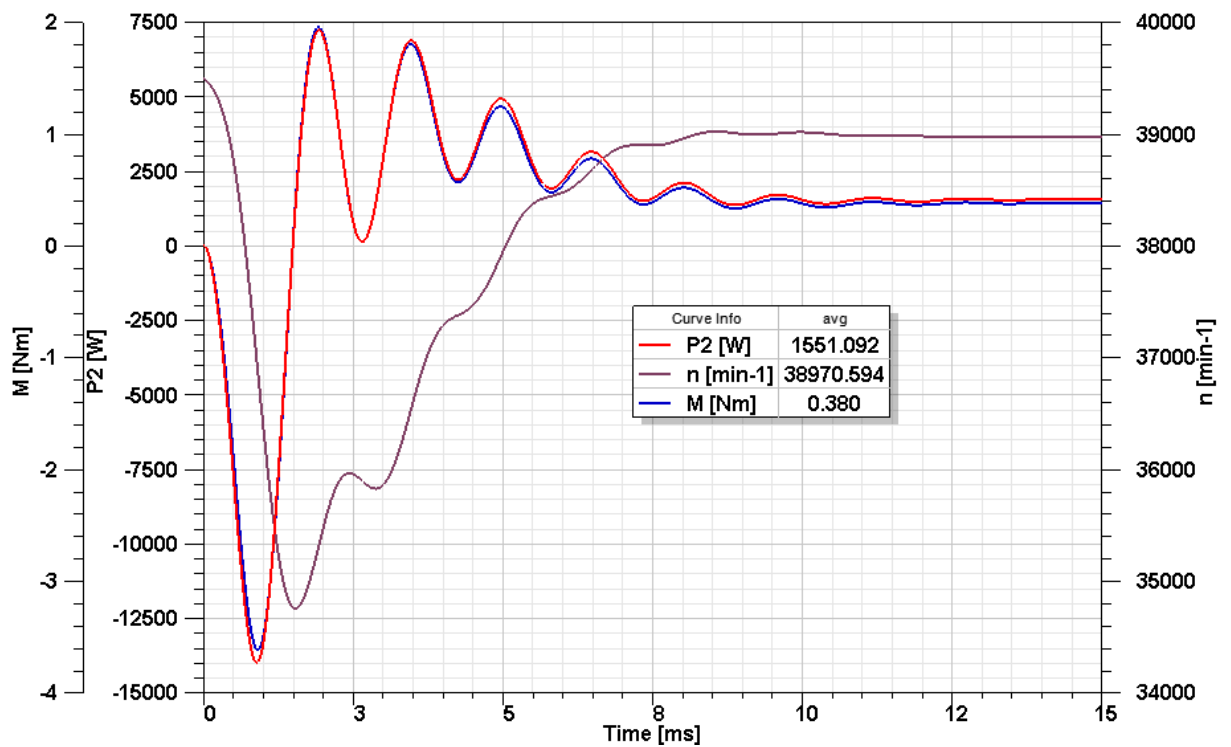
Ztráty v železe se určují zvlášť až na základě vypočítaného rozložení a časového průběhu magnetického pole v magnetickém obvodu stroje (v post-processingu) podle koeficientů ztrát hysterezních a vířivých vypočítaných dle tab. 5. 2. Dochází tak k nepatrné chybě mezi příkonem stanoveným jako součet ztrát a výkonu na hřídeli a příkonem určeným dle postupu výše.



Obr. 5. 3 Průběhy okamžitých hodnot napětí, proudu a příkonu při jmenovité frekvenci napájení 667 Hz a dvouvrstvém vinutí



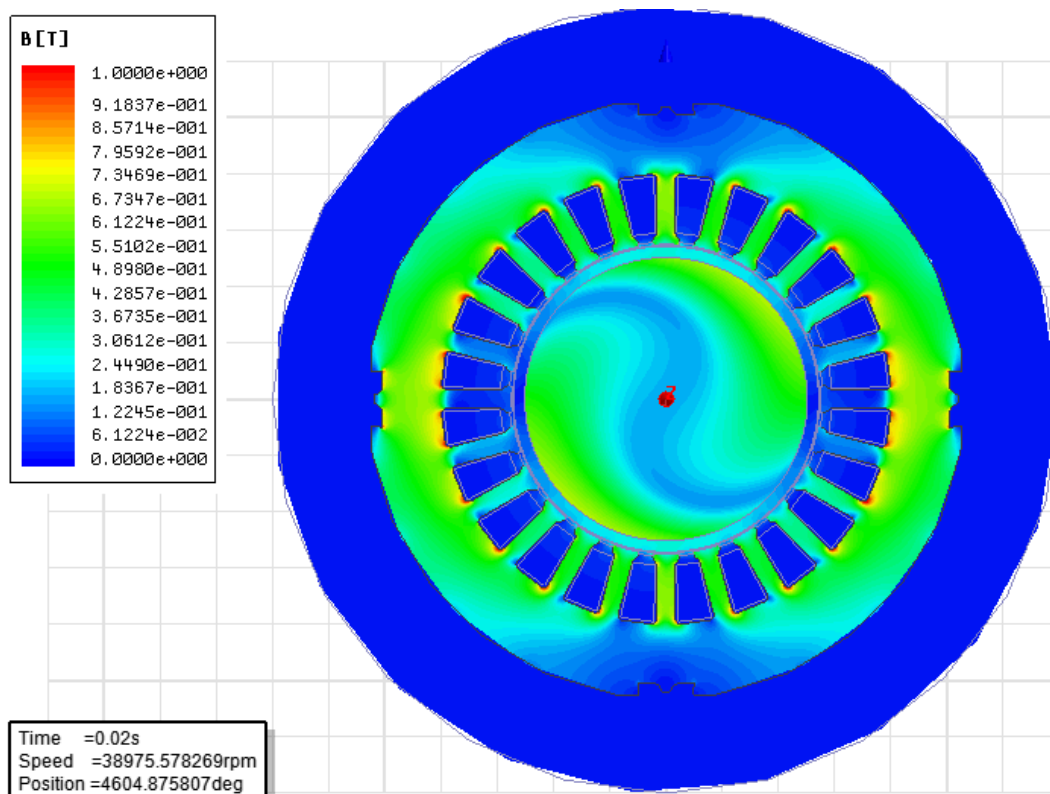
Obr. 5. 4 Průběhy okamžitých hodnot ztrát při jmenovité frekvenci napájení 667 Hz a dvouvrstvém vinutí



Obr. 5. 5 Průběhy okamžitých hodnot výkonu, otáček a momentu při jmenovité frekvenci napájení 667 Hz a dvouvrstvém vinutí

5.3.2 Jmenovitý chod při frekvenci napájení 667 Hz, jednovrstvé vinutí

	Parametr	FEM	Výpočet	
	Otáčky	n [min ⁻¹]	38904	39156
	Frekvence	f [Hz]	666,7	666,7
	Napětí fáze	U [V]	230,0	230,0
	Proud fáze	I [A]	5,40	5,60
	Příkon	P ₁ [W]	1989,4	1752,9
	Ztráty vinutí	ΔP _{j1} [W]	74,7	88,5
	Ztráty rotoru	ΔP _{j2} [W]	340,6	33,6
	Ztráty v železe	ΔP _{Fe} [W]	39,8	65,5
	Ztráty mechanické	ΔP _{mech} [W]	52,1	52,6
	Celkové ztráty	ΔP [W]	507,2	248,4
	Výkon na hřídeli	P ₂ [W]	1494,3	1504,5
	Moment na hřídeli	M [Nm]	0,367	0,367

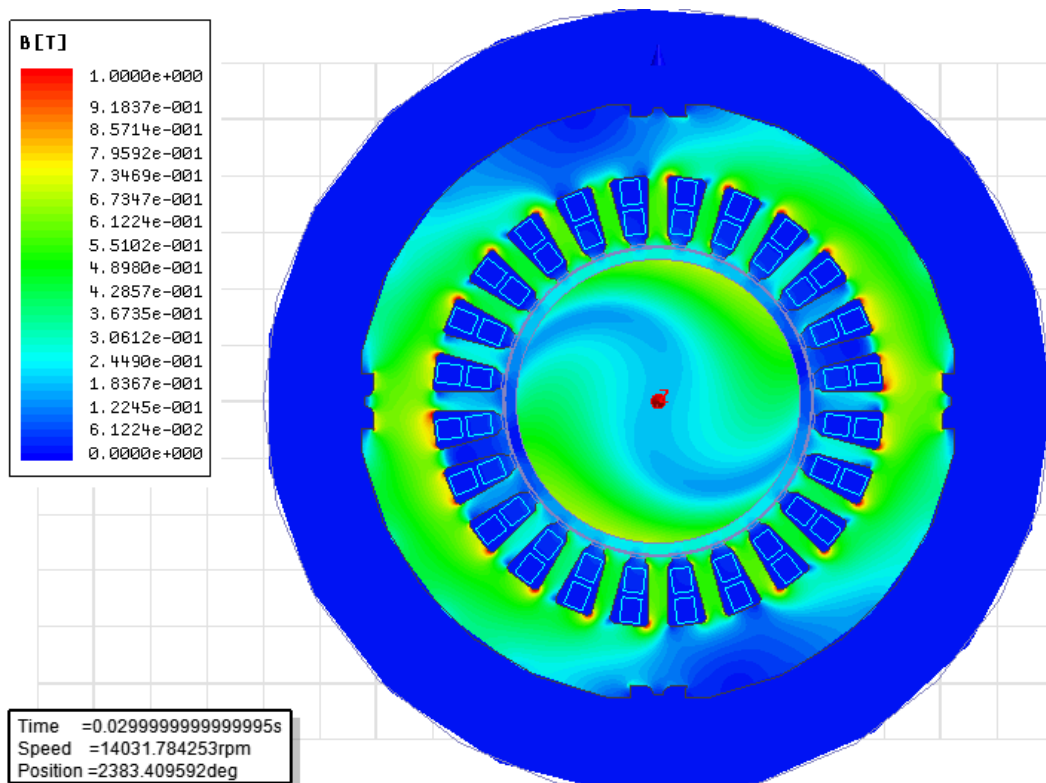


Obr. 5. 6 Rozložení magnetické indukce v motoru při frekvenci napájení 667 Hz, jednovrstvém vinutí

Dále byl vytvořen model motoru s jednovrstvým vinutím. Účelem bylo zjištění rozdílů ve ztrátách rotoru při použití jednovrstvého vinutí oproti ztrátám v případě použití dvouvrtvého vinutí. Numerický výpočet pro jednovrstvé vinutí ukazuje vyšší ztráty ve vinutí statoru (větší střední délka vodiče fáze) a větší rozptyl statorového vinutí, vyšší skluz a větší celkové ztráty. Z analýzy FEM vyplývají skutečně nižší ztráty v rotoru v případě dvouvrtvého vinutí, rozdíl je ale oproti jednovrstvému vinutí nepatrný (ztráty v rotoru mají původ hlavně od otevření drážek). Motor s jednovrstvým vinutím má dle FEM nižší proud fáze, a tím menší ztráty ve vinutí statoru.

5.3.3 Jmenovitý chod při frekvenci napájení 250 Hz, dvouvrstvé vinutí

	Parametr	FEM	Výpočet
Otáčky	n [min^{-1}]	13995	14280
Frekvence	f [Hz]	250	250
Napětí fáze	U [V]	86,2	86,2
Proud fáze	I [A]	5,51	5,74
Příkon	P_1 [W]	754,7	705,4
Ztráty vinutí	ΔP_{j1} [W]	77,6	84,6
Ztráty rotoru	ΔP_{j2} [W]	106,6	28,6
Ztráty v železe	ΔP_{Fe} [W]	8,5	17,6
Ztráty mechanické	ΔP_{mech} [W]	18,8	19,2
Celkové ztráty	ΔP [W]	211,5	158,4
Výkon na hřídeli	P_2 [W]	536,8	546,9
Moment na hřídeli	M [Nm]	0,367	0,366

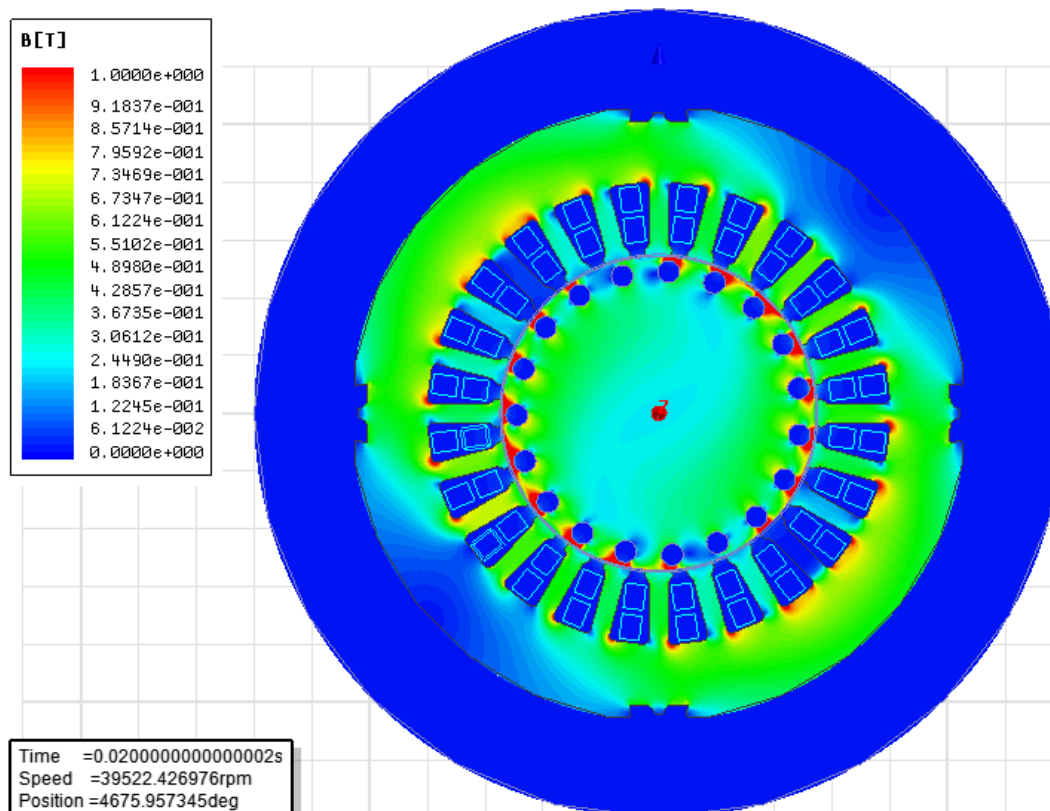


Obr. 5. 7 Rozložení magnetické indukce v motoru při frekvenci napájení 250 Hz, dvouvrstvém vinutí

Z důvodu technického omezení maximálních otáček dynamometru je měření omezeno na 15000 otáček za minutu. Z tohoto důvodu byly parametry motoru přepočítány právě na tyto otáčky. Motor pak celkově dosahuje nižší účinnosti, neboť ztráty ve vinutí statoru zůstávají konstantní a dominují. Menší napájecí frekvence znamená nižší ztráty v železe i mechanické ztráty (závislé na otáčkách). Nižší otáčky významně redukuje ztráty v rotoru od harmonických pole. Dodržením podmínky konstantního sycení (U/f) se dosáhlo stejné střední indukce ve jhu a zubech statoru, viz obr. 5. 7.

5.3.4 Jmenovitý chod při frekvenci napájení 667 Hz, dvouvrstvé vinutí, klecová kotva, zavřené drážky

	Parametr	FEM	Výpočet	
	Otáčky	n [min ⁻¹]	39489	39532
	Frekvence	f [Hz]	666,7	666,7
	Napětí fáze	U [V]	230,0	230,0
	Proud fáze	I [A]	3,04	2,93
	Příkon	P ₁ [W]	1704,8	1809,8
	Ztráty vinutí	ΔP _{j1} [W]	23,7	19,1
	Ztráty rotoru	ΔP _{j2} [W]	87,1	153,9
	Ztráty v železe	ΔP _{Fe} [W]	83,4	69,0
	Ztráty mechanické	ΔP _{mech} [W]	52,9	53,1
	Celkové ztráty	ΔP [W]	247,1	303,9
	Výkon na hřídeli	P ₂ [W]	1515,5	1505,9
	Moment na hřídeli	M [Nm]	0,370	0,363

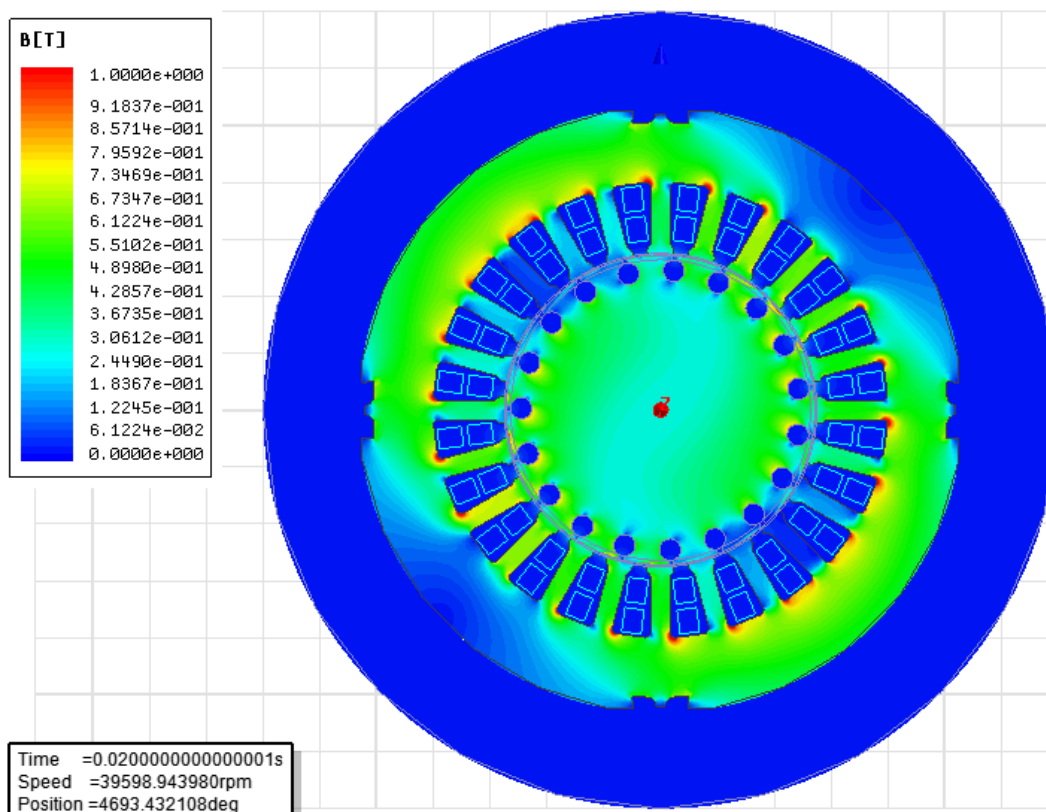


Obr. 5. 8 Rozložení magnetické indukce v motoru při frekvenci napájení 667 Hz, klecová kotva, zavřené drážky

V kapitole 1.3.4 je na obr. 1. 3 použití masivního rotoru s klecí nakrátko z mědi jako jedna z možných variant řešení rotoru pro vysokootáčkové aplikace. Podle literatury byl proveden návrh klece a vypočteny povrchové a pulzní ztráty, viz kap. 4.4.3. Při zachování původní mechanické vzduchové mezery se významně redukuje ztráty v mědi (malý magnetizační proud), ale v rotoru narůstají ztráty pulzní magnetické indukce vlivem drážkování statoru. Motor má menší jmenovitý skluz a nižší základní ztráty v rotoru a celkově dosahuje vyšší účinnosti oproti rotoru s vrstvou mědi. Z analýzy FEM jsou patrné vyšší ztráty v železe od pulzní indukce v zubech statoru, které při numerickém výpočtu nebyly uvažovány (hladký rotor).

5.3.5 Jmenovitý chod při frekvenci napájení 667 Hz, dvouvrstvé vinutí, klecová kotva, otevřené drážky

	Parametr	FEM	Výpočet	
	Otáčky	n [min ⁻¹]	39555	39532
	Frekvence	f [Hz]	666,7	666,7
	Napětí fáze	U [V]	230,0	230,0
	Proud fáze	I [A]	2,80	2,92
	Příkon	P ₁ [W]	1692,7	1808,1
	Ztráty vinutí	ΔP _{j1} [W]	19,9	19,1
	Ztráty rotoru	ΔP _{j2} [W]	71,9	142,9
	Ztráty v železe	ΔP _{Fe} [W]	98,0	78,4
	Ztráty mechanické	ΔP _{mech} [W]	53,0	53,1
	Celkové ztráty	ΔP [W]	242,8	302,1
	Výkon na hřídeli	P ₂ [W]	1548,0	1506,0
	Moment na hřídeli	M [Nm]	0,370	0,363

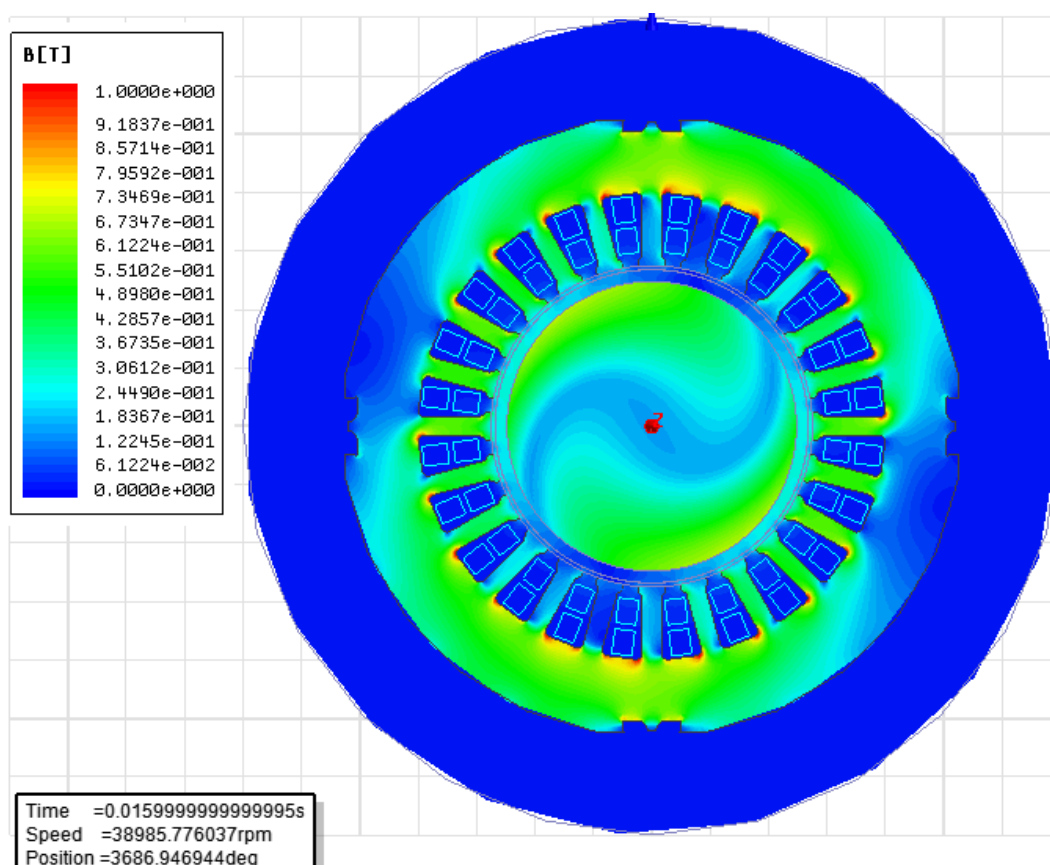


Obr. 5. 9 Rozložení magnetické indukce v motoru při frekvenci napájení 667 Hz, klecová kotva, otevřené drážky

Eliminaci povrchových ztrát rotoru lze provést drážkováním rotoru. Pokud se ponechají drážky otevřené, zvyšuje se tím odpor vůči harmonickým proudům, které se kumulují při povrchu rotoru díky malé hloubce vniku (velká frekvence vyšších harmonických pole ve vzduchové mezeře), viz kap. 1.3.2. Podle numerického výpočtu povrchové ztráty v rotoru klesnou, ale drážkování rotoru zvyšuje pulsní a povrchové ztráty v zubech statoru, a tím se zvýší celkové ztráty v železe. Dle analýzy FEM ztráty v rotoru klesnou, a navíc se drážkováním rotoru zabrání přesycování povrchové vrstvy rotoru, viz obr. 5. 8. Celkově má motor s otevřenými drážkami rotoru nižší ztráty.

5.3.6 Jmenovitý chod při frekvenci napájení 667 Hz, dvouvrstvé vinutí, větší vzduchová mezera

	Parametr	FEM	Výpočet
Otáčky	n [min^{-1}]	38983	39216
Frekvence	f [Hz]	666,7	666,7
Napětí fáze	U [V]	230,0	230,0
Proud fáze	I [A]	6,05	6,30
Příkon	P_1 [W]	1888,3	1768,7
Ztráty vinutí	ΔP_{j1} [W]	93,1	102,9
Ztráty rotoru	ΔP_{j2} [W]	196,9	31,1
Ztráty v železe	ΔP_{Fe} [W]	41,3	69,0
Ztráty mechanické	ΔP_{mech} [W]	52,3	52,7
Celkové ztráty	ΔP [W]	383,6	266,4
Výkon na hřídeli	P_2 [W]	1513,7	1506,1
Moment na hřídeli	M [Nm]	0,367	0,367

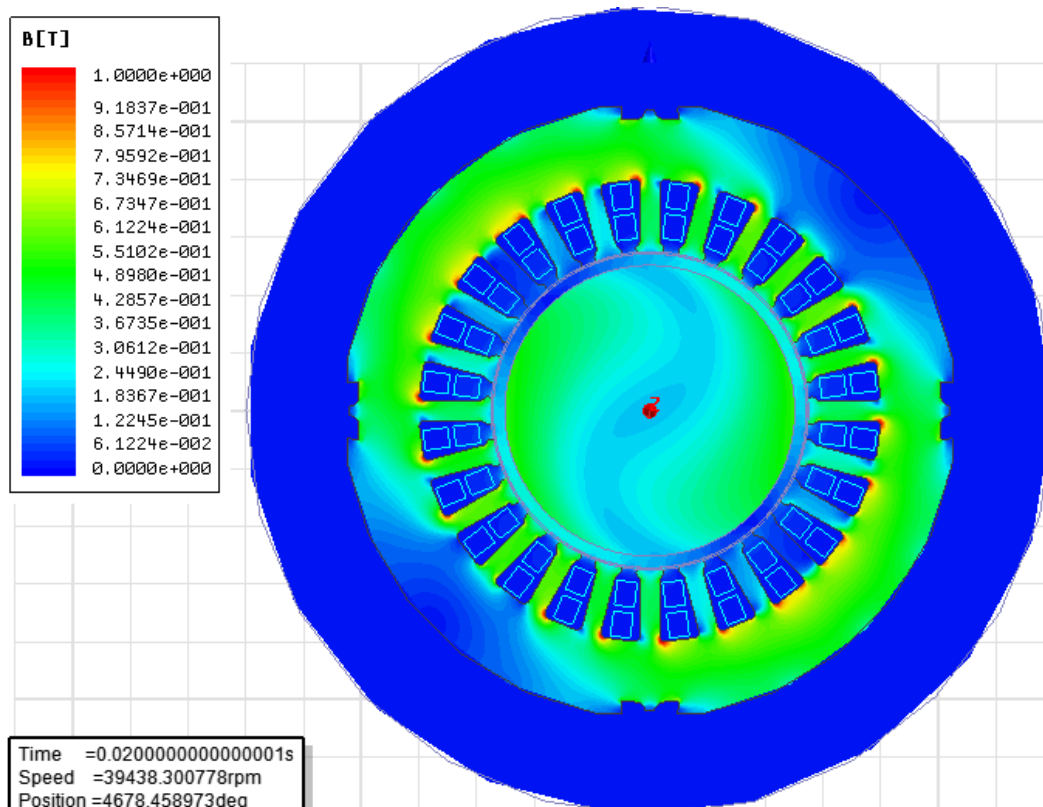


Obr. 5. 10 Rozložení magnetické indukce v motoru při frekvenci napájení 667 Hz, větší vzduchová mezera

V rámci zlepšení parametrů stroje je nejdůležitější snížit ztráty v rotoru. Vliv pulzování magnetické indukce ve vzduchové mezeře lze snížit zvětšením vzduchové mezery, viz kap. 2.3 a kap. 4.3 (výpočet Carterova činitele). V tomto případě byla vzduchová mezera zvětšena na dvojnásobek (původně $\delta=0,35\text{mm}$, po úpravě $\delta=0,7\text{mm}$). Touto úpravou se podařilo redukovat ztráty v rotoru o přibližně 42%, avšak za cenu vyššího magnetizačního proudu, a tím větších ztrát ve vinutí statoru a zhoršení účinnosti motoru. Celkově se ale účinnost motoru výrazně zlepšila.

5.3.7 Jmenovitý chod při frekvenci napájení 667 Hz, dvouvrstvé vinutí, rotor s kruhy

	Parametr	FEM	Výpočet
Otáčky	n [min^{-1}]	39457	39596
Frekvence	f [Hz]	666,7	666,7
Napětí fáze	U [V]	230,0	230,0
Proud fáze	I [A]	5,67	5,7
Příkon	P_1 [W]	2047,6	1735,2
Ztráty vinutí	ΔP_{j1} [W]	81,7	83,0
Ztráty rotoru	ΔP_{j2} [W]	360,9	15,9
Ztráty v železe	ΔP_{Fe} [W]	42,0	69,0
Ztráty mechanické	ΔP_{mech} [W]	52,9	53,2
Celkové ztráty	ΔP [W]	537,5	229,8
Výkon na hřídeli	P_2 [W]	1517,7	1505,7
Moment na hřídeli	M [Nm]	0,367	0,367



Obr. 5. 11 Rozložení magnetické indukce v motoru při frekvenci napájení 667 Hz, rotor s kruhy

Dle literatury [25] je v kapitole 7.2 uveden přepočtení vodivosti vrstvy mědi v případě použití kruhů nakrátko. Tato přepočtená vodivost byla použita v modelu pro zjištění, zda dojde k poklesu ztrát v rotoru, a tím zmenšení skluzu (jelikož měnič udržuje motor ve jmenovitém bodě od rozběhu po různé provozní stavy, je nutné, pro dodržení konstantní vysoké účinnosti pohonu, udržovat nízký jmenovitý skluz). Dle numerického výpočtu klesnou základní ztráty v rotoru přibližně o 50% a jmenovitý skluz se sníží na 1%. Analýza FEM potvrzuje zmenšení skluzu (vyšší otáčky), vyšší otáčky ale nepříznivě zvyšují ztráty od vyšších harmonických pole. Pro korektní analýzu rotoru s kruhy na koncích by bylo vhodné vytvořit 3D model.

5.4 Shrnutí výsledků analýzy FEM

Tab. 5. 3 Porovnání parametrů motoru pro různá řešení rotoru získaných pomocí FEM

Parametr		Dvouvrstvé vinutí vrstva mědi	Jednovrstvé vinutí vrstva mědi	Klecová kotva zavřené drážky	Klecová kotva otevřené drážky	Větší vzduchová mezeře	Rotor s kruhy vrstva mědi
Skluz	$s [-]$	0,0258	0,0274	0,0117	0,0111	0,0254	0,0136
Příkon	$P_1 [W]$	1998,7	1989,4	1704,8	1692,7	1888,3	2047,6
Proud statoru	$I [A]$	5,65	5,40	3,04	2,80	6,05	5,67
Účinník	$\cos \varphi [-]$	0,51	0,53	0,84	0,86	0,45	0,52
Účinnost	$\eta [-]$	0,75	0,75	0,85	0,85	0,80	0,74
Výkon na hřídeli	$P_2 [W]$	1498,9	1494,3	1515,7	1548,0	1513,7	1517,7
Moment na hřídeli	$M [Nm]$	0,37	0,37	0,37	0,37	0,37	0,37
Ztráty ve vinutí statoru	$\Delta P_{j1} [W]$	81,7	74,7	23,7	19,9	93,1	81,7
Ztráty v železe	$\Delta P_{Fe} [W]$	42,2	39,8	83,4	98,0	41,3	42,0
Ztráty v rotoru	$\Delta P_{j2} [W]$	337,1	340,6	87,1	71,9	196,3	360,9
Mechanické ztráty	$\Delta P_{mech} [W]$	52,2	52,1	52,9	53,0	52,3	52,9
Celkové ztráty	$\Delta P [W]$	513,2	507,2	247,1	242,8	383,6	537,5

Ve výše uvedené tabulce jsou data z analýzy FEM pro varianty motoru uvedené v kap. 5.3.1 až 5.3.7. Nejlepších parametrů motoru lze dosáhnout při použití rotoru s klecovou kotvou. Motor pak dosahuje účinnosti až 85% při účinníku 0,86 (díky malé vzduchové mezeře). Vyrůstají však ztráty v železe pulzační indukce v mezeře. Ztráty v rotoru od vyšších harmonických pole lze výrazně snížit větší vzduchovou mezerou (při dvojnásobné vzduchové mezeře se tyto ztráty snížily přibližně o třetinu), za cenu nepatrně vyšších ztrát v mědi (větší magnetizační proud). Zmenšení skluzu lze provést prodloužením rotoru a vytvořením kruhů na koncích (sníží se impedance rotoru). Dvouvrstvé vinutí pomáhá redukovat vyšší prostorové harmonické (při použití jednovrstvého vinutí vzrostly ztráty v rotoru a zvětšil se skluz).

6 MĚŘENÍ LABORATORNÍHO VZORKU VYSOKO- RYCHLOSTNÍHO MOTORU

6.1 Měření ztrát naprázdno

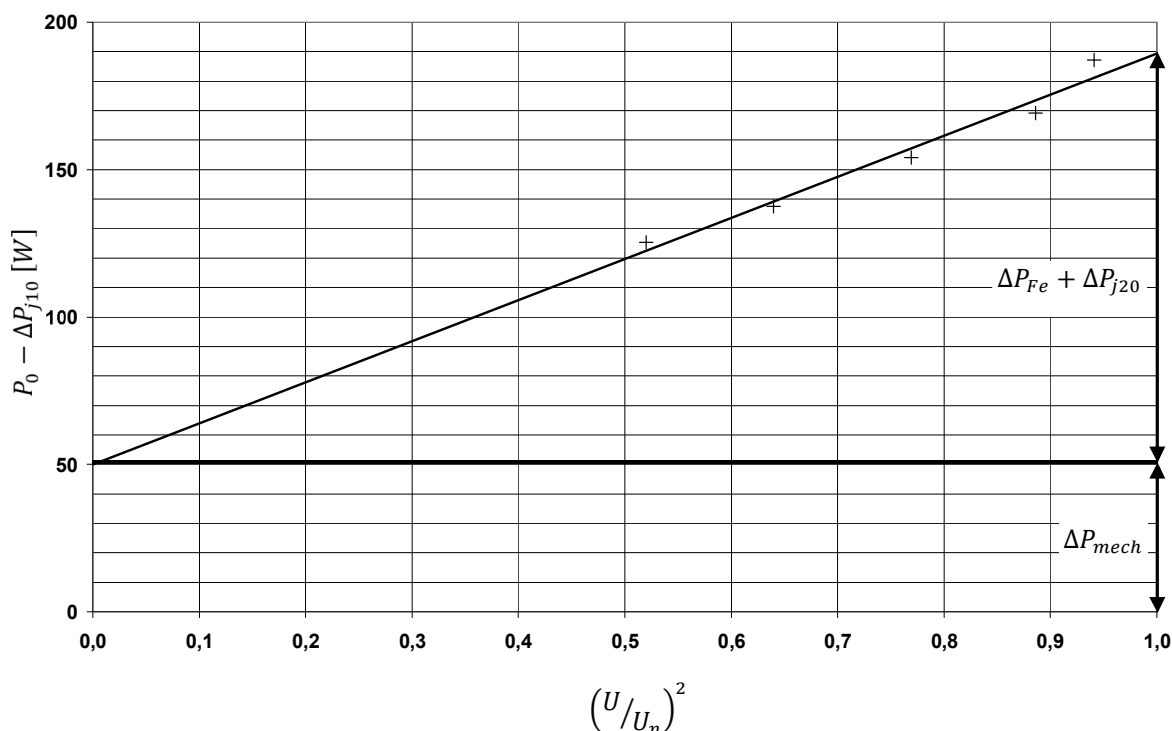
Na laboratorním vzorku vysokootáčkového motoru (navrženého dle [26]) se provedlo měření ztrát naprázdno při snížených otáčkách (15000 min^{-1}). Zpracované naměřené hodnoty jsou v tab. P. 4. Postup měření a zpracování je obdobný jako v kap. 3. 2. Z obr. 6. 1 plyne:

Ztráty v železe (včetně harmonických ztrát v rotoru)

$$\Delta P_{Fe} + \Delta P_{j20} = 140W$$

Ztráty mechanické (ztráty v ložiscích a třením ve vzduchové mezeře)

$$\Delta P_{mech} = 50W$$



Obr. 6. 1 Závislost příkonu na napětí laboratorního vzorku vysokootáčkového motoru

Vzhledem k tomu, že skluz naprázdno je při jmenovitém napětí velký (3,8%), nelze zanedbat harmonické ztráty ve vrstvě mědi rotoru. Z měření naprázdno, po odečtení ztrát ve vinutí statoru a mechanických ztrát, lze určit pouze součet ztrát v železe statoru a harmonických ztrát v rotoru. S využitím FEM analýzy modelu motoru naprázdno lze uvažovat ztráty v železe $\Delta P_{Fe} = 9,0W$ (viz tab. 6. 1). Pak lze určit harmonické ztráty v rotoru (Jouleovy ztráty vířivými proudy indukované v rotoru prostorovými harmonickými magnetické indukce ve vzduchové mezeře) jako

$$\Delta P_{j20} = 140 - 9 = 131W \quad (6.1)$$

Rozdělení a porovnání ztrát naprázdno získaných měření a FEM je v tab. 6. 1.

Tab. 6. 1 Porovnání rozdělení ztrát získaných měření a analýzou FEM vysokootáčkového motoru

Parametr		Měření	FEM
Příkon naprázdno	P_{10} [W]	237,0	187,9
Proud naprázdno	I_0 [A]	4,0	4,7
Ztráty ve vinutí naprázdno	ΔP_{j10} [W]	49,4	55,6
Ztráty v železe	ΔP_{Fe} [W]	9,0	9,0
Ztráty v rotoru naprázdno	ΔP_{j20} [W]	131,0	66,1
Ztráty mechanické	ΔP_{mech} [W]	50,0	52,5
Otáčky naprázdno	n_0 [min^{-1}]	14425	14841
Skluz naprázdno	s_0 [-]	0,038	0,01

Ztráty v mědi naprázdno se určily jako

$$\Delta P_{j10} = 3R_1 I_0^2 = 3 \cdot 1,03 \cdot 4,0^2 = 49,4W \quad (6.2)$$

Ve výše uvedené tabulce je porovnání rozdělení ztrát naprázdno laboratorního vzorku vysokootáčkového motoru navrženého dle [26] získaných měření naprázdno a z analýzy FEM. Protože z měření vycházejí mechanické ztráty 50W oproti uvažovaným 18,8W (kap. 5.3.3), byl zátěžný moment naprázdno v modelu motoru představující ztráty v ložiskách přepočten tak, aby odpovídal naměřeným mechanickým ztrátám. Z výsledků měření vyplývá, že by bylo vhodné zvýšit sycení motoru. Přibližnou změnu počtu závitů v korespondenci s výsledky analýzy FEM lze určit následujícím způsobem.

$$N = \frac{U_{if}}{4,44 f \Phi} = \frac{U_{if}}{4,44 f \frac{U_m}{R_m}} = \frac{U_{if}}{4,44 f \frac{NI_0}{R_m}} \quad (6.3)$$

Po úpravě

$$N^2 = \frac{U_{if} R_m}{4,44 f} \cdot \frac{1}{I_0} \quad (6.4)$$

Kde

$$\frac{U_{if} R_m}{4,44 f} = konst. = N^2 I_0 = N'^2 I_0' \quad (6.5)$$

Pak lze změnit počet závitů fáze na

$$N' = N \sqrt{\frac{I_0}{I_0'}} = 96 \sqrt{\frac{4,0}{4,7}} = 89 \quad (6.6)$$

Ztráty ve vinutí naprázdno pak budou

$$\Delta P_{j10}' = \Delta P_{j10} \left(\frac{N'}{N} \right)^2 \left(\frac{I_0'}{I_0} \right)^2 = 49,4 \cdot \left(\frac{89}{96} \right)^2 \left(\frac{4,7}{4,0} \right)^2 = 58,6W \quad (6.7)$$

6.2 Měření zatěžovací charakteristiky

Na laboratorním vzorku motoru se dále změřila zatěžovací charakteristika při snížených otáčkách 15000 min^{-1} (z důvodu maximálních dovolených otáček dynamometru). Naměřené hodnoty jsou zpracovány v tab. P. 5. Hodnoty z měření ve jmenovitém bodě jsou porovnány s hodnotami vypočtenými a hodnotami získanými analýzou FEM v tab. 6. 2.

Tab. 6. 2 Porovnání hodnot při jmenovitém chodu při frekvenci napájení 250 Hz získaných měřením a analýzou FEM vysokootáčkového motoru

Parametr		FEM	Výpočet	Měření
Otáčky	n [min ⁻¹]	13995	14280	13100
Frekvence	f [Hz]	250	250	250
Napětí fáze	U [V]	86,2	86,2	86,6*
Proud fáze	I [A]	5,51	5,74	5,6
Příkon	P ₁ [W]	754,7	705,4	1450,0
Ztráty vinutí	ΔP _{i1} [W]	77,6	84,6	96,9
Ztráty rotoru	ΔP _{j2} [W]	106,6	28,6	745,4
Ztráty v železe	ΔP _{Fe} [W]	8,5	17,6	9,0
Ztráty mechanické	ΔP _{mech} [W]	18,8	19,2	50,0
Celkové ztráty	ΔP [W]	211,5	158,4	901,3
Výkon na hřídeli	P ₂ [W]	536,8	546,9	548,7
Moment na hřídeli	M [Nm]	0,367	0,366	0,40

* Efektivní hodnota 1. harmonické napájecího fázového napětí

Hodnoty v tab. P. 5 byly vypočítány následovně (platí pro 3. řádek – jmenovitý bod):

Zdánlivý příkon

$$S = 3UI = 3 \cdot 179 \cdot 5,6 = 3007VA \quad (6.8)$$

Výkon na hřídeli

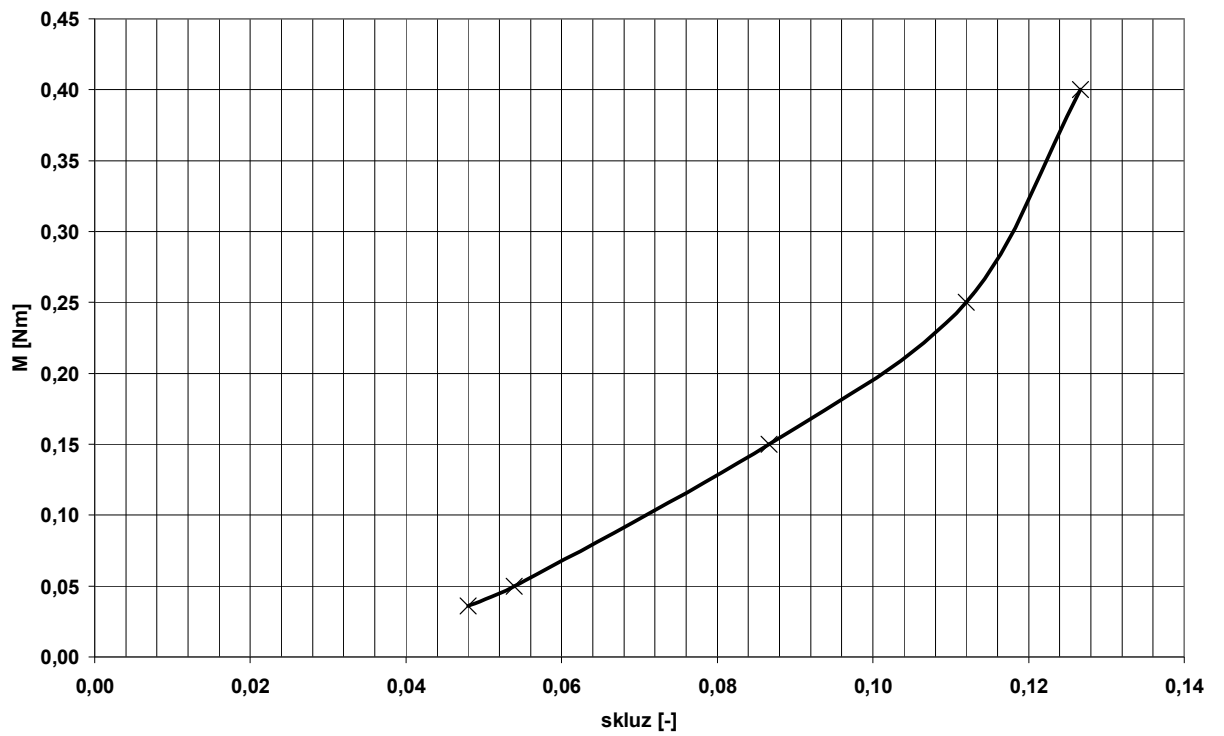
$$P_2 = M \frac{2\pi n}{60} = 0,4 \cdot \frac{2\pi \cdot 13100}{60} = 548,7W \quad (6.9)$$

Skluz

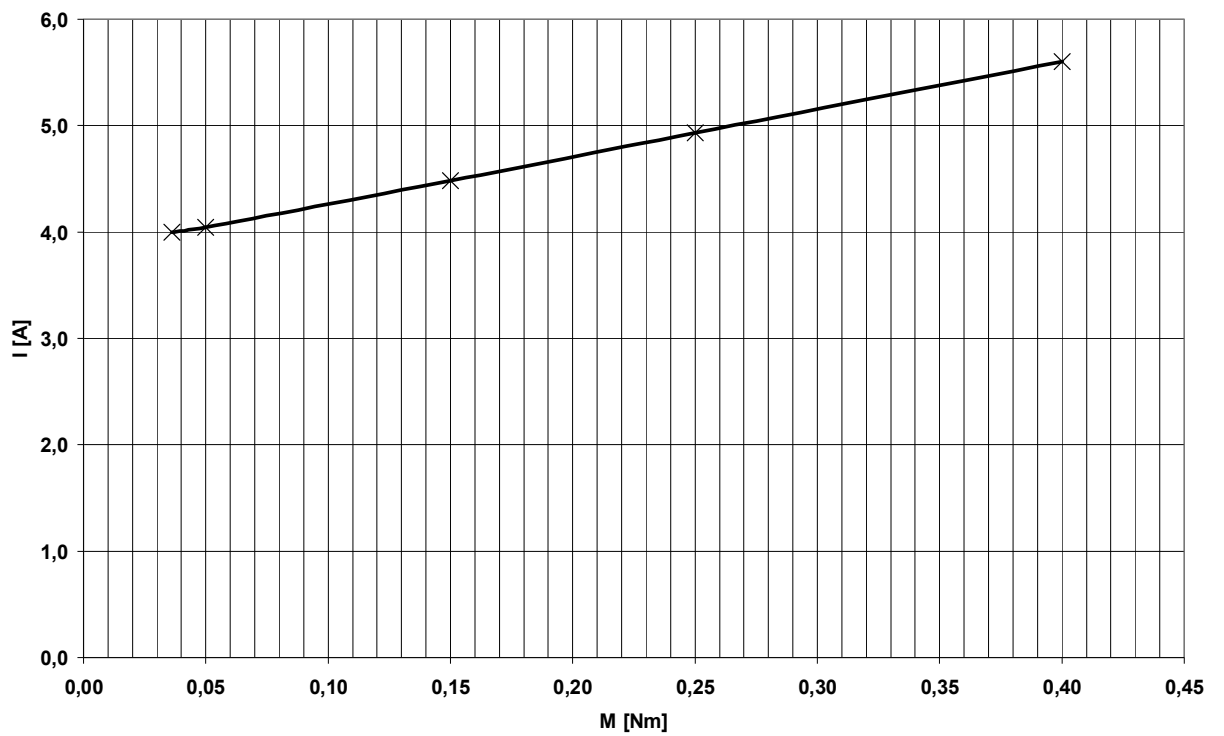
$$s = \frac{n_s - n}{n_s} = \frac{15000 - 13100}{15000} = 0,127 \quad (6.10)$$

Účinnost

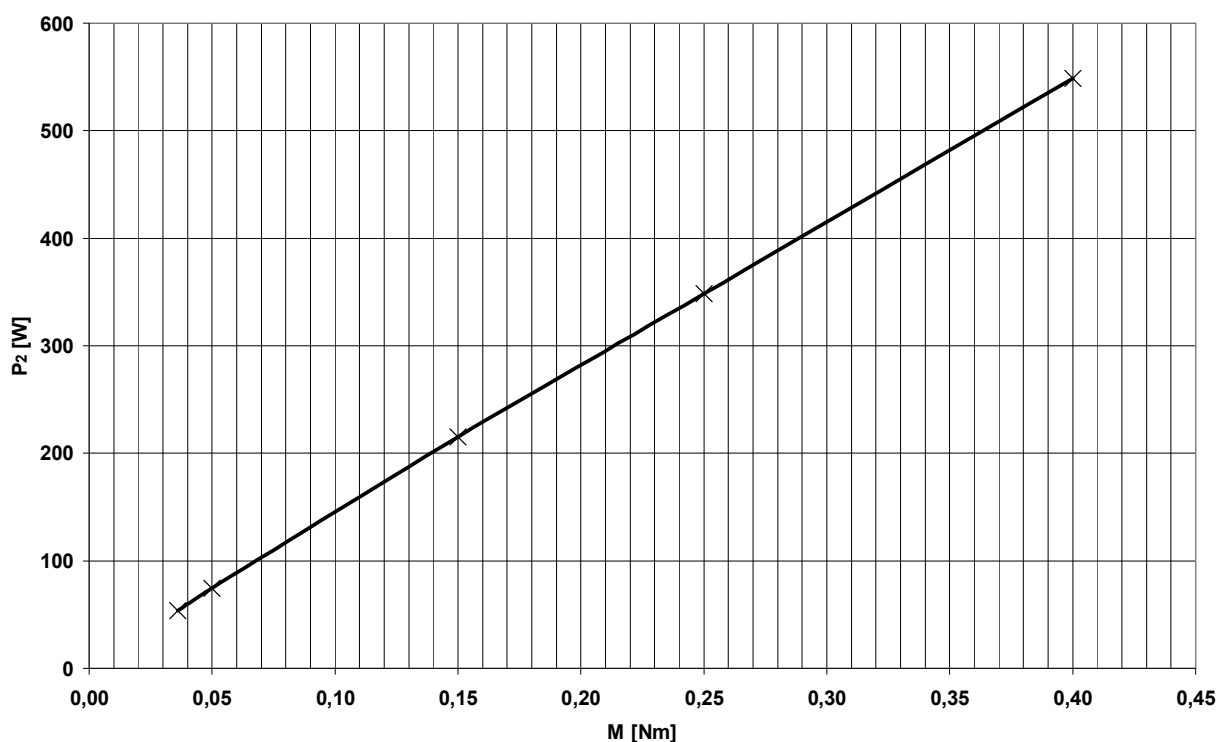
$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{548,7}{1450} = 0,38 \quad (6.11)$$



Obr. 6. 2 Zatěžovací charakteristika laboratorního vzorku vysokootáčkového motoru



Obr. 6. 3 Závislost proudu fáze na zatížení laboratorního vzorku vysokootáčkového motoru



Obr. 6. 4 Závislost výkonu na zatížení laboratorního vzorku vysokootáčkového motoru

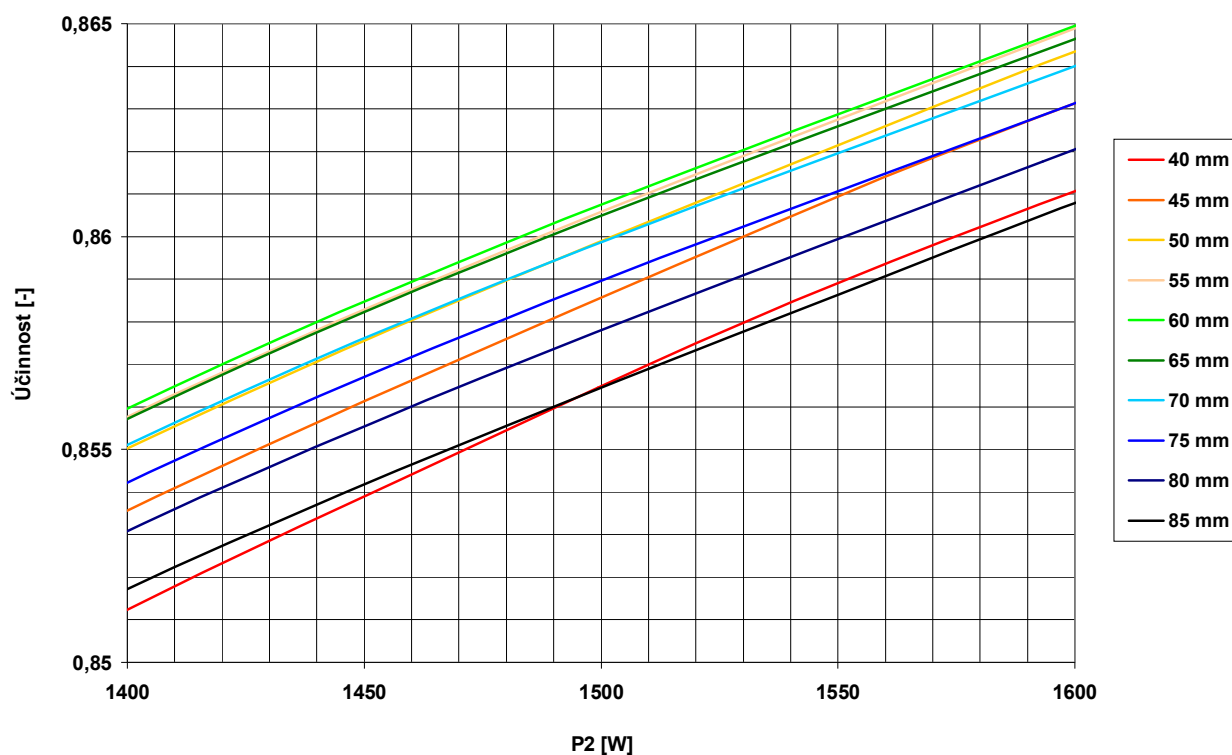
6.3 Shrnutí výsledků měření

Měření při zatížení potvrdilo velký podíl ztrát v rotoru, jejichž původ je od harmonických proudů indukovaných při povrchu rotoru vlivem drážkování statoru a malé vzduchové mezery. Motor má naprázdno skluz 3,8%, při jmenovitém zatížení 12,7%. Vzhledem k tomu, že motor zatím není vybaven vlastním chlazením a při provozu z měniče se rychle zahřívá, měření muselo trvat pouze krátkou dobu, aby nedošlo k degradaci maziva v ložiskách, a tím k jejich havárii. Bylo proto možné změřit pouze několik bodů charakteristiky. Kvůli neharmonickému průběhu výstupního napájecího napětí frekvenčního měniče byla efektivní hodnota napětí měřená včetně harmonických složek v celém spektrálním rozsahu použitého analyzátoru sítě, viz rozdíl mezi efektivní hodnotou 1. harmonické a skutečnou efektivní hodnotou průběhu napětí (tab. 6. 2 a P. 5). Toto deformované napětí způsobuje přídavné ztráty vířivými proudy zejména v rotoru. Zvyšují se také ztráty v železe. Numerický výpočet i analýza FEM byla provedena s uvažováním čistě sinusového průběhu napájecího napětí (přičemž numerický výpočet zahrnuje pouze ztráty od 1. harmonické). To je částečně příčinou rozdílu naměřených hodnot činného příkonu motoru a ztrát v rotoru oproti hodnotám určených výpočtem a analýzou FEM.

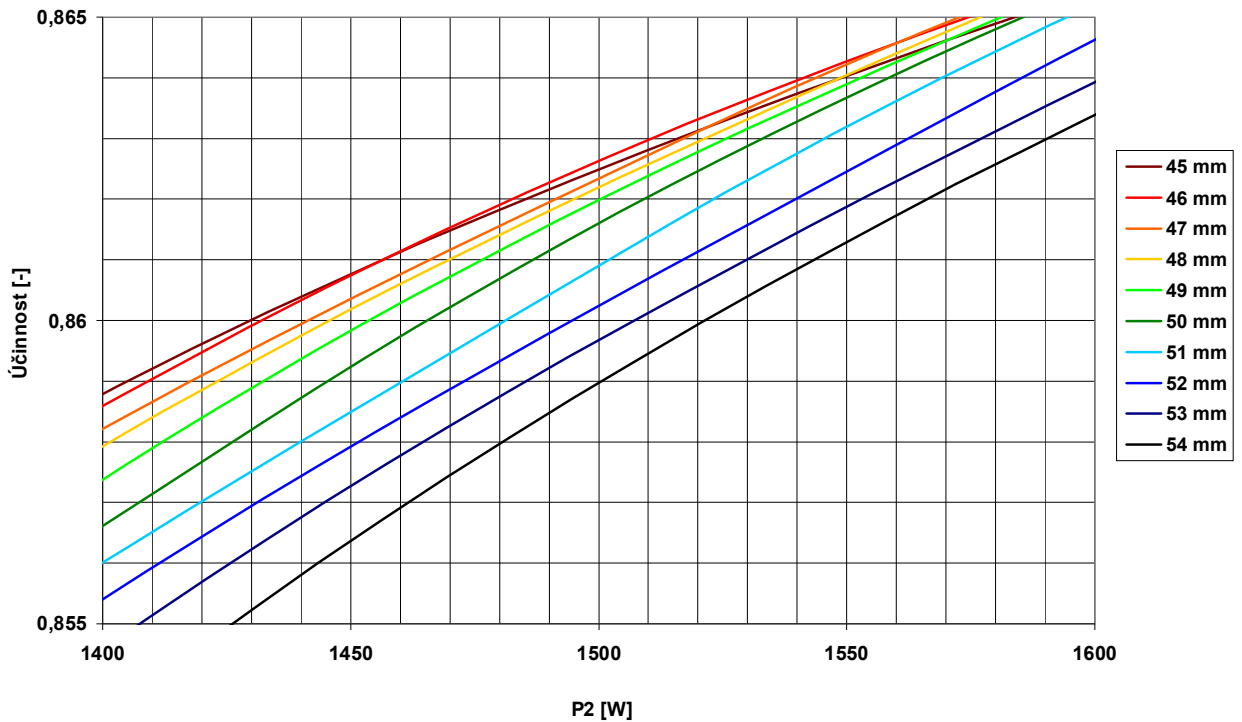
7 NÁVRH ÚPRAV LABORATORNÍHO VZORKU VYSOKO- RYCHLOSTNÍHO MOTORU

7.1 Optimální délka svazku

Opakováním výpočtu, uvedeným v kap. 4, pro různé délky statorového svazku (l_{Fe}) lze určit ideální délku svazku, při které lze dosáhnout maximální účinnosti pro konstantní indukční tok (beze změny počtu závitů), viz obr. 7. 1. Z grafu je patrné, že ideální délka svazku je 60 mm. Pro konstantní sycení (je uvažována změna počtu závitů) je optimální délka svazku 46 mm, viz obr. 7. 2.



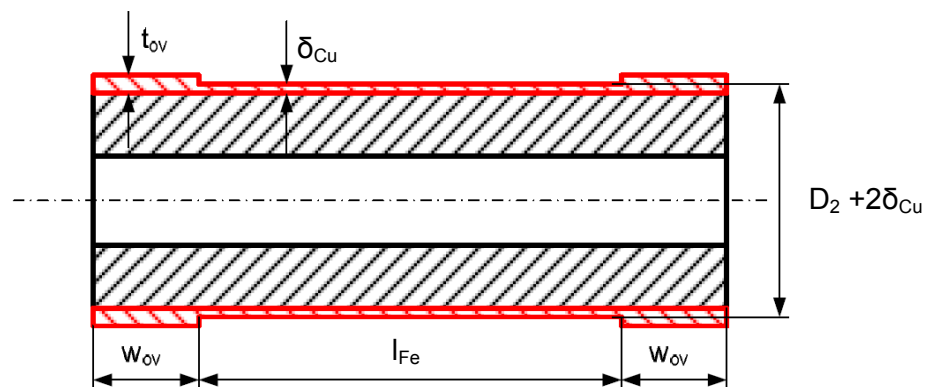
Obr. 7. 1 Závislost účinnosti motoru na délce svazku při konstantním indukčním toku



Obr. 7. 2 Závislost účinnosti motoru na délce svazku při konstantním sycení

7.2 Kruhy nakrátko

Dále literatura [25] doporučuje pro snížení ztrát v rotoru použití kruhů o větší tloušťce vrstvy mědi na koncích rotoru za statorovým svazkem, viz obr. 7. 3.



Obr. 7. 3 Kruhy nakrátko u plného rotoru s vrstvou mědi [25]

V případě použití rotoru podle obr. 7. 3 přejde činitel přepočtu vodivosti mědi na tvar

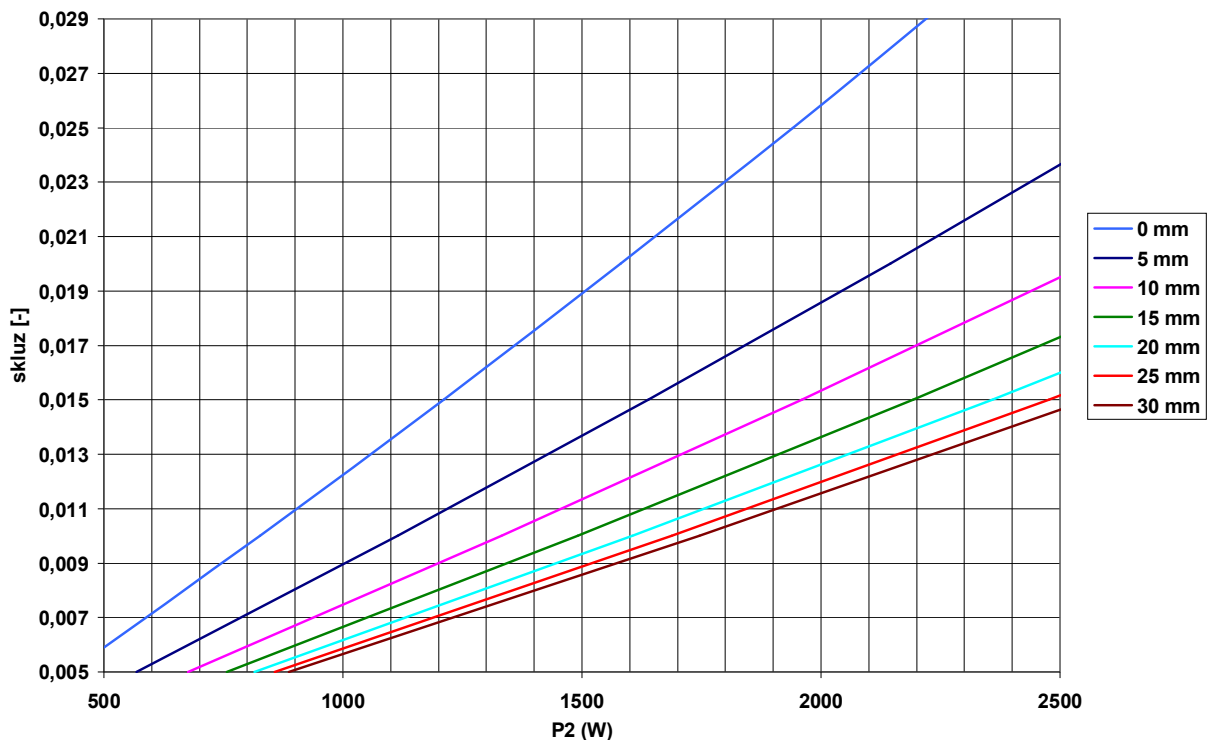
$$k_{RN} = 1 - \frac{\tanh(0,5\beta_v l_{Fe})}{0,5\beta_v l_{Fe} [1 + k_t \tanh(0,5\beta_v l_{Fe}) \tanh(\beta_v w_{ov})]} \quad (7.1)$$

kde

$$k_t = 1 + \frac{1,2(t_{ov} - \delta_{Cu})}{\delta_{Cu}} \quad (7.2)$$

je opravný činitel zjištěný měřením [25].

Vzhledem k malé původní zvolené mechanické vzduchové mezeře je pro výpočet uvažována stejná tloušťka kruhu jako je vrstva mědi $t_{ov} = \delta_{Cu} = 2\text{mm}$, pak $k_t = 1$. Dále se určí ideální délka kruhu, viz obr. 7. 4.



Obr. 7. 4 Závislost skluzu na zatížení a délce kruhu w_{ov} při $l_{Fe}=52\text{mm}$

Z obr. 7. 4 je patrné, že lze dosáhnout jmenovitého skluzu $s=0,01$ při délce kruhu $w_{ov} = 15\text{mm}$. Další prodlužování kruhů má již nepatrný vliv na snížení jmenovitého skluzu. Pro tuto délku kruhu je činitel přepočtu vodivosti mědi

$$k_{RN} = 1 - \frac{\tanh(0,5\beta_v l_{Fe})}{0,5\beta_v l_{Fe} [1 + k_t \tanh(0,5\beta_v l_{Fe}) \tanh(\beta_v w_{ov})]} =$$

$$= 1 - \frac{\tanh(0,5 \cdot 36,364 \cdot 0,052)}{0,5 \cdot 36,364 \cdot 0,052 \cdot [1 + 1 \cdot \tanh(0,5 \cdot 36,364 \cdot 0,052) \tanh(36,364 \cdot 0,015)]} = 0,4291 \quad (7.3)$$

Přepočtená hodnota vodivosti mědi je pak

$$\sigma'_{Cu} = k_{RN} \sigma_{Cu115} = 0,4291 \cdot 4,071 \cdot 10^7 = 17,47 \cdot 10^6 \text{Sm}^{-1} \quad (7.4)$$

7.3 Zvětšení vzduchové mezery

Za účelem snížení ztrát způsobených vyššími harmonickými proudy v rotoru lze zvětšit vzduchovou mezeru stroje. Tímto se sníží amplituda pulzací indukce při povrchu rotoru (viz kap. 2.3, obr. 2. 7) a klesnou ztráty v rotoru. Zároveň ale stoupne magnetizační proud a ztráty ve vinutí statoru se zvýší, viz tab. 7. 1. Ověření snížení harmonických ztrát použitím větší vzduchové mezery se pomocí FEM provedlo v kapitole 5.3.6.

7.4 Shrnutí výsledků úprav motoru

Pro všechny úpravy v kap. 7.1 až 7.3 se provedl numerický výpočet podle postupu v kap. 4.3 a 4.4 a získané výsledky se zapsaly do následujícího přehledu.

Tab. 7. 1 Porovnání parametrů motoru s kruhy a bez kruhů nakrátko, se změnou vzduchové mezery a sycení

Parametr		$l_{Fe}=52\text{mm}$ $\delta=0,35\text{mm}$ bez kruhů	$l_{Fe}=52\text{mm}$ $\delta=0,7\text{mm}$ bez kruhů	$l_{Fe}=52\text{mm}$ $\delta=0,35\text{mm}$ s kruhy 15mm	$l_{Fe}=60\text{mm}$ $\Phi=\text{konst.}$ $\delta=0,35\text{mm}$ s kruhy 15mm	$l_{Fe}=46\text{mm}$, $B=\text{konst.}$ $\delta=0,35\text{mm}$ s kruhy 15mm
Skluz	s [-]	0,0190	0,0196	0,0101	0,0108	0,0130
Příkon	P_1 [W]	1750	1768,7	1735,2	1737,4	1726,4
Proud statoru	I [A]	5,7	6,3	5,7	5,7	5,2
Účinnost	$\cos \varphi$ [-]	0,44	0,38	0,42	0,42	0,47
Účinnost	η [-]	0,860	0,850	0,868	0,867	0,874
Výkon na hřídeli	P_2 [W]	1506,1	1502,40	1505,7	1506,5	1509,0
Moment na hřídeli	M [Nm]	0,37	0,37	0,37	0,37	0,36
Ztráty ve vinutí statoru	ΔP_{j1} [W]	83,1	102,9	83,0	87,0	75,7
Ztráty v železe	ΔP_{Fe} [W]	69,0	69,0	69,0	64,7	60,9
Ztráty v rotoru	ΔP_{j2} [W]	30,3	31,1	15,9	17,0	20,6
Mechanické ztráty	ΔP_{mech} [W]	52,7	52,7	53,2	53,2	52,9
Dodatečné ztráty	ΔP_d [W]	8,7	10,7	8,6	8,6	7,2
Celkové ztráty	ΔP [W]	243,7	266,4	229,8	230,6	217,4

Ve výše uvedené tabulce je porovnání parametrů všech variant úprav laboratorního vzorku vysokootáčkového motoru získaných pomocí numerického výpočtu. Vzhledem k tomu, že u původního návrhu byl dodržen poměr délky svazku ku průměru rotoru přibližně 1, což literatura [4], [5], [22] obecně doporučuje pro dosažení maximální účinnosti, nemá změna délky svazku motoru zásadní vliv na zvýšení účinnosti. Jako optimální změna se podle údajů v tabulce jeví zkrácení svazku na 46mm (při konstantním sycení se změní počet závitů v drážce z 24 na 28) s použitím kruhů na koncích rotoru o délce 15mm. Pak je účinnost o 1,4% vyšší než u původních rozměrů. Technicky schůdnější ale bude ponechat původní rozměry svazku a pouhým prodloužením rotoru vytvořit kruhy o požadované délce (15mm). Pro redukci ztrát od vyšších harmonických by bylo vhodné zvětšit vzduchovou mezeru minimálně na dvojnásobek původní délky.

8 ZÁVĚR

Tato diplomová práce je koncipována jako návod pro návrh vysokootáčkového asynchronního motoru s různým konstrukčním provedením masivního rotoru. Součástí je upřesnění numerického výpočtu parametrů předloženého laboratorního vzorku dle literatury i s využitím metody konečných prvků (FEM).

Rotor vysokootáčkových motorů je z důvodu pevnosti obvykle řešen jako masivní. To však nese zvýšené ztráty vířivými harmonickými proudy v železe rotoru blízko povrchu. Tomu se dá zabránit úpravou povrchu rotoru např. drážkováním. Pokud jsou použity vodivé tyče nebo vodivá vrstva povrchu rotoru, používá se měď kvůli nízkým ztrátám. Tím se zvýší účinnost motoru, ale sníží se dosažitelné otáčky, protože měď má menší pevnost než ocel.

Statorové plechy, vzhledem k vyšší frekvenci napájecího napětí, musí být z tenčích jakostnějších plechů, aby příliš nevzrůstaly ztráty v železe. Je také vhodné při návrhu volit nižší indukci, než je u klasických motorů stejné velikosti obvyklé. Dále se kvůli snížení vlivu prostorových harmonických používá dvouvrstvé vinutí se zkrácením kroku. Drážkové harmonické se dají účinně eliminovat větší vzduchovou mezerou, nebo použitím feromagnetických klínek, kterými se uzavřou drážky. Izolace vinutí musí být kvalitní, aby odolala napěťovým špičkám indukovaným při spínání proudu výkonovými prvky.

Pro velmi malé stroje se dají použít kluzná ložiska s pouzdrem ze slinutého bronzu. Pro větší stroje jsou vhodnou volbou hybridní ložiska, která jsou odolná vůči ložiskovým proudům a mají nízké tření ve vysokých otáčkách. U velkých strojů, nebo u strojů pro speciální použití připadají v úvahu magnetická, nebo aerodynamická ložiska.

Podle výkresové dokumentace [26] se provedl výpočet parametrů náhradního obvodu laboratorního vzorku motoru s rotorem z plné ocele s vrstvou mědi (kap. 4). Postup výpočtu pro tento typ rotoru byl proveden podle [25]. Dále se vytvořil model motoru v programu Ansoft Maxwell a provedla se analýza v časové oblasti (kap. 5). V případě numerického výpočtu jsou v rotoru uvažovány pouze ztráty základní, u analýzy FEM jsou zahrnuty i ztráty od harmonických proudů.

Dále se porovnaly výsledky při použití jednovrstvého vinutí (kap. 5.3.2) s vinutím dvouvrstevým. Analýza FEM potvrdila nižší ztráty v rotoru v případě dvouvrstvého vinutí, ale rozdíl není příliš výrazný. Vzhledem k otáčkám by bylo možné použít masivní ocelový rotor s měděnou klecí (výpočet v kap. 4.4.3). Motor s tímto rotorem dosahuje vyšší účinnosti a menšího skluzu než s rotorem s vrstvou mědi, vzrůstají však ztráty v železe pulzací indukce (kap. 5.3.4). Lepších parametrů se dosáhlo s otevřenými rotorovými drážkami (větší odpor povrchové vrstvy vůči harmonickým proudům, viz kap. 5.3.5). Z porovnání výsledků měření, výpočtu a analýzy FEM vyplývá, že by bylo vhodné u laboratorního vzorku motoru zvýšit sycení změnou počtu závitů, viz kap. 6.

V rámci zlepšení parametrů vzorku motoru se ještě provedl výpočet s větší (dvojnásobnou) vzduchovou mezerou. Dle analýzy FEM se touto úpravou snížily ztráty v rotoru o 42%, ale mírně vzrostly ztráty ve vinutí statoru (větší magnetizační proud), viz kap. 5.3.6. Opakováním výpočtu pro různé délky svazku se určila optimální délka svazku (46mm), kdy motor dosahuje nejvyšší účinnosti (87,4%). Dále se dle literatury provedl návrh optimální délky kruhů (15mm) na koncích rotoru za účelem snížení impedance rotoru, a tím zmenšení skluzu.

LITERATURA

- [1] Boglietti A., Ferrari P., Lazzari M., Profumo F., About the design of very high frequency induction motors for spindle applications, Industry Applications Society Annual Meeting, 1992., Conference Record of the 1992 IEEE
- [2] Hao Zhou, Fengxiang Wang, Comparative Study on High speed Induction Machine with Different Rotor Structures, Electrical Machines and Systems, 2007 ICEMS, International Conference
- [3] Larsson M.; Johansson M.; Naslund L.; Hylander J., Design and evaluation of high-speed induction machine, Electric Machines and Drives Conference, 2003 IEMDC'03. IEEE International
- [4] Huppunen Jussi, 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
- [5] Lähtenmäki 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
- [6] Shaotang Chen; Lipo, T.A.; Novotny, D.W., Circulating Type Motor Bearing Current in Inverter Drives, Industry Applications Conference, 1996. Thirty-First IAS Annual Meeting, IAS '96., Conference Record of the 1996 IEEE
- [7] Schiferl, R.F.; Melfi, M.J.; Wang, J.S., Inverter driven induction motor bearing current solutions, Petroleum and Chemical Industry Conference, 2002. Industry Applications Society 49th Annual
- [8] Techlab, Speciální typy ložisek [online], odborný článek
<http://www.techlab.cz/cs/SpecLoziska.pdf>
- [9] Xing Shancheng; Wu Zhengguo, Characteristic Research of Bearing Currents in Inverter-Motor Drive Systems, Power Electronics and Motion Control Conference, IPEMC 2006, CES/IEEE 5th International
- [10] Qiang He; Hongzhao Liu; Yanbin Zhang; Jun Ye; Qinpo Niu, The Characteristics of Hybrid Ceramic Ball Bearing for High-Speed Spindle, Mechatronics and Automation, ICMA 2009. International Conference
- [11] Gerada D.; Mebarki A.; Brown N.; Bradley K.J.; Gerada C., Design Aspects of High Speed, High Power Density, Laminated Rotor Induction Machines, Industrial Electronics, IEEE Transactions on, 2010
- [12] Gerada D.; Mebarki A.; Brown N.L.; Gerada C., Optimal Split Ratio for High Speed Induction Machines, Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2010 IEEE

-
- [13] Bernad P., Negativní vlivy měničů frekvence na asynchronní motor, Autoreferát doktorské disertační práce, Katedra elektrických strojů a přístrojů FEI, VŠB-TU Ostrava 2006
- [14] Pospíšilík J., Hřídelové napětí a ložiskové proudy, Katedra elektrických strojů a přístrojů FEI, VŠB-TU, Ostrava 2003
- [15] Bernad P., On-line diagnostika elektrických strojů točivých, Katedra elektrických strojů a přístrojů FEI, VŠB-TU, Ostrava 1997
- [16] SKF, Hybrid bearings, katalog 2003
- [17] SKF, Volba typu ložiska, hlavní katalog SKF
- [18] SKF, Tření ložisek, hlavní katalog SKF
- [19] SKF, Bushings, katalog kluzných ložisek SKF
- [20] Xie Xiaofan, Comparison of Bearings - For the Bearing Choosing of High-speed Spindle Design, Dept. of Mechanical Engineering, University of Utah
- [21] Boldea I., Nasar S. A. .: Induction Machines Handbook. III. series Boca Raton, Florida: CRC Press LLC, 2001
- [22] Kopylov I. P.: Stavba elektrických strojů. 1. vydání Praha: Státní nakladatelství technické literatury; Moskva: Mir, 1988
- [23] Cigánek L.: Stavba elektrických strojů. 1. vydání Praha: Státní nakladatelství technické literatury, 1958
- [24] Bernat F., Lexa V., Ložiskové proudy v moderních pohonných systémech, odborný článek, časopis Elektro č. 6, 2000
- [25] Gieras J.F.; Safari J., Performance Calculation for a High-Speed Solid-Rotor Induction motor, IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, 2010
- [26] Klusáček, J. Návrh a analýza vysokorychlostního asynchronního motoru, Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2011. 74 s. Vedoucí diplomové práce Ing. Ondřej Vítek, Ph.D.
- [27] Měrné vodivosti uhlíkových ocelí [online]
<http://hypertextbook.com/facts/2006/UmransUgur.shtml>
- [28] Petrov G. N.: Elektrické stroje. 1, Úvod - Transformátory. 1. vydání Praha: Academia, 1982
- [29] Petrov G. N.: Elektrické stroje. 2, Asynchronní stroje, synchronní stroje. 1. vydání Praha: Academia, 1982
- [30] Cogent, Charakteristiky neorientovaných elektroplechů, katalog Cogent 2011

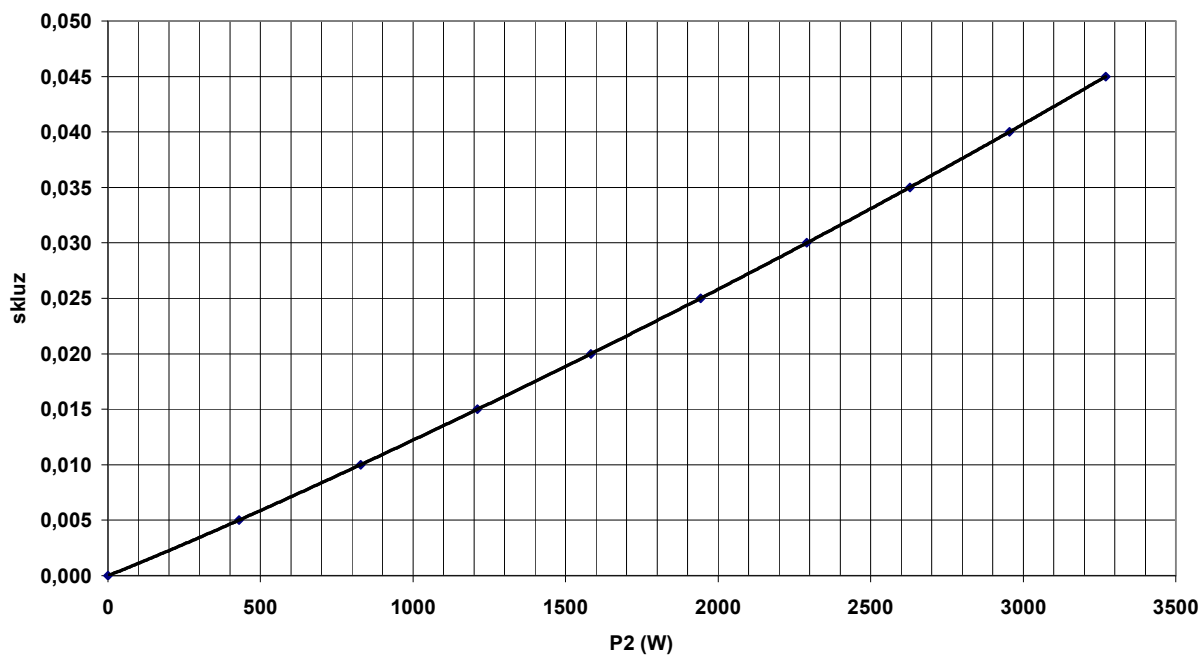
PŘÍLOHY

P. 1 Zpracované hodnoty z měření ztrát asynchronního motoru TM71-2S

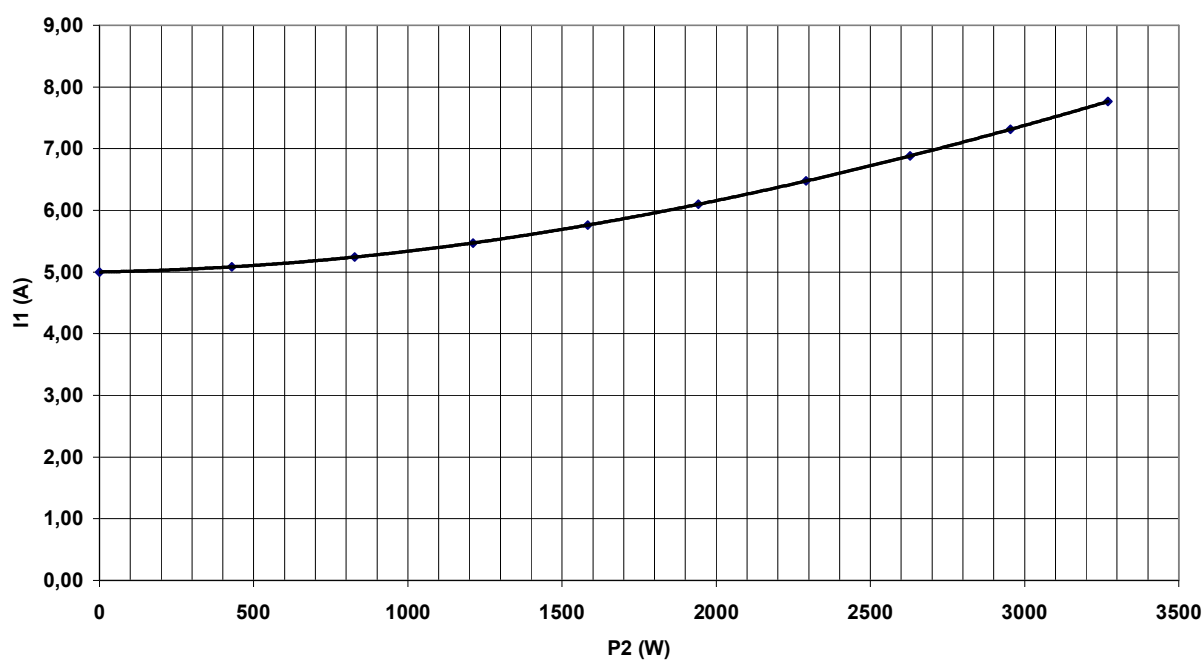
U [V]	I_0 [A]	P_0 [W]	ΔP_{j1} [W]	$P_0 - \Delta P_{j1}$ [W]	$(U/U_n)^2$
440	0,82	120	55,54	64,46	1,10
415	0,66	96	36,64	59,36	1,04
390	0,55	81	25,50	55,50	0,98
365	0,47	63	18,66	44,34	0,91
340	0,42	54	14,92	39,08	0,85
315	0,37	57	11,20	45,80	0,79
290	0,32	54	8,71	45,29	0,73
265	0,30	48	7,33	40,67	0,66
240	0,27	48	5,92	42,08	0,60
215	0,25	45	5,21	39,80	0,54
200	0,24	33	4,66	28,34	0,50
180	0,24	27	4,80	22,20	0,45
160	0,22	21	4,03	16,97	0,40
140	0,22	34	4,03	29,97	0,35
120	0,25	27	5,21	21,80	0,30
100	0,30	27	7,50	19,50	0,25

P. 2 Zatěžovací charakteristiky vysokootáčkového motoru sestojené dle vypočítaných parametrů náhradního obvodu, viz kap. 4. 3

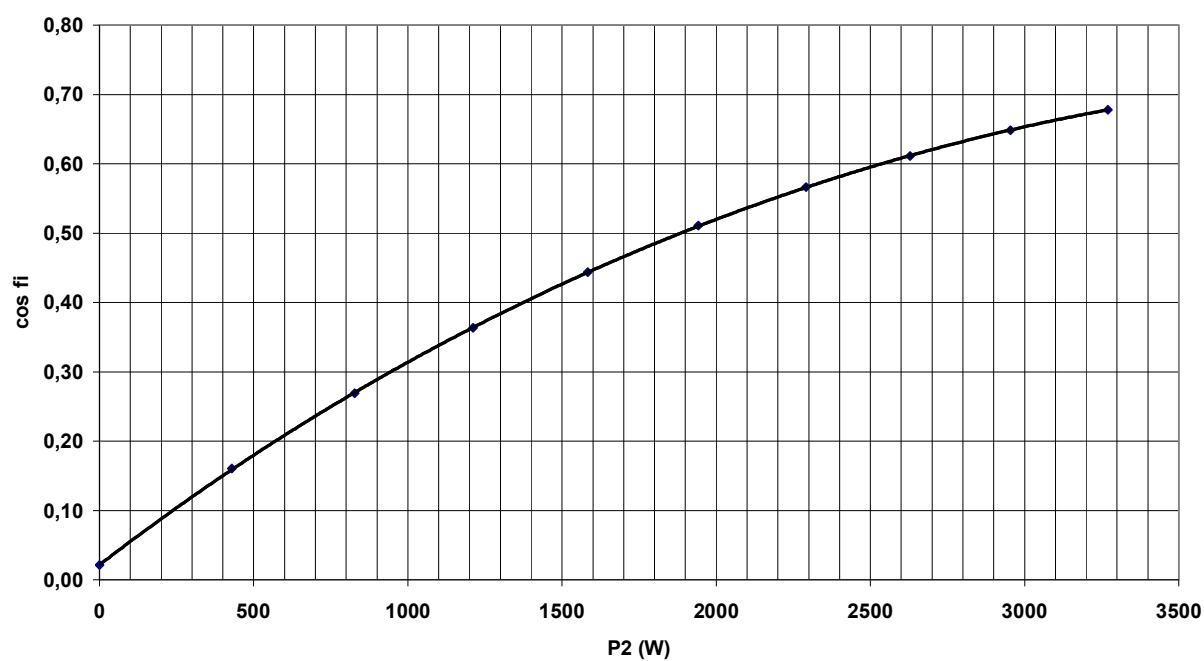
Skluz motoru



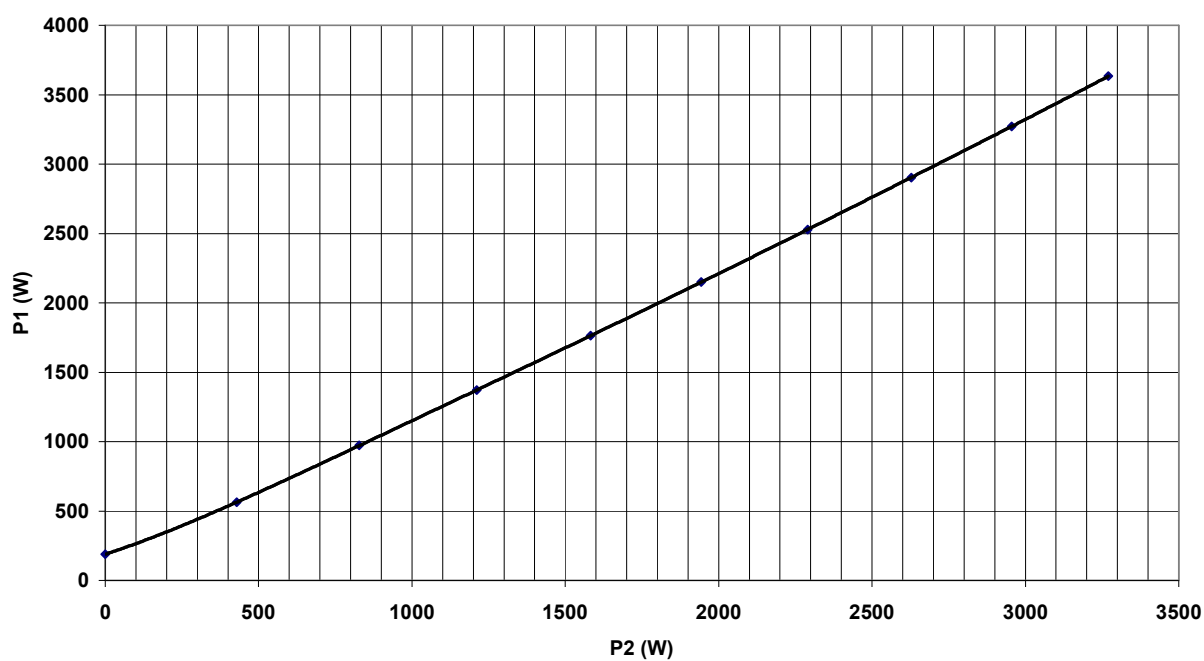
Statorový proud



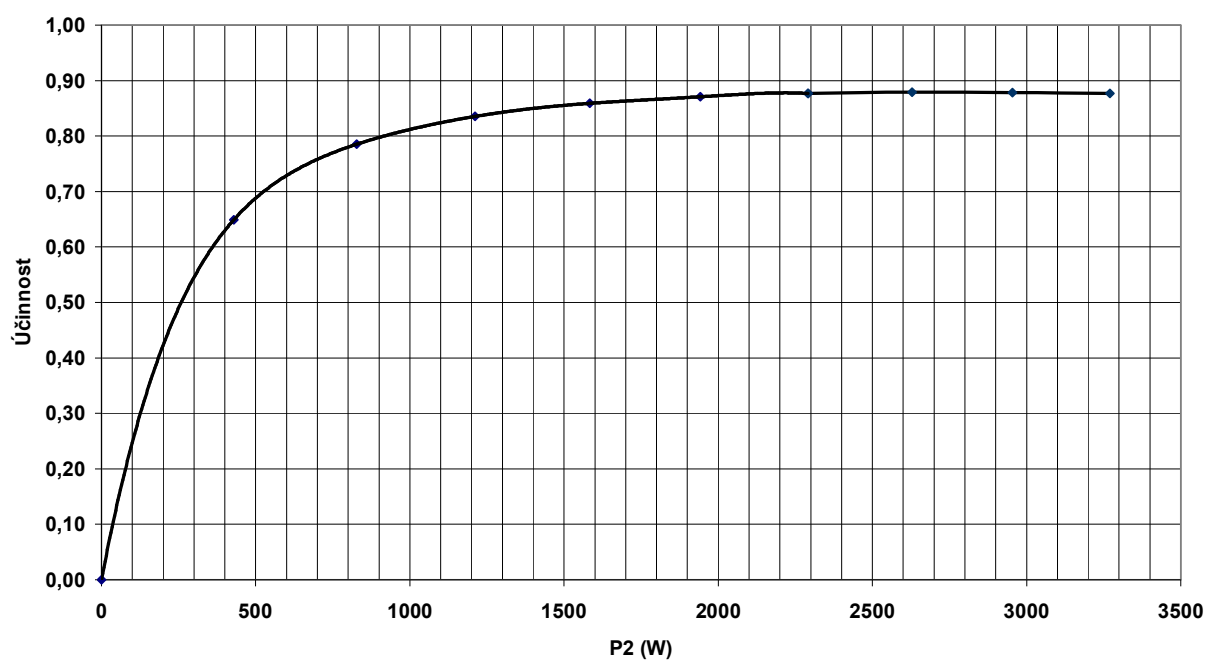
Účinnost motoru



Příkon motoru



Účinnost motoru



P. 3 [22]

b_1	Drážka S a L					Drážka V			Drážka K												
	b_0	h_0	h_1	u	λ_z	b_0	h_0	λ_z	d	b_0	h_0	λd									
2,6	—	—	—	—	—	0,8	0,5	1,435	3	0,8	0,5	1,248									
2,8								1,460	3,3												
3								1,484	3,5												
3,2								1,505	3,7												
3,4								1,524	4												
3,6								1,542	4,2												
3,8								1,558	4,4												
4								1,573	4,6												
4,2								2,2	0,90				1,50	0,561	1,0	0,7	1,595	5	1,0	0,7	1,323
4,4								1,00	1,40				0,587	1,610			5,2				
4,6								0,95	1,55				0,517	1,623			5,5				
4,8								2,5	1,05				1,45	0,540			1,636	6			
5								1,15	1,35				0,562	1,648			6,5				
5,2								1,25	1,25				0,583	1,659			7				
5,5								1,35	1,15				0,603	1,674			7,5				
5,8	2,8	1,35	1,25	0,553	1,689	8															
6	1,50	1,10	0,580	1,697	8,5																
6,2	1,50	1,00	0,550	1,357	9																
6,5	3,0	1,60	0,90	0,567	1,372	9,5															
6,8	1,75	0,75	0,590	1,385	10																
7	1,90	0,60	0,613	1,394	10,5																
7,2	3,2	1,90	0,50	0,585	1,402	11															
7,5	2,00	0,40	0,599	1,414	11,5																
7,8	1,60	1,40	0,477	1,425	12																
8	3,5	1,72	1,28	0,493	1,433	12,5															
8,5	1,80	1,20	0,503	1,649	—	—	—														
9	4,0	1,80	1,20	0,506				1,663													
9,5	2,00	1,00	0,529	1,678				9,5													
10	2,20	0,80	0,550	1,690				10													
10,5	2,20	0,80	0,505	1,690				10,5													
11	4,5	2,40	0,60	0,524				1,690	11												
11,5	2,60	0,40	0,541	1,690				11,5													
12	5,0	1,95	1,05	0,412				1,690	12												
12,5	2,10	0,90	0,424	1,690				12,5													
13	2,25	0,75	0,436	1,690				13													
13,5	5,5	2,25	1,25	0,407				1,690	13,5												
14	2,40	1,10	0,418	1,690				14													
14,5	2,55	0,95	0,428	1,690				14,5													
15	2,55	0,95	0,403	1,690				15													
	2,70	0,80	0,412	1,690				15													

P. 4 Zpracované hodnoty z měření ztrát naprázdno laboratorního vzorku vysokootáčkového motoru

U [V]	I_0 [A]	P_0 [W]	ΔP_{j1} [W]	$P_0 - \Delta P_{j1}$ [W]	$(U/U_n)^2$ [-]	n_0 [min^{-1}]	s_0 [-]
174,8	4,0	237,0	49,9	187,1	0,94	14425	0,038
169,6	3,8	214,0	44,9	169,1	0,89	14407	0,040
158,0	3,5	192,0	37,8	154,2	0,77	14302	0,047
144,1	3,2	169,0	31,4	137,6	0,64	14101	0,060
129,9	3,0	154,0	28,7	125,3	0,52	13765	0,082
116,7	3,1	142,0	29,4	112,6	0,42	13128	0,125
99,6	3,4	122,7	36,0	86,7	0,31	10755	0,283
76,6	3,2	72,0	31,0	41,0	0,18	5003	0,666

P. 5 Zpracované hodnoty z měření zatěžovací charakteristiky laboratorního vzorku vysokootáčkového motoru

U [V]	I [A]	P ₁ [W]	S [VA]	M [Nm]	n [min ⁻¹]	P ₂ [W]	s [-]	η [-]
180	4,00	790	2160	0,036	14280	53,8	0,048	0,07
180	4,05	812	2184	0,050	14192	74,3	0,054	0,09
179	5,60	1450	3007	0,400	13100	548,7	0,127	0,38
180	4,36	980	2354	0,100	13570	142,1	0,095	0,15
180	4,48	1200	2419	0,150	13700	215,2	0,087	0,18
179	4,72	1110	2535	0,200	13540	283,6	0,097	0,26
180	4,93	1190	2662	0,250	13320	348,7	0,112	0,29
180	5,20	1280	2808	0,300	13100	411,5	0,127	0,32
180	5,54	1390	2992	0,350	12550	460,0	0,163	0,33
180	6,00	1500	3240	0,400	11800	494,3	0,213	0,33