VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ
FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV VÝKONOVÉ ELEKTROTECHNIKY A ELEKTRONIKY
DEPARTMENT OF POWER ELECTRICAL AND ELECTRONIC ENGINEERING

NÁVRH ELEKTRICKÉHO STROJE 6 KW, 120 000 OT/MIN PRO TURBO-CIRKULÁTOR HÉLIA
DESIGN OF ELECTRICAL MACHINE 6 KW, 120 000 RPM FOR HELIUM TURBO-CIRCULATOR

DIZERTAČNÍ PRÁCE
DOCTORAL THESIS

AUTOR PRÁCE Ing. Jan Bárta
AUTHOR

ŠKOLITEL doc. Ing. Čestmír Ondrůšek, CSc.
SUPERVISOR

BRNO 2017

Abstrakt

Indukční stroj s klecí nakrátko je tažným koněm průmyslu. Jeho hlavní výhodou je nízká výrobní cena, jednoduchá a robustní konstrukce a malé náklady na údržbu. Nicméně, pro vysokootáčkové aplikace vyžaduje indukční stroj s klecí nakrátko kvůli svým mechanickým limitům úpravu provedení. To vede ke komplikovanější konstrukci, dražším materiálům a vyšším nárokům na celý výrobní proces. Cílem této práce je demonstrovat návrhové aspekty, volbu materiálů a výrobu rotoru s klecí nakrátko pro vysokootáčkové aplikace. V této práci je prezentována volba rozměrů rotoru na základě rovnic a analýzy průmyslových dat a následně diskutován vliv výběru vhodné topologie rotoru. Získané výsledky jsou prezentovány na návrhu vysokootáčkového indukčního stroje s výkonem 6 kW při 120 000 ot/min pro pohon turbo-cirkulátoru hélia. Tato práce také obsahuje analýzu tří rozdílných elektrických strojů pro aplikaci v turbo-cirkulátoru. Stroje jsou mezi sebou porovnány využitím elektromagnetické, tepelné a mechanické analýzy a poté jsou diskutovány výhody a nevýhody každé z topologií. Tato práce ukazuje, jak významně může volba topologie elektrického stroje ovlivnit parametry systému, ve kterém je stroj aplikován. V této práci je dále prezentován vliv parametrů plného rotoru s klecí nakrátko na parametry stroje. Mechanické namáhání různých provedení tohoto typu rotoru bylo studováno prostřednictvím konečně prvkové analýzy. Několik výrobních metod rotoru bylo popsáno a porovnáno mezi sebou. Předložený návrhový postup, který u stroje umožňuje robustní konstrukci a vyhovující elektromagnetické parametry byl ověřen testováním na vyrobeném prototypu.

Klíčová slova

Střídavý stroj, Vysokootáčkový pohon, Indukční motor, Stroj s permanentními magnety, Konečně prvková analýza, Elektrický návrh, Mechanický návrh, Tepelný návrh, Výroba, Testování.

Abstract

The induction machine with a squirrel cage is a workhorse of the industry. The main advantage of an induction machine is the low manufacturing price, simple and robust construction, low maintenance requirements. However, for high-speed applications, induction machine with a squirrel cage requires design modification due to the mechanical restrictions. The objective of this thesis is to show design process, methodology and assembly of the induction machine for high-speed applications. In this thesis, the rotor dimensioning data are presented. The results are demonstrated on the design of the 6 kW, 120 000 rpm solid rotor squirrel cage induction machine. This thesis also contains calculation and design of three different electrical machine topologies for a turbo circulator application. The electrical machines are designed with 6 kW output power at 120 000 rpm. The machines are estimated by using electromagnetic, thermal, and mechanical calculations. The drawbacks and advantages of each topology under study are described. For other high-speed applications, a comparative method helps in choosing the suitable electrical machine topology by examinations of discussed criteria. Rotor design effect on the electromagnetic performance of the induction machine is shown. Mechanical stresses are calculated with Finite Element Method analysis. Various assembly technologies to produce solid rotor with squirrel cage are discuss and compare. Describe approach enables high electromagnetic performance and durable construction of the high-speed induction machine. Work is confirmed by measurement on the manufactured prototype.

Keywords

AC machine, High-speed drive, Induction motors, Permanent magnet machine, Finite element analysis, Electrical design, Mechanical design, Thermal design, Manufacturing, Testing.

Bibliografická citace

BÁRTA, J. Návrh elektrického stroje 6 kW, 120 000 ot/min pro turbo-cirkulátor hélia. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2018. 115 s. Vedoucí dizertační práce doc. Ing. Čestmír Ondrůšek, CSc..

Prohlášení

Prohlašuji, že svou dizertační práci na téma „Návrh elektrického stroje 6 kW, 120 000 ot/min pro turbo-cirkulátor hélia“ jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího dizertační 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 dizertační práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této dizertační 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

Tato práce byla vypracovávána v letech 2014–2017 na Ústavu výkonové elektrotechniky a elektroniky Vysokého učení technického v Brně. Výzkum byl řešen s finanční podporou Technologické agentury České republiky v rámci Centra kompetencí.

Ze všeho nejdříve děkuji vedoucímu dizertační práce doc. Ing. Čestmírovi Ondrůšekovi, CSc. za jeho metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé dizertační práce. Jsem Vám vděčný za Vaše motivující mnohaleté vedení, nesčetné odborné diskuze a podporu v průběhu celých mých dosavadních studií na Vysokém učení technickém v Brně.

Moje upřímné poděkování patří Ing. Petrovi Lošákovi, Ph.D, který provedl mechanické výpočty a optimalizace mnou navržených variant rotoru, a taktéž za jeho konstruktivní diskuze v oboru mechaniky. Neméně děkuji i doc. Ing. Radkovi Vlachovi, Ph.D. za jím poskytnuté tepelné sítě, které mi byly nápomocny v určení oteplení navrženého stroje. Spoluprací s Vámi jsem se naučil mnohé a rozšířil tak své obzory i mimo obor elektromagnetického návrhu a výpočtu. Bez Vaší pomoci by vypracování této multidisciplinární dizertační práce nebylo v předloženém rozsahu možné.

Za provedení skenu počítačovou tomografií na pájeném rotoru děkuji Ing. Tomáši Zikmundovi, Ph.D.

Děkuji Nikitovi Uzhegovi Ph.D. ze společnosti SpinDrive Oy za vzájemné plodné diskuze a pokračující spolupráci. Tvůj přístup k výzkumu v oblasti elektrických strojů točivých byl pro mě motivací. Ukázal jsi mi, jak efektivně postupovat při psaní vědeckých publikací.

Děkuji Ing. Ivanovi Vlčkovi, Ph.D. vědeckému asistentovi na Ústavu přístrojové techniky Akademie věd České republiky, za pomoc při výrobě rotoru, a to jak pájením, tak i skládáním s přesahy. Konzultace s Vámi umožnily dostat navržený rotor do vyrobitelné podoby a Vaše ruce jej dali dohromady.

Za finanční podporu mé práce děkuji Technologické agentuře České republiky.

Mé nejdražší Marii děkuji za její lásku, trpělivost, podporu a pochopení v průběhu mého doktorského studia. Děkuji mé sestře Veronice, mamince Jarmile, babičce Brunhildě a dědovi Ondrovi. Má práce by nebyla možná bez Vaší důvěry ve mě.

Závěrem děkuji strejdovi Miroslavovi Ľubovi - dal jsi mi životní inspiraci věnovat se elektrotechnickému oboru.

Obsah

1 Úvod 18

1.1 Popis a cíle řešené problematiky 24

1.2 Přehled práce 27

1.3 Publikované relevantní vědecké publikace 27

2 Aspekty vysokootáčkových elektrických strojů 28

2.1 Mechanické aspekty 28

2.1.1 Mechanické namáhání základních topologií 28

2.1.2 Mechanické namáhání skutečných rotorů 30

2.1.3 Dynamika vysokootáčkového rotoru 35

2.2 Aspekty elektromagnetického návrhu a modelování 37

2.2.1 Elektromagnetický návrh vysokootáčkového stroje 37

2.2.2 Efekty harmonických složek magnetické indukce 43

2.3 Aspekty tepla 47

2.3.1 Teplo a chlazení 47

2.3.2 Zdroje oteplení ve vysokootáčkových strojích 48

3 Návrh vysokootáčkového elektrického stroje 52

3.1 Proces návrhu a zadání řešené aplikace 52

3.2 Výběr topologie stroje 54

3.3 Předběžný výpočet vnějších rozměrů rotoru 54

3.4 Elektromagnetický výpočet 58

3.4.1 Elektromagnetický model a jeho nastavení 60

3.4.2 Vliv vnějšího průměru statoru 62

3.4.3 Vliv radiální délky vzduchové mezery 62

3.4.4 Vliv axiálního drážkování povrchu rotoru 64

3.4.5 Vliv počtu drážek rotoru 65

3.4.6 Elektromagnetický výpočet parametrů stroje 65

3.5 Tepelný výpočet 68

3.6 Mechanický návrh a výpočet 70

3.6.1 Rotorové topologie pro vysokootáčkové stroje 70

3.6.2 Mechanický výpočet navrženého rotoru 73

3.7 Ložiska a dynamika 75

4 Výběr topologie vysokootáčkového stroje 77

4.1 Provedení srovnávaných strojů 77

4.2 Elektromagnetické srovnání 80

4.3 Tepelné srovnání 85

4.4 Mechanické srovnání 85

4.5 Vyhodnocení volby typu stroje 87

5 Výroba a sestavení 88

5.1 Ověření vlastností implementovaných materiálů 88
5.1.1 Ověření elektrovodných vlastností materiálů klece nakrátko 88
5.1.2 Metodika pevnostních zkoušek 88
5.1.3 Výsledky pevnostních zkoušek 89
5.2 Výroba elektrického stroje 90
5.2.1 Sestavení rotoru pomocí pájení 90
5.2.2 Sestavení rotoru pomocí uložení rotorových součástí s přesahy 93
5.2.3 Kompletace turbo-cirkulátoru 95

6 Měření na prototypu 96

6.1 Pracoviště pro měření 96
6.2 Měření bez kompresorového pouzdra 97

7 Závěr 100

7.1 Náměty pro budoucí výzkum 102

Literatura 103

Příloha A – Mechanické napětí v soustavě tří válců 108

Příloha B – Materiálové údaje 109

Příloha C – Výsledky trhacích zkoušek 114

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 1.1 *Globální spotřeba elektrické energie podle aplikace [2].* 18

Obr. 1.2 *Příklady poháněných zařízení vysokootáčkovým elektrickým strojem a) Mikroturbína Capstone C30, 96 000 ot/min, 28 kW [11] b) Turbokompresor ATUR, 40 000 ot/min, 233 kW [12] c) Turbo molekulární pumpa 60 000 ot/min [13] d) Setrvačník Boening 22 900 ot/min, 100 kW [14].* 19

Obr. 1.3 *Iterativní návrhový proces vysokootáčkového stroje.* 20

Obr. 1.4 *Přehled nejpoužívanějších rotorových topologií pro vysokootáčkové indukční elektrické stroje a) Plný rotor s axiálním drážkováním b) Plný rotor potažený mědí c) Plný rotor s klecí nakrátko.* 22

Obr. 1.5 *Přehled nejpoužívanějších rotorových topologií pro vysokootáčkové synchronní elektrické stroje a) rotor s permanentními magnety na povrchu b) rotor s permanentními magnety na povrchu v Halbachově uspořádání c) rotor s válcovým magnetem v rotoru.* 22

Obr. 1.6 *Přehled realizovaných vysokootáčkových indukčních a synchronních motorů v závislosti na otáčkách. Údaje jsou čerpány z [8].* 23

Obr. 1.7 *Porovnání materiálů a) materiály pro zádržná pouzdra a plné rotory z hlediska meze kluzu b) materiály pro klece nakrátko z hlediska z hlediska meze kluzu a IACS (International Annealed Copper Standard).* 24

Obr. 2.1 *Závislost mechanického napětí na obvodové rychlosti rotoru.* 29

Obr. 2.2 *Základní případy namáhaných těles a) plný válec b) válec a malou dírou c) tenkostěnná trubka d) rozložení mechanického napětí v plném válci e) rozložení mechanického napětí v tenkostěnné trubce.* 29

Obr. 2.3 *Pracovní diagram měkké oceli [37].* 30

Obr. 2.4 *Topologie rotoru a) synchronního strojr s válcovým magnetem b) synchronního stroje s magnety na povrchu v Halbachově uspořádání c) a d) indukčního motoru s klecí nakrátko.* 31

Obr. 2.5 *Rotor synchronního stroje s permanentními magnety a) popis materiálů jednotlivých částí rotoru b) namáhání rotoru ekvivalentním napětím VonMises.* 32

Obr. 2.6 *Srovnání napětí VonMises vypočteného v rotoru analyticky s metodou konečných prvků.* 33

Obr. 2.7 *Model rotoru s klecí nakrátko usazeným s přesahem na hřídel.* 33

Obr. 2.8 *Napětí VonMises ve skutečném rotoru (vypočteno v ANSYS Mechanical).* 34

Obr. 2.9 *Jeffcotův rotor [41].* 35

Obr. 2.10 *Závislost výchylky těžiště a středu hřídele na poměru úhlové frekvence na vlastní úhlové frekvenci rotoru.* 37

Obr. 2.11 *Proces elektromagnetického návrhu elektrického stroje podle [36].* 38

Obr. 2.12 *Závislost radiální délky vzduchové mezery v milimetrech na vnějším průměru rotoru a jeho obvodové rychlosti podle rovnice (2.26).* 39

Obr. 2.13 *Srovnání činitele vinutí pro vinutí s různým drážkovým krokem značeným jako y a různým počtem drážek statoru a) Q_s=24 b) Q_s=18 c) Q_s=12 d) Q_s=6.* 41

Obr. 2.14 *a) ukázka vinutí statoru složeno z mnoha dílčích vodičů [48] b) závislost činitele aritmetického průměru magnetické indukce ve vzduchové mezeře na saturačním faktoru.* 43

Obr. 2.15 *a) pokles magnetické indukce v oblasti otevření statorové drážky [49] b) závislost poklesu magnetické indukce v poměrných jednotkách na radiální délce vzduchové mezery a šířky otevření drážky statoru.* 46

Obr. 2.16 *Chlazení točivých strojů a) pomocí ventilátoru b) vháněním vzduchu do radiálního kanálu c) vodním chlazením.* 48

Obr. 2.17 *Srovnání procentuálního zastoupení ztrát standardního indukčního stroje s vysokootáčkovým indukčním strojem v provedení – plný rotor s měděnou vrstvou na povrchu. Převzato z [50].* 48

Obr. 2.18 *Tangenciální rychlostní profil a) laminárního proudění b) turbulentního proudění [47].* 50

Obr. 3.1 *Metodologický postup návrhu vysokootáčkového elektrického stroje pro pohon turbo-cirkulátoru.* 53

Obr. 3.2 *Závislost mechanické konstanty, pro vodou chlazené indukční stroje s klecí nakrátko a plným rotorem, na výkonu při různých otáčkách (zpracováno z dat [56] až [58]). Červená křivka odpovídá běžným plně uzavřeným asynchronním a synchronním strojům [36].* 56

Obr. 3.3 *Výskyt velikosti tangenciálního napětí vysokootáčkových strojů pro různé otáčky ([39] a [40])* 56

Obr. 3.4 *Metodologie předběžného určení vnějších rozměrů.* 57

Obr. 3.5 *Proces využití software při návrhu a výpočtu stroje.* 59

Obr. 3.6 *Elektromagnetický model a) bez symetrického zjednodušení v Ansys Maxwell b) okrajové podmínky.* 60

Obr. 3.7 *Rozdělení řešené oblasti na konečné prvky a) jedna polovina pólové rozteče stroje b) detail oblasti vzduchové mezery.* 61

Obr. 3.8 *Vliv vnějšího průměru statoru na ztráty v železe statoru.* 62

Obr. 3.9 *Radiální složka magnetické indukce ve vzduchové mezeře a) průběh v závislosti na polárním úhlu b) nejvýznamnější harmonické složky.* 63

Obr. 3.10 *Vliv radiální délky vzduchové mezery.* 63

Obr. 3.11 *Zakótované parametry axiálního drážkování.* 64

Obr. 3.12 *Vliv axiálního drážkování na a) účiník b) účinnost.* 64

Obr. 3.13 *Ztráty elektromagnetického původu pro různý počet drážek rotoru při a) jmenovitém zatížení b) chodu naprázdno* 65

Obr. 3.14 *Rozložení a) magnetické indukce ve variantě bez axiálního drážkování b) magnetické indukce ve variantě s axiálním drážkováním c) ohmických ztrát v rotoru ve variantě bez axiálního drážkování d) ohmických ztrát v rotoru ve variantě s axiálním drážkováním.* 66

Obr. 3.15 *Komponenty ztrát vysokootáčkového stroje a) absolutní hodnoty pro variantu bez axiálního drážkování b) absolutní hodnoty pro variantu s axiálním drážkováním c) absolutní hodnoty pro variantu bez axiálního drážkování d) absolutní hodnoty pro variantu s axiálním drážkováním.* 67

Obr. 3.16 *Uzly a jejich vazby, tepelné sítě vysokootáčkového stroje.* 69

Obr. 3.17 *Modely rozdílných topologií plného rotoru s klecí nakrátko: a) konvenční Var. 1, b) s přídavným kruhem Var. 2, c) se zpevňovacím prstencem Var. 3 d) s L-kruhem Var. 4.* 71

Obr. 3.18 *Ekvivalentní napětí Von Mises v rotoru a) konvenční Var. 1, b) s přídavným kruhem Var. 2, c) se zpevňovacím prstencem Var. 3, a d) s L-kruhem Var. 4.* *72*

Obr. 3.19 *3D Model navržené finální varianty rotoru.* *73*

Obr. 3.20 *Rozložení bezpečnostního faktoru v řezu kruhu nakrátko pro a) 22 °C b) 200 °C.* *74*

Obr. 3.21 *Ekvivalentní napětí Von Mises v rotoru pro a) 22 °C a 125 000 ot/min b) 200 °C a 125 000 ot/min.* *74*

Obr. 3.22 *Aerodynamické Ložisko s naklápěcími segmenty a [64].* *75*

Obr. 3.23 *Model rotoru pro analýzu rotorové dynamiky.* *76*

Obr. 4.1 *Synchronní stroj s plným válcovým magnetem 3D model stroje [76].* *78*

Obr. 4.2 *Model synchronního stroje s Halbachovým uspořádáním magnetů.* *79*

Obr. 4.3 *Model asynchronního stroje s plným rotorem.* *79*

Obr. 4.4 *Rozložení magnetické indukce při jmenovitém zatížení v příčném řezu HS PMSM.* *81*

Obr. 4.5 *Rozložení magnetické indukce při jmenovitém zatížení v příčném řezu HS SMPMSM.* .. *81*

Obr. 4.6 *Rozložení magnetické indukce při jmenovitém zatížení v příčném řezu HS IM.* *82*

Obr. 4.7 *Srovnání složek ztrát studovaných topologií.* *83*

Obr. 4.8 *Srovnání procentního příspěvku do celkových ztrát a) HS PMSM b) HS SMPMSM c) HS IM.* *83*

Obr. 5.1 *Ukázka vzorků připravených pro trhací zkoušky.* *89*

Obr. 5.2 *Vzorky Glidcop AL-15 po trhací zkoušce a) příčné b) podélné.* *90*

Obr. 5.3 *Ukázka vzorků vyrobených pro ověření technologie pájení.* *91*

Obr. 5.4 *Rotor v provedení Var. 1 po procesu pájení.* *92*

Obr. 5.5 *Výsledky průmyslového skenu počítačovou tomografií pro jeden konec pájeného rotoru a) 3D vizualizace b) Snímek v příčné rovině mezi kruhem nakrátko a tělesem rotoru c) Snímek v příčné rovině v polovině axiální délky kruhu nakrátko.* *92*

Obr. 5.6 *Rotor a) po zalisování tyčí b) po provedení lisování menších prstenců na spojovací kruhy.* *94*

Obr. 5.7 *Sestavený turbo-cirkulátor hélia, rotor během vyvažování a navinutý stator.* *95*

Obr. 6.1 *Měřicí pracoviště pro měření turbo-cirkulátoru bez kompresorového pouzdra.* *96*

Obr. 6.2 *Měření turbo-cirkulátoru hélia bez kompresorového pouzdra pro frekvence 333,3 Hz až 2015 Hz a) Závislost příkonu na napájecí frekvenci b) Závislost efektivní hodnoty relativních výchylek na otáčkách rotoru.* *97*

Obr. 6.3 *Změřené harmonické složky napájecího napětí, s frekvencí první harmonické 1666 Hz, začínající od druhé harmonické fázového napětí. Základní harmonická je 316 V pro variantu s filtrem a 272 V pro variantu bez filtru.* *98*

Obr. 6.4 *Závislost kvadrátu napájecího napětí na ztrátách, snížených o ztráty ve vinutí statoru, při napájecí frekvenci 1666 Hz.* *98*

SEZNAM TABULEK

Tabulka 2.1 *Vstupní parametry do modelového výpočtu.....32*

Tabulka 2.3 *Teplotní třídy izolačních materiálů dle IEC 600085, IEC 60034-1 [36].....47*

Tabulka 3.1 *Požadavky na stroj pro pohon TC 120 000 kW, 120 000 ot/min.....52*

Tabulka 3.2 *Hlavní parametry a rozměry stroje 6 kW, 120 000 ot/min.....59*

Tabulka 3.3 *Výpočet mechanických ztrát stroje 6 kW, 120 000 ot/min.....61*

Tabulka 3.4 *Vypočtené elektromagnetické parametry stroje 6 kW, 120 000 ot/min.....67*

Tabulka 3.5 *Parametry vzduchu a hélia pro tepelný výpočet.....68*

Tabulka 3.6 *Výsledky tepelného výpočtu – Vzduch uvnitř stroje.....69*

Tabulka 3.7 *Výsledky tepelného výpočtu – Hélium uvnitř stroje.....69*

Tabulka 3.8 *Výsledky tepelného výpočtu pro vybrané části stroje – Hélium uvnitř stroje s nucenou průchozí ventilací.....70*

Tabulka 3.9 *Mechanické srovnání rozdílných topologií rotorů.....72*

Tabulka 3.10 *Výsledky mechanického výpočtu.....74*

Tabulka 3.11 *Kritické otáčky rotoru.....76*

Tabulka 4.1 *Hlavní parametry srovnávaných strojů 6 kW, 120 000 ot/min.....80*

Tabulka 4.2 *Vypočtené parametry srovnávaných topologií.....84*

Tabulka 4.3 *Výsledky tepelného výpočtu.....85*

Tabulka 4.4 *Výsledky mechanického výpočtu.....86*

Tabulka 5.1 *Výsledky Měření odporu.....88*

Tabulka. 6.1 *Porovnání naměřených a vypočtených dat při napájecí frekvenci 1666 Hz a použití filtru.....99*

Tabulka C.1 *Naměřené výsledky z trhací zkoušky tyček Glidcop Al-15.....114*

Tabulka C.2 *Naměřené výsledky z trhací zkoušky plátků Glidcop Al-15.....114*

Tabulka C.3 *Naměřené výsledky z trhací zkoušky tyček CuCrZr.....114*

Tabulka C.4 *Naměřené výsledky z trhací zkoušky Plátků CuCrZr.....114*

SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK

Značka	Veličina	Značka jednotky
a	Počet paralelních vodičů	-
A	Magnetický vektorový potenciál	Vs/m
A	Amplituda lineární proudové hustoty	A/m
A_{rms}	Efektivní hodnota lineární proudové hustoty	A/m
b_1	Šířka otevření drážky	m
b_{dr}	Šířka zubu rotoru	m
b_{ds}	Šířka zubu statoru	m
B_{jr}	Indukce jha rotoru	T
B_{js}	Indukce jha statoru	T
B_{max}	Maximum magnetické indukce pod zubem statoru	T
B_n	Amplituda poklesu magnetické indukce	T
B_{zr}	Indukce v zubu rotoru	T
B_{zs}	Indukce v zubu statoru	T
B_δ	Amplituda magnetické indukce ve vzduchové mezeře	T
C_e	Koeficient ztrát vířivými proudy	-
C_f	Koeficient tření	-
C_{mec}	Mechanická konstanta	kWs/m3
cosφ	Účiník	-
d	Tlumení	-
d_{cu}	Průměr vodiče	mm
D_r	Průměr rotoru	m
E	Modul pružnosti, Youngův modul	Pa
f	Frekvence	Hz
F	Síla	N
g	Tíhové zrychlení	m/s^2
H	Intenzita magnetického pole	A/m
C_h	Koeficient hysterezních ztrát	-
I	Proud	A
I_r	Proud rotoru	A
I_s	Proud statoru	A
J	Proudová hustota	A/m^2

J_m	Moment setrvačnosti	kg m^2
k	Tuhost	N/m
k_{bez}	Bezpečnostní faktor	-
k_{cus}	Činitel plnění drážky	-
k_{eddy}	Koeficient ztrát vířivými proudy	-
k_{fric}	Koeficient ztrát třením	-
k_{fund}	Koeficient ztrát nezávislých na frekvenci	-
k_{hyst}	Koeficient ztrát hysterezních	-
K_{rot}	Konstanta ztrát rotoru	-
k_{sat}	Saturační faktor	-
K_{stat}	Konstanta ztrát statoru	-
k_α	Cívkový krok v počtu drážek	-
l	Délka magnetického obvodu	m
l_{max}	Maximální délka rotoru	m
l_r	Délka rotoru	m
l_s	Délka statoru	m
m	počet fází	-
M	Moment	Nm
m_m	Hmotnost	kg
N	Počet závitů	-
n_s	Synchronní otáčky	ot/min
p	Počet pólových dvojic	-
P_{core}	Ztráty v železe	W
P_{eddy}	Ztráty vířivými proudy	W
P_{fric}	Ztráty třením	W
P_{fund}	Ztráty nezávislé na frekvenci	W
P_{hyst}	Ztráty hysterezí	W
p_{in}	Okamžitá hodnota příkonu	W
P_{loss}	Ztráty	W
P_{mec}	Mechanický výkon	W
p_{res}	Okamžitá hodnota odporových ztrát	W
P_{rot}	Ztráty rotoru	W
P_{stat}	Ztráty statoru	W
q	Počet drážek na pól a fázi	-

Q_r	Počet drážek rotoru	-
Q_s	Počet drážek statoru	-
R	Odpor	Ω
r	Poloměr cylindru	m
r_i	Poloměr k vnitřní hraně dutého válce	m
r_o	Poloměr k vnější hraně dutého válce	m
r_r	Poloměr rotoru	m
r_{se}	Vnější poloměr statoru	m
r_{si}	Poloměr vrtání statoru	m
S	Zdánlivý výkon	VA
s	Skluz	-
S_{cs}	Průřez vodiče	m^2
S_{cu}	Plocha mědi	m^2
S_{cus}	Průřez volné plochy drážky	m^2
S_{val}	Průřez válce	m^2
S_r	Plocha povrchu rotoru	m^2
t	Čas	s
U	Napětí	V
U_i	Indukované napětí	V
u	výchylka	m
U_m	Magnetické napětí	A
U_{ma}	Amplituda magnetického napětí	A
U_{mdr}	Magnetické napětí zubu rotoru	A
U_{mds}	Magnetické napětí zubu statoru	A
U_{mp}	Amplituda magnetického napětí	A
$U_{m\delta e}$	Magnetické napětí vzduchové mezery	A
U_s	Napájecí napětí statoru	V
v	Řád harmonické	-
v_{ax}	Axiální rychlost fluida	m/s
V_r	Objem magnetického obvodu rotoru	m^3
V_s	Objem magnetického obvodu statoru	m^3
v_s	Obvodová rychlost	m/s
z_Q	Počet vodičů v drážce	-
α	Úhel cívkové rozteče	°

α_i	Aritmetický průměr magnetické indukce ve vzduchové mezeře	-
β	Úhel drážkové rozteče	°
δ	Radiální délka vzduchové mezery	m
δ_x	Hloubka vniku	m
ε_r	Radiální relativní prodloužení	-
ε_t	Tangenciální relativní prodloužení	-
ε_z	Axiální relativní prodloužení	-
η	Účinnost	-
η_k	Kinematická viskozita	Ns/m^2
λ	Permeance	H
μ	Permeabilita	-
μ_0	Permeabilita vakua	Hm^{-1}
ν	Poissonův poměr	-
ξ_v	Činitel vinutí	-
ρ	Hustota	kg/m^3
σ	Elektrická vodivost	S
σ_{Ftan}	Tangenciální napětí	Pa
σ_{max}	Mechanické napětí	Pa
σ_r	Radiální mechanické napětí	Pa
σ_t	Tangenciální mechanické napětí	Pa
τ_p	Pólová rozteč	m
τ_{ur}	Drážková rozteč rotoru	m
τ_{us}	Drážková rozteč statoru	m
ϕ	Polární úhel	°
ϕ_m	Magnetický tok	Wb
ϕ^r	Polární úhel v rotorových souřadnicích	°
ω	Úhlová rychlost	rad/s
ω_s	Synchronní úhlová rychlost	rad/s

Zkratka	**Popis**
TC	Turbo-cirkulátor
HS IM	Vysokootáčkový indukční motor

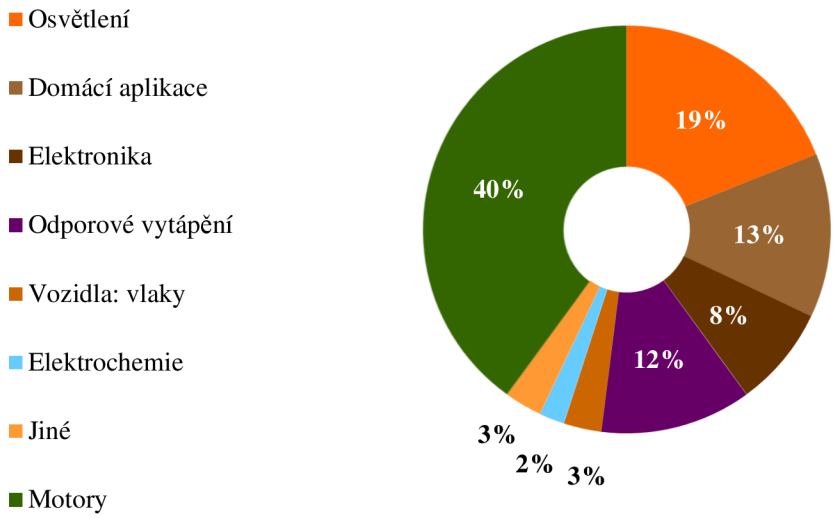
HS SMPMSM	Vysokootáčkový stroj s permanentními magnety v Halbachově uspořádání
HS PMSM	Vysokootáčkový stroj s permanentními magnety
MKP	Metoda konečných prvků

1 Úvod

Snaha o snižování skleníkových plynů čelí trendu zvyšování spotřeby energií. Podle International Energy Agency vzroste globální spotřeba energií do roku 2020 o 15 %, a o 30 % pak do roku 2030 [1]. Politické regulace pro omezení skleníkových plynů tak nejsou do budoucích let postačující bez nových technologických řešení.

Elektrické stroje se významnou měrou podílejí na výrobě a spotřebě elektrické energie. Podle [2] se elektrické motory globálně podílejí na spotřebě 40% vyrobené elektrické energie obr. 1.1. Díky tomu představují elektrické stroje velký potenciál pro úsporu energií. V poslední době jsou proto kladeny vysoké požadavky na vysokou účinnost elektrických strojů pro minimalizaci energetických ztrát. Vysokootáčkové stroje představují technologické řešení, pomocí kterého je možné dosáhnout vysoké účinnosti systému, ve kterém je aplikován. Aplikace s vysokootáčkovými stroji nevyžadují převodovku, což vede k vyšší účinnosti celého systému, menší spotřebě materiálu a nižším požadavkům na prostor. Další výhodou vysokootáčkových strojů je jejich menší velikost a větší hustota výkonu ve srovnání s běžnými elektrickými stroji [3]-[5]. Průmyslová poptávka po vysokootáčkových strojích je prokazatelná rostoucím počtem aplikací, kde vysokootáčkové stroje nahrazují běžné stroje s převodovkou [6], [7].

S rostoucím množstvím aplikací vysokootáčkových technologií roste i poptávka po vysokootáčkových elektrických strojích. Podle [8] je předpokládáno, že tato oblast bude v následujících letech dominantní ve výzkumu a vývoji elektrických pohonů. V současné době se toto odráží i v množství výzkumných projektů financovaných na národních a mezinárodních úrovních. Vysokootáčkovými technologiemi se obecně myslí systém, ve kterém je elektrický stroj, zpravidla bez převodovky, propojen s turbo-strojem (kompresor, pumpa, turbína). Jmenovité otáčky stroje bývají typicky větší než 10 000 ot/min.

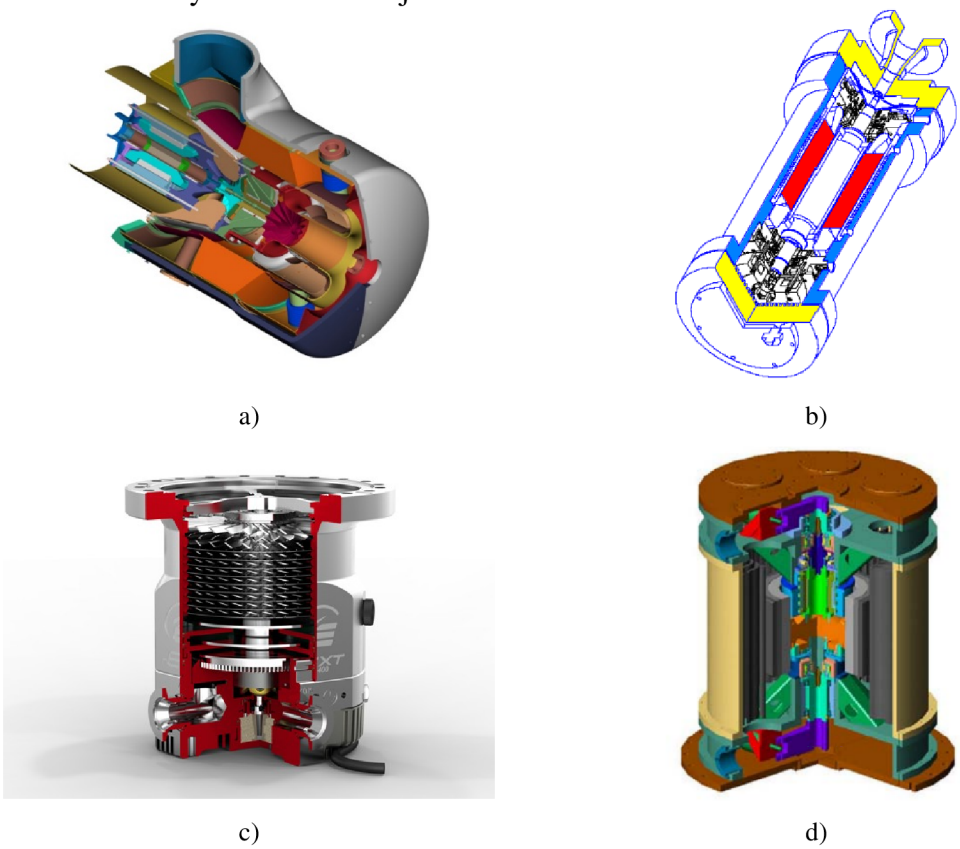


Obr. 1.1 Globální spotřeba elektrické energie podle aplikace [2].

Pravděpodobně prvními publikacemi, které zahájily koncept vysokootáčkových technologií, jsou [9] a [10]. Tyto publikace byly prezentovány na konferencích v letech 1984 a 1986. V současné době existuje množství publikací a patentů zabývajících se vysokootáčkovými technologiemi. V následujících odstavcích budou popsány běžné aplikace ve, kterých se dnes tyto technologie uplatňují.

Na obr. 1.2a je ukázána mikroturbína poháněná vysokootáčkovým pohonem. Tato mikroturbína se skládá z vysokootáčkového synchronního stroje s permanentními magnety (generátor), kompresoru, rekuperátoru a spalovací komory [11]. Rotující komponenty jsou umístěny na jedné hřídeli, která je uložena ve vzduchových ložiscích. Rotor dosahuje otáček až 96 000 ot/min. Elektrický stroj je chlazen přívodem vzduchu, který je dále stlačován radiálním kompresorem do spalovací komory. Ve spalovací komoře dochází k zapálení směsi pod tlakem přivedeného paliva a vzduchu. Expandující spaliny pak roztáčejí samotnou turbínu. Díky využití vysokootáčkového elektrického stroje nemá mikroturbína žádný další mechanický subsystém nebo převodovku.

Vysokootáčkové elektrické stroje jsou rovněž velmi atraktivní pro pohon kompresorů, které jsou potřeba v mnoha průmyslových odvětvích. Jedním z mnoha využití kompresorů je například i v chladicích okruzích fúzních reaktorů [12]. Příkladem je jednohřídelový, jednostupňový radiální turbokompresor postavený pro testování chladicích okruhů reaktoru ITER obr. 1.2b. Turbokompresor je poháněn vysokootáčkovým indukčním elektromotorem 233 kW, 40 000 ot/min uloženým v magnetických ložiscích. Elektrický stroj je chlazen vodou proudící v chladicích kanálech umístěných v kostře stroje.



Obr. 1.2 Příklady poháněných zařízení vysokootáčkovým elektrickým strojem a) Mikroturbína Capstone C30, 96 000 ot/min, 28 kW [11] b) Turbokompresor ATUR, 40 000 ot/min, 233 kW [12] c) Turbo molekulární pumpa 60 000 ot/min [13] d) Setrvačník Boening 22 900 ot/min, 100 kW [14].

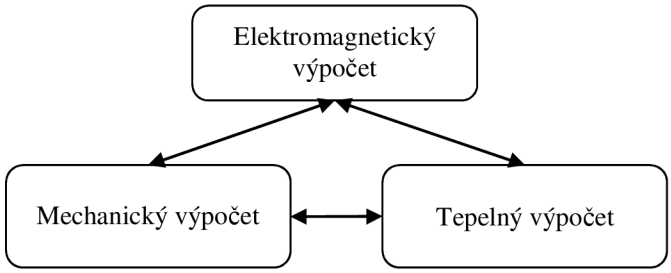
Pro vrtačky se podle [8] pohybuje otáčkový rozsah současných vysokootáčkových strojů od 9000 do 180 000 ot/min. Dalším příkladem vysokootáčkového technologie je turbo-molekulární pumpa, která je využívána pro dosažení vakua s vysokými parametry. Elektrický motor otáčející se 60 000 ot/min roztáčí lopatky turbo-molekulární turbíny na obr. 1.2c až na 90% rychlosti zvuku [13]. Hlavní využití těchto turbín je v laboratořích. Současné turbo-molekulární pumpy se konstruují až do otáček 100 000 ot/min.

Vysokootáčkové stroje mohou být také využity pro ukládání energie do setrvačníků jejich poháněním [14]. Díky vysokým otáčkám je dosahováno u setrvačníků vysoké hustoty uložené energie. Ta je pak ze setrvačníku přeměňována zpět na elektrickou energii brzděním setrvačníku pomocí stejného elektrického stroje použitým pro jeho roztočení. Společnost Boening vyvinula a otestovala setrvačník (obr. 2.1d) 100 kW/ 5 kWh poháněný elektrickým strojem až na otáčky 22 900 ot/min. Vysokootáčkové setrvačníkové systémy mají mnoho výhod nad bateriemi, například delší životnost, větší teplotní nezávislost, vyšší objemovou hustotu uloženého výkonu, vysokou účinnost a dlouhou životnost.

Návrh vysokootáčkového elektrického stroje je relativně komplexní problematika. Správně navržený stroj musí vyhovět mechanickým, elektromagnetickým a tepelným nárokům. Každý z těchto nároků definuje sadu možných řešení. Vzhledem k těmto požadavkům jsou často vysokootáčkové stroje na hranici technických a technologických možností. Pro jejich návrh je tak nutné vzít v potaz komplexnost všech individuálních požadavků [15], [8]. Proto je výsledný návrh vysokootáčkového elektrického stroje výsledkem iterativního návrhového procesu, viz obr. 1.3.

Vysokootáčkové stroje jsou obvykle navrhovány jako dvoupólové. Hlavní výhoda dvoupólového provedení je nejnižší možná základní pracovní frekvence. Nicméně u dvoupólových strojů s rozloženým vinutím je velká axiální délka jejich čel. Pro omezení ztrát jsou často magnetické obvody skládány z materiálů s nízkým ztrátovým číslem. Při aplikaci plných rotorů musí být věnována zvláštní pozornost ztrátám vířivými proudy na jejich povrchu.

S ohledem na ztráty v magnetickém obvodu je magnetická indukce ve vzduchové mezeře obvykle volena nižší než u strojů pro nízké a střední otáčky. Podle [16] by měla být magnetická indukce ve vzduchové mezeře vysokootáčkových indukčních strojů volena v rozsahu 0,33 až 0,45 T. Nicméně finální magnetická indukce by měla vyplynout a být zvolena na základě optimalizačního procesu. Svorkové napětí motorů může být negativně ovlivněno frekvenčním měničem, výstupními filtry a pulzně šířkovou modulací.



Obr. 1.3 Iterativní návrhový proces vysokootáčkového stroje.

Z hlediska mechanického výpočtu se ověřuje mechanické namáhání a rotorová dynamika. V dnešní době je pro tyto účely běžně využívána metoda konečných prvků. Vnější průměr rotoru je limitován odstředivými silami. Odstředivé síly se snaží svým působením vytrhnout všechny části rotoru, jako jsou například vinutí, permanentní magnety nebo kruhy nakrátko. Často je tomuto předcházeno využitím bandáží a různých typů zpevňovacích pouzder. Kritické otáčky kladou omezení na rotorovou délku. Při kritických otáčkách se rotor nachází v mechanické rezonanci. Obecně řečeno kratší rotory mají vyšší kritické otáčky. Z tohoto hlediska může být kratší provedení rotoru považováno za výhodnější než delší. Kritické otáčky jsou rovněž ovlivněny typem použitých ložisek a povahou poháněné zátěže. Využití aktivních magnetických ložisek umožňuje provoz v nadkritických otáčkách a monitorování dynamiky rotoru. Vhodný návrh těchto ložisek rovněž může významně snížit celkové ztráty celého stroje.

Speciální pozornost musí být věnována výběru materiálů a jejich tepelnému zpracování. Vybrané materiály musí vzít v potaz provozní podmínky a splňovat podmínky kladené na životnost stroje. Výrobní technologie stroje musí být reprodukovatelná a musí zajistit vyrobitelnost stroje.

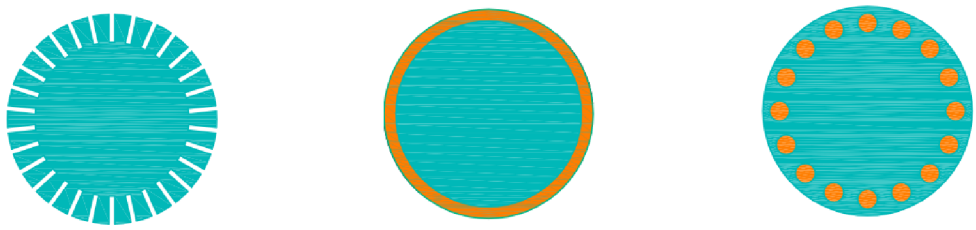
Tepelný výpočet si klade za cíl zkontrolovat, zda nejsou během provozu překročeny tepelné limity implementovaných materiálů stroje. Například oteplení o 10K snižuje o polovinu životnost izolačních materiálů. Oteplení rovněž způsobuje tepelnou roztažnost materiálů. Díky tomu vzniká přídavné mechanické napětí. Výpočet rozložení teplot uvnitř stroje je proto nutné pro přesný mechanický výpočet. Odpory vinutí jsou rovněž ovlivňovány teplotami a magnety mohou být demagnetizovány, pokud jsou vystaveny vysokým teplotám na určitých magnetických indukcích. Odvod tepla z vysokootáčkového elektrického stroje je obvykle prováděn ze samostatného chladicího systému, který může být realizován například vodním chlazením, nebo tokem plynu přes vzduchovou mezeru a oblast čel vinutí.

V současné době jsou pro vysokootáčkové elektrické stroje především využívány indukční a synchronní stroje. Dle [8] jsou indukční stroje preferovány pro nižší otáčky a větší výkony, synchronní stroje pak pro vyšší otáčky a menší výkony. Tento fakt potvrzuje i trend vynesený na obr. 1.6.

Indukční stroje určené pro vysokootáčkové aplikace se od standardních, určených pro nízké a střední otáčky liší. Vzhledem k vysokým otáčkám není vždy možné použití rotoru složeného z plechů obsahující klec nakrátko. Z mechanického hlediska se jeví jako nejlepší realizace plného rotoru bez klece [17].

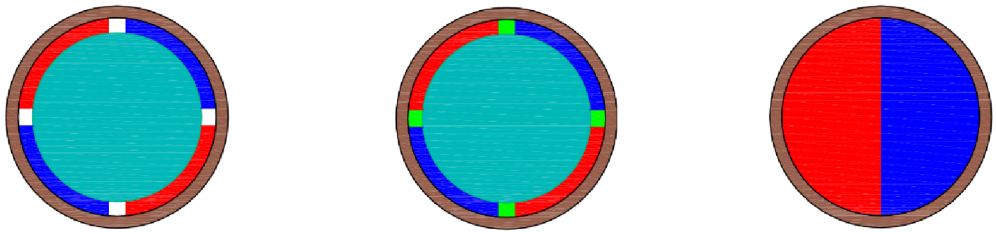
Elektromagnetické vlastnosti rotoru z plného materiálu se v praxi vylepšují axiálním drážkováním obr. 1.4a. Díky drážkování je vytvořena cesta pro indukované proudy v axiálním směru. Nicméně tento rotor je přijatelný pouze pro nižší obvodovou rychlost než rotor z plného materiálu. Studiem těchto rotorů se zabývají články [18], [19].

Další varianta rotoru vznikne, když je rotor z plného materiálu překryt vrstvou elektrovodné mědi obr. 1.4c. Měď představuje dobře vodivou cestu pro indukované proudy. Nicméně použití mědi na obvodu rotoru zvětšuje vzduchovou mezeru, neboť měď má permeabilitu menší než 1. Tato rotorová topologie nachází uplatnění pro vysoké obvodové rychlosti.



a) b) c)

Obr. 1.4 Přehled nejpoužívanějších rotorových topologií pro vysokootáčkové indukční elektrické stroje a) plný rotor s axiálním drážkováním b) plný rotor potažený mědí c) plný rotor s klecí nakrátko.



a) b) c)

Obr. 1.5 Přehled nejpoužívanějších rotorových topologií pro vysokootáčkové synchronní elektrické stroje a) rotor s permanentními magnety na povrchu b) rotor s permanentními magnety na povrchu v Halbachově uspořádání c) rotor s válcovým magnetem v rotoru.

Posledním hlavním zástupcem vysokootáčkových asynchronních elektromotorů je plný rotor s klecovým vinutím obr. 1.4f. Rotorové tyče jsou stejně jako u běžných indukčních strojů spojeny v čelech rotorového paketu kruhy nakrátko. Tyto stroje mají malý skluz a tím i velkou účinnost. Jejich hlavní nevýhodou je problémové spojení kruhu nakrátko s tyčemi rotoru, neboť tato místa spojů jsou namáhána poměrně velkými odstředivými silami. O tomto druhu rotoru pojednává například [20].

Z kategorie synchronních strojů určených pro vysokootáčkové aplikace se typicky používá rotor s permanentními magnety obr. 1.5a. Vlastnosti tohoto stroje mohou být zlepšeny, pokud se na rotor přidají další magnety, magnetované tak, aby vytvořily s ostatními Halbachovu konfiguraci. Magnety magnetované v Halbachově konfiguraci vytváří harmoničtější průběh magnetické indukce ve vzduchové mezeře. To vede k nižším ztrátám v železe, harmoničtějšímu průběhu indukovaného napětí a menšímu zvlnění momentu. Řez rotorem tohoto stroje s osmi magnety umístěnými uvnitř zádržného pouzdra je ukázán na obr. 1.5b. Tímto strojem, navrženém pro vysokootáčkové aplikace, se zabývá [21]. Další velmi používanou konfigurací je synchronní stroj s válcovým rotorem [22]. Magnet je vyroben z jednoho kusu, čímž je zjednodušen proces výroby tohoto stroje. Řez rotorem této konfigurace pro dvoupólový stroj je na obr. 1.5c.

Protože na magnety působí značné odstředivé síly, které se je snaží odtrhnout od rotoru, bývají uchyceny pomocí kompozitních materiálů. Proto na obr. 1.5 jsou magnety zobrazeny pod zádržným pouzdrem. Nejčastěji se pro zádržná pouzdra používá Inconel, titan a karbonová vlákna. Každý z těchto materiálů má své výhody a nevýhody z cenového a technologického hlediska. Dalším problémem při použití strojů s permanentními magnety je možnost demagnetizace magnetů vlivem vysokých teplot. Rovněž výrobní náklady takovéhoto stroje vzhledem k ceně magnetů bývají vyšší než u indukčního stroje. Ovšem díky zpravidla lepšímu účiníku a účinnosti strojů s permanentními magnety vycházejí měniče menší a levnější než v případě indukčních

motorů. Návrhem vysokootáčkového motoru s rotorem s permanentními magnety se zabývá [23]. Ve článku [24] je pojednáno o srovnání asynchronních motorů s plným rotorem se synchronním elektromotorem v topologii znázorněné na obr. 1.5b a c.

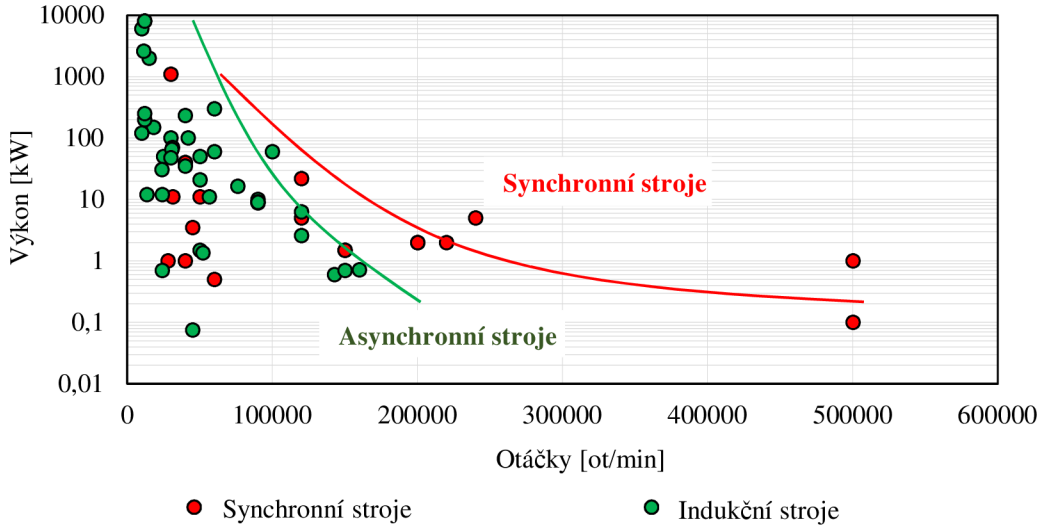
Na obr. 1.6 jsou srovnány realizované indukční stroje se stroji synchronními. Z proložených hraničních křivek je patrné, že pro nižší otáčky se vyrábějí indukční stroje vyšších výkonů než stroje synchronní. Pro vyšší otáčky se jeví perspektivnější stroje synchronní. Podrobnější srovnání jednotlivých druhů rotorů používaných v indukčních strojích je provedeno v [25].

Pro zvyšování otáček vysokootáčkových systémů je klíčový vývoj materiálů. Materiály musí vyhovět vysokým pevnostním požadavkům, a tak zajistit požadovanou bezpečnost pro cílové vysokootáčkové aplikace. Vysoké napájecí frekvence elektrických strojů vedou na požadavek použití materiálů pro magnetický obvod s malými měrnými ztrátami.

Jako materiál pro zádržná pouzdra (magnetů, kruhů nakrátko) se často používá některý z typů Inconelu a slitin titanu obr. 1.7a. Materiály pro plné rotory indukčních strojů musí vyhovovat požadavkům na magnetické a mechanické vlastnosti. Rovněž jsou důležité požadavky na jejich tepelné zpracování (povrchová nitridace nebo kalení).

Vzhledem k těmto požadavkům přicházejí do úvahy běžně dostupné typy ocelí 41CrAlMo7 a 41CrMo4. V případě požadavků na velmi vysokou mechanickou pevnost je možné použít ocele z rodiny AerMet a Marage vyvinuté původně pro armádní letecké aplikace [26]. Ocel AerMet byla využita pro stavbu vysokootáčkového stroje v [27].

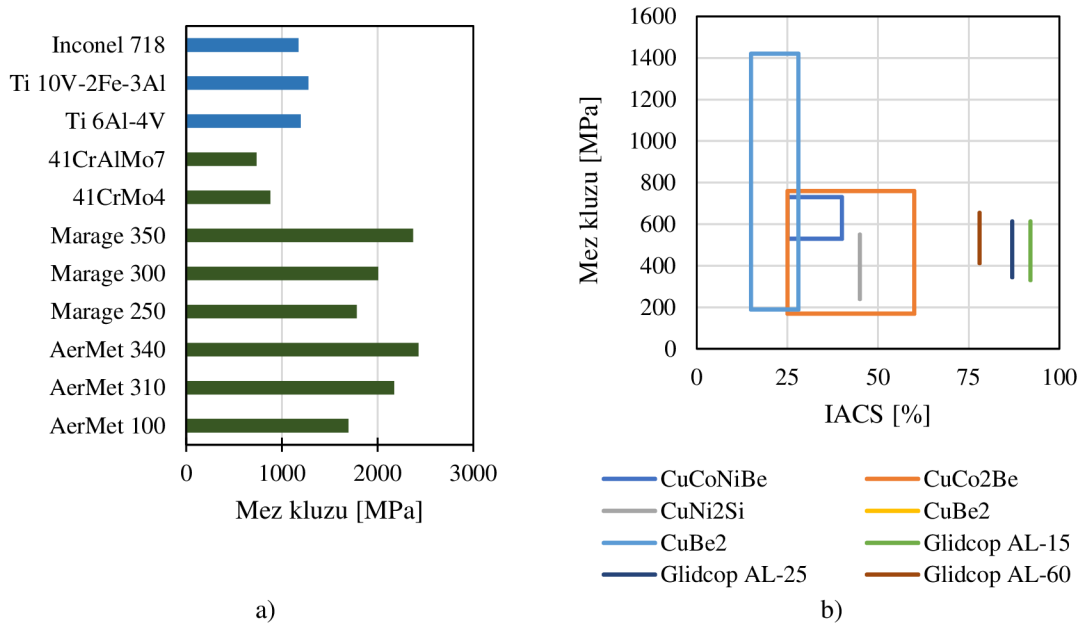
Pro stavbu klece nakrátko je využití běžné mědi nevhodné. To je dáno tím, že měď po zahřátí ztrácí svou již tak malou mechanickou pevnost. Vhodné materiály jsou z katalogových dat uvedeny na obr. 1.7b. Oblasti, ve kterých se mechanické vlastnosti zkoumaných materiálů udávají, jsou dány v závislosti na jejich zpracování a dodávaném tvaru. Velmi často se v případě vysokootáčkových indukčních strojů využívá materiálů z rodiny Glidcop [27], [28]. Další alternativou jsou slitiny beryllia [29]. Beryliové slitiny dosahují vysokých mezí kluzu, avšak mají podstatně nižší vodivost než měď. Jejich další nevýhodou je toxicita beryllia, která je problematická z hlediska výroby.



Obr. 1.6 Přehled realizovaných vysokootáčkových indukčních a synchronních motorů v závislosti na otáčkách. Údaje jsou čerpány z [8].

Srovnání různých materiálů z hlediska magnetických vlastností obsahuje [8]. Pro vysokootáčkové stroje se dá využít i běžně dostupného materiálu M250-35A, jehož výhodou je kromě dostupnosti také cena. Z dražších alternativ se používá materiál NO10 či materiály z rodiny Vacoflux. Mezních parametrů z hlediska pevnosti a ztrát dosahují materiály 10JNEX900 a 10JNF600 [8].

Pro vysokootáčkové synchronní elektrické stroje se uplatňují magnety se schopností pracovat do vysokých teplot bez rizika demagnetizace. Typicky se tak používají magnety SmCo a NdFeB [8].



Obr. 1.7 Porovnání materiálů a) materiály pro zádržná pouzdra a plné rotory z hlediska meze kluzu b) materiály pro klece nakrátko z hlediska z hlediska meze kluzu a IACS (International Annealed Copper Standard).

1.1 Popis a cíle řešené problematiky

Současný trend ukazuje, že synchronní stroje s permanentními magnety jsou běžně preferovány pro vysokootáčkové aplikace. Jejich výhodou je vysoká účinnost a účiník ve srovnání s indukčními stroji [8]. Na druhou stranu indukční stroje mají oproti synchronním určité výhody, a to odolnost vůči vysokým teplotám, nižší výrobní náklady, jednodušší řízení, a v případě použití plného rotoru bez klece nakrátko mohou tolerovat vyšší mechanické namáhání.

Různá topologická řešení indukčních strojů byla srovnána mezi sebou v publikacích [16], [22]. Mezi tato řešení patří: plný rotor, plný axiálně drážkovaný rotor, plný rotor s měděnou vrstvou na povrchu a rotor s klecí nakrátko. V těchto publikacích bylo mimo jiné ukázáno, že rotor s klecí nakrátko má nejmenší skluz a nejvyšší účinnost ve srovnání s ostatními. Rotor s klecí nakrátko je jeden z nejpopulárnějších v průmyslových aplikacích pro střední otáčky. Na druhou stranu, přehledy uvedené v [8], [19] a [30] ukázaly, že tento typ rotoru není preferován pro vysokootáčkové aplikace. To je dáno tím, že navrhnout a vyrobit rotor s klecí nakrátko pro vysokootáčkové aplikace je náročné hned v několika aspektech. Rotor je vystaven při provozu vysokým frekvencím, odstředivým silám a teplotám [31]. Ostatní zmíněná provedení rotoru pro indukční stroje jsou více odolná těmto vlivům.

Publikace [32] doporučuje pro volbu rozměrů vysokootáčkových strojů klasické rovnice používané pro návrh běžných strojů. Tyto rovnice mohou být založeny na empirické volbě mechanické konstanty nebo tangenciálního napětí (podrobněji kapitola 2.1). Nicméně žádná z těchto publikací neposkytla doporučené hodnoty mechanických konstant pro návrh vysokootáčkových strojů. Více praktická data byly poskytnuty až v publikaci [6] a [19]. Bohužel, prezentované hodnoty mechanických konstant jsou pouze pro velmi omezený počet indukčních vysokootáčkových strojů. Ukázalo se jako obtížné nalézt více vhodných dat pro rozměrování indukčních strojů pro vysokootáčkové aplikace.

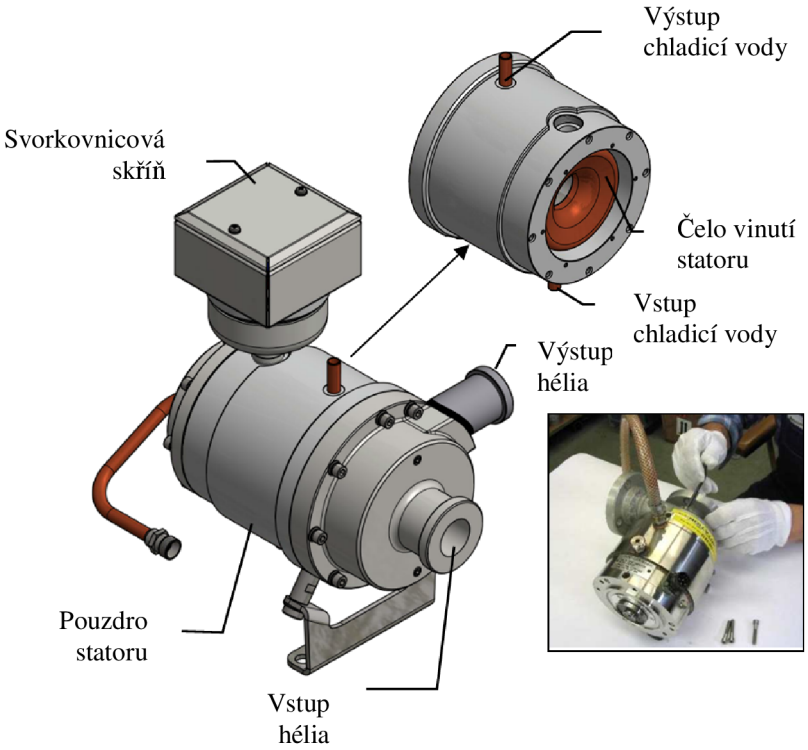
Obsáhlý popis návrhu včetně výroby indukčního stroje s klecí nakrátko pro vysokootáčkové aplikace byl proveden v [28]. Nicméně použitý elektromagnetický návrh odpovídal návrhu indukčního stroje pro střední otáčkové aplikace. Rotor byl rovněž navržen v provedení typickém pro střední a nízké otáčky. Toto standardní rotorové provedení se objevuje v publikacích pro vysokootáčkové stroje s klecí nakrátko velmi často [31], [33] a [34].

Většina článků se soustředí pouze na analýzu mechanického namáhání v řezu rotoru, v jeho magneticky aktivní části. Přesto, jak bude ukázáno v této práci, je nejvíce namáhanou částí kruh nakrátko. Pro překonání jeho mechanických omezení a pro rozšíření rozsahu provozních otáček musí být kruh nakrátko upraven oproti tomu standardně používanému pro střední a nízké otáčkové rozsahy. Výzkumem vhodného provedení kruhu nakrátko se zabýval [29], [35]. Přestože v těchto článcích byla uvedena vhodná řešení pro vysokootáčkové stroje, porovnání jednotlivých řešení nebylo provedeno.

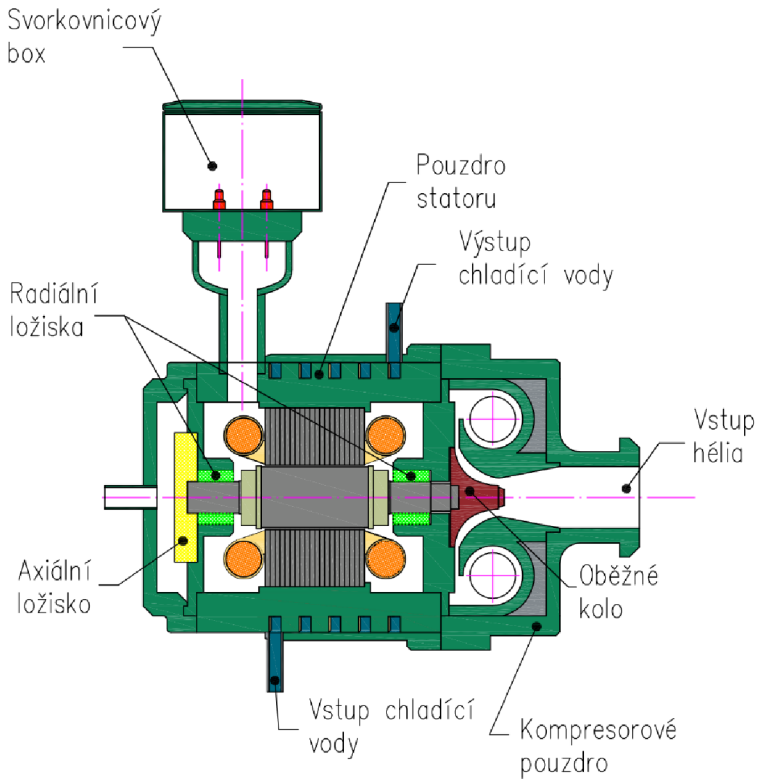
Hlavním cílem této práce je výzkum a vývoj indukčního motoru s klecí nakrátko pro provoz v takovém otáčkovém a výkonovém rozsahu, ve kterém se dnes uplatňují především synchronní nebo indukční stroje bez klece nakrátko. Pro dosažení tohoto cíle a zaplnění mezer v současném výzkumu byly doporučené empirické hodnoty mechanických konstant a tangenciálních napětí zkoumány a prezentovány. Na náročné případové studii návrhu indukčního stroje s výstupním výkonem 6 kW při 120 000 ot/min pro pohon turbo-cirkulátoru hélia je vyvinutý postup, jak elektromagneticky, mechanicky, a tepelně navrhnout indukční motor s klecí nakrátko a vyrobit. Jsou ukázány různé aspekty s tímto návrhem spojené, vyvinuta a zkoumána různá topologická řešení a rozdílné výrobní technologie rotoru s klecí nakrátko. Prezentované postupy a výsledky jsou ověřeny měřením na stroji navrženého v rámci případové studie. Pro podání ucelených informací byl rovněž proveden výzkum v oblasti volby správné topologie elektrického stroje pro cílovou aplikaci. Cílem tohoto výzkumu bylo zjistit, jak může volba vhodné topologie elektrického stroje ovlivnit parametry cílové vysokootáčkové aplikace.

Cílovou aplikací pro případovou studii je turbo-cirkulátor hélia obr. 1.8 a obr 1.9. Turbo-cirkulátor, který má vyvinutý stroj pohánět, se skládá ze tří hlavních částí. První je přední část se vstupem pro hélium, kde se nachází pracovní část kompresoru – oběžné kolo. Z této části je hélium po kompresi odváděno dále do procesu. Druhou částí je část, ve které je uložen vysokootáčkový elektrický motor. V pouzdru statoru jsou i kanály pro vodní chlazení. Pro vyšší účinnost chlazení je část hélia odváděna z pracovní části turbo-cirkulátoru do části, ve které je uložen elektrický stroj. Zde hélium prochází vzduchovou mezerou elektrického stroje a dále vstupuje do zadní části turbo-cirkulátoru. Hélium je výstupem ze zadní části dále vedeno do by-pass výměníku, odkud se vrací zpět do technologického procesu. Třetí hlavní částí turbo-cirkulátoru je svorkovnice. Do

svorkovnice jsou vyvedeny konce vinutí z elektrického stroje a přívody k tepelným snímačům umístěných v čelech statorového vinutí. Turbo-cirkulátor je plně hermetický s únikem odpovídajícím 10^{-6} m^3/s. Celkové rozměry turbo-cirkulátoru jsou 250 mm v délce, 154 mm v šířce a 340 mm na výšku.



Obr. 1.8. Vizualizace cílového turbo-cirkulátoru hélia.



Obr. 1.9 Popis turbo-cirkulátoru hélia v řezu.

1.2 Přehled práce

Tato dizertační práce je strukturována následovně: úvodní kapitola shrnuje současný stav vývoje vysokootáčkových elektrických strojů tak, jak je publikován v současných odborných časopisech a sbornících konferencí. Zároveň je v této kapitole definován cíl disertační práce. Kapitola 2 podrobněji rozebírá aspekty vysokootáčkových elektrických strojů. Je zde ukázáno, jak lze k jednotlivým aspektům přistupovat a vhodně je zahrnout při výpočtu a návrhu vysokootáčkových elektrických strojů. Na tuto kapitolu pak navazuje kapitola 3, která aplikuje poznatky kapitoly 2 přímo na návrh vysokootáčkového stroje pro pohon turbo-cirkulátoru hélia. Výsledkem je metodologie návrhu, jejíž dílčí kroky jsou popsány a jejich výsledky prezentovány. Na tuto kapitolu navazuje kapitola 4, srovnávající vhodnost rozdílných topologií vysokootáčkových elektrických strojů pro cílovou aplikaci. Srovnání je provedeno z hlediska elektromagnetismu, tepla a mechaniky. Kapitola 5 se již věnuje výrobě a sestavení vysokootáčkového elektrického stroje. Jsou zde ukázány výsledky pevnostních zkoušek implementovaných materiálů a dále prezentovány poznatky získané při sestavování rotoru pomocí dvou rozdílných technologických postupů. Poslední kapitola 6, popisuje měření na výsledném stroji s diskuzí měřených výsledků. Součástí této kapitoly je i srovnání měřených dat s vypočtenými.

1.3 Publikované relevantní vědecké publikace

Výsledky k tématu dizertační práce byly publikovány v následujících publikacích v odborných časopisech:

- N. Uzhegov, J. Barta, J. Kurfurst, C. Ondrusek, and J. Pyrhonen., Comparison of High-Speed Electrical Motors for a Turbo Circulator Application. *IEEE Transaction on Industry Applications,* 2017, č. 99, s. 1-10. ISSN: 0093-9994. Impakt factor v roce vydání 2,93
- Barta, J., Uzhegov, N., Ondrusek, C., Pyrhönen, J., High-Speed Electrical Machine Topology Selection for the 6 kW, 120 000 rpm Helium Turbo-Circulator, (2016) *International Review of Electrical Engineering*, 11(1)

Výsledky k tématu dizertační práce byly publikovány v následujících konferenčních sbornících:

- Barta, J.; Ondrusek, C. *Finite Element Analysis of High- Speed Solid Rotor Induction Machine with Copper Cage*. In Advanced Mechatronics Solutions. Springer International Publishing Switzerland, 2015. s. 195-200. ISBN: 978-3-319-23921- 7.
- Barta, J. *The Eddy Current Losses of High-Speed Solid Rotor Induction Machine as Function of the Radial Air- Gap Length*. In Proceedings of the 22nd Conference STUDENT EEICT 2016. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2016. p. 507-511. ISBN: 978-80-214-5350- 0.
- Barta, J.; Ondrusek C., Losak. P., Vlach R., *Design of High-Speed Induction Machine for the 6 kW, 120 000 rpm Helium Turbo-Circulator*. In USB Proceedings 2016 XXII International Conference on Electrical Machines (ICEM). 2016. s. 1554-1560. ISBN: 978-1-5090-2537- 4.
- Uzhegov N., Barta J., Kurfurst J., Ondrusek C., Pyrhonen J., *Comparison of High- Speed Electrical Motors for a Turbo Circulator Application*. In USB Proceedings 2016 XXII International Conference on Electrical Machines (ICEM). 2016. s. 690-696. ISBN: 978-1-5090-2537- 4.

2 Aspekty vysokootáčkových elektrických strojů

Návrh vysokootáčkového stroje zahrnuje hned několik aspektů, které musí být brány v potaz při návrhu vysokootáčkového stroje s ohledem na jeho životnost a provozní spolehlivost. Tyto aspekty jsou multidisciplinární, zahrnují hlediska mechaniky, elektromagnetismu, tepla, rotorové-dynamiky a ložisek. Každý z těchto aspektů je v této kapitole definován a popsán s ohledem na problematiku vysokootáčkových strojů. Tato kapitola tak tvoří teoretický základ pro správný návrh vysokootáčkového stroje.

2.1 Mechanické aspekty

2.1.1 Mechanické namáhání základních topologií

Odstředivé síly rostou se čtvercem úhlové rychlosti ω. Literatura [36] uvádí pro nejvyšší napětí σ_{max}, které působí v rotorové struktuře vlivem odstředivých sil, následující vztah:

$$\sigma_{max} = C' \rho r_r^2 \omega^2 \tag{2.1}$$

kde pro C‘ platí

$$C' = \frac{3+\nu}{8} \quad \text{pro hladký homogenní válec} \tag{2.2}$$

$$C' = \frac{3+\nu}{8} \quad \text{pro válec s malou dírou} \tag{2.3}$$

$$C' \approx 1 \quad \text{pro tenkostěnnou trubku} \tag{2.4}$$

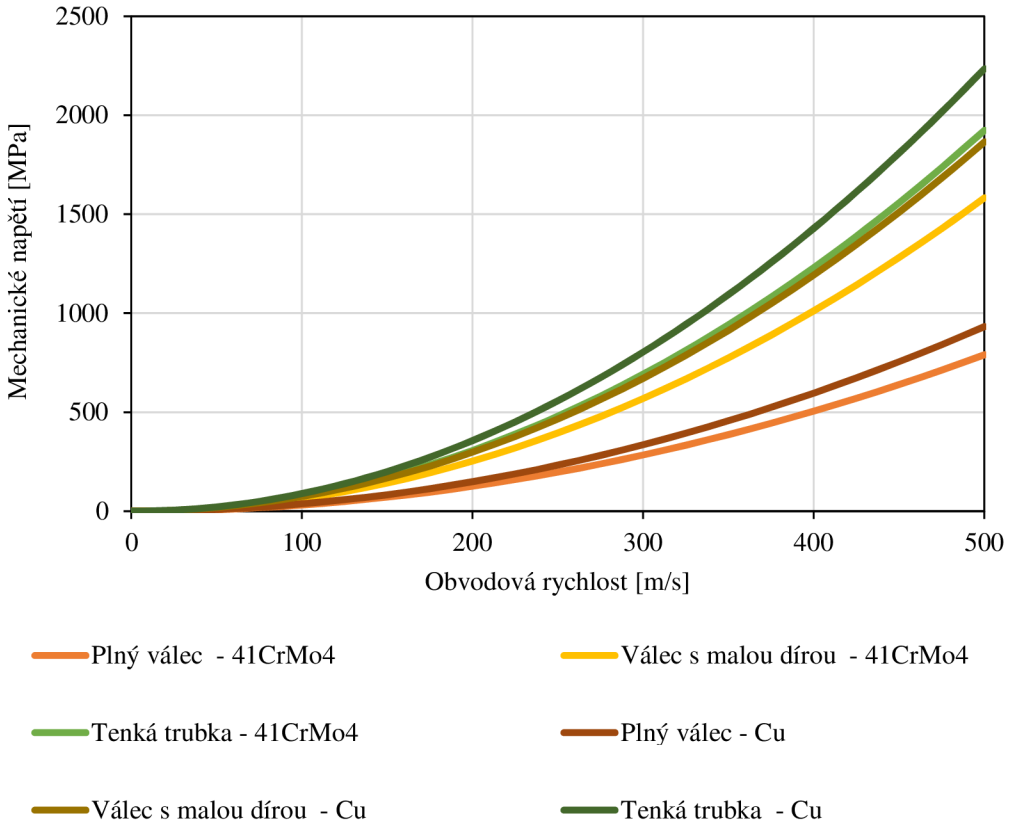
Pokud neuvažujeme při návrhu o rotoru z plného materiálu, má tento vztah především informativní význam. Tvrdí, že průměr rotoru je zejména omezen pevností použitého materiálu a úhlovou rychlostí, při které je stroj provozován. Případ namáhání tenkostěnné trubky může například modelovat měděnou vrstvu na rotoru z plného materiálu anebo kruhy nakrátko spojující rotorové tyče v čelech paketu.

Ze vztahu (2.1) plyne významný poznatek a to, že mechanické namáhání rotoru roste jak se čtvercem poloměru rotoru, tak i s jeho úhlovou rychlostí. Průměr rotoru a jeho obvodová rychlost musí být tedy volena s ohledem na pevnostní vlastnosti materiálů a případných spojů, které by byly použity ve struktuře rotoru.

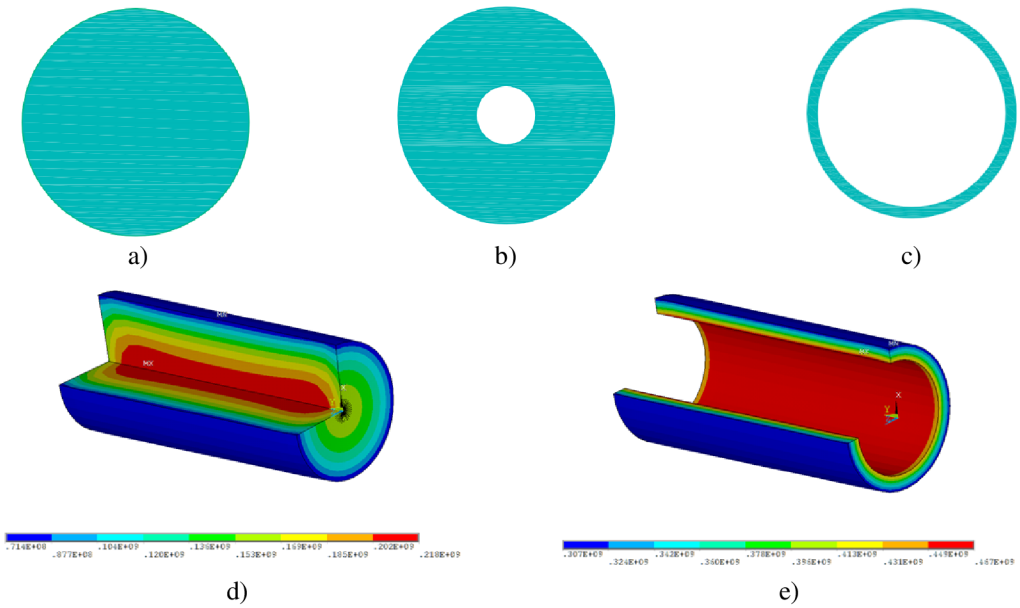
Nahrazením úhlové rychlosti ve vztahu (2.1) otáčkami a následně obvodovou rychlostí rotoru přechází vztah (2.1) do praktičtější podoby

$$\sigma_{max} = C' \rho v_s^2 \tag{2.5}$$

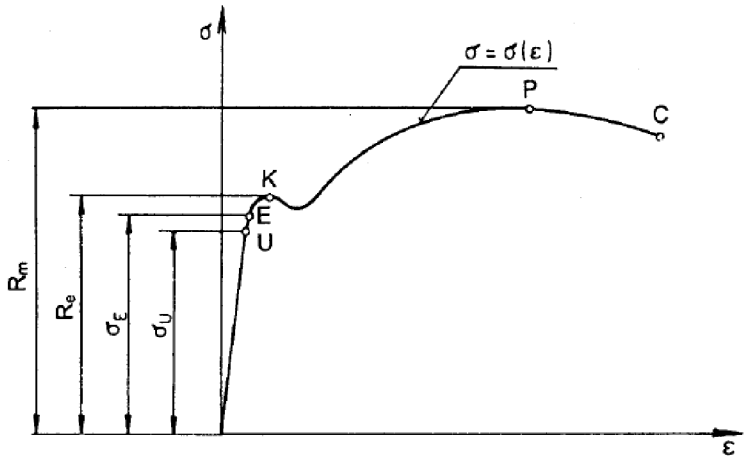
Z tohoto výrazu jsou pak na obr. 2.1 vyneseny křivky pro měď a ocel 41CrMo4. Z těchto křivek je patrné, že měď je namáhána více než ocel. To je dáno vyšší hustotou a vyšším Poissonovým poměrem pro měď. Maximální napětí je soustředěno v případě plného válce v jeho ose a v případě tenké trubky a válce s malou dírou po obvodě jejich vrtání obr. 2.2.



Obr. 2.1 Závislost mechanického napětí na obvodové rychlosti rotoru.



Obr. 2.2 Základní případy namáhaných těles a) plný válec b) válec a malou dírou c) tenkostěnná trubka d) rozložení mechanického napětí v plném válci e) rozložení mechanického napětí v tenkostěnné trubce.



Obr. 2.3 Pracovní diagram měkké oceli [37].

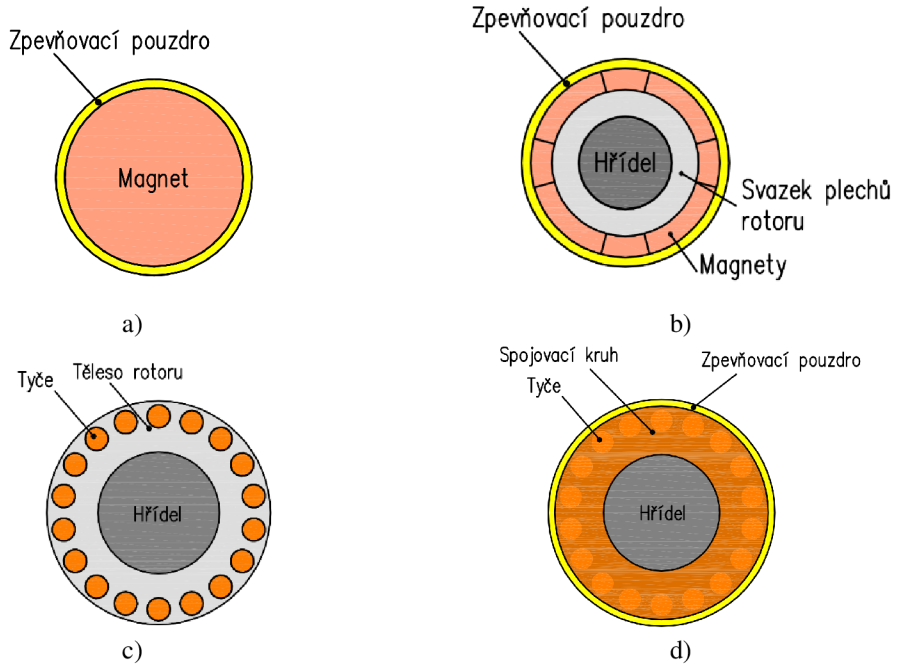
Na obr. 2.3 je znázorněn pracovní diagram měkké oceli. Tento diagram vyjadřuje závislost mezi napětím σ a poměrným prodloužením materiálu ε. Po překročení meze kluzu (bod K) dochází k prodlužování materiálu, a to i tehdy, pokud napětí poklesne nebo se nemění. Mez kluzu je při mechanickém návrhu rotoru brána jako maximální mechanické napětí, které se může ve struktuře rotoru objevit [37]. Mez kluzu pro 41CrMo4 je uváděna v rozsahu 350 až 550 MPa a pro čistou měď bývá uváděna pod 80 MPa.

2.1.2 Mechanické namáhání skutečných rotorů

Skutečný rotor vysokootáčkových strojů bývá až na čistě plný rotor vždy složitější než modelové topologie uvedené v předchozí stati. Samotné vzorce (2.1) až (2.4) převzaté z [36] nejsou tak vhodné pro návrhovou praxi vysokootáčkových strojů. Skutečný rotor totiž bývá většinou složen z dvou a více soustředných axiálně uložených symetrických válců. To je dáno i tím, že rotory vysokootáčkových strojů jsou často zpevňovány pomocí různých typů zpevňovacích pouzder nebo prstenců (viz. Kapitola 1). Uložení těchto válců bývá často realizováno s přesahem. Takové uložení generuje, jak bude ukázáno dále, navýšení mechanického napětí, kterému je struktura rotoru vystavena.

Pomineme-li topologie plných rotorů bez klece nakrátko, jsou nejběžnější topologie rotorů vyobrazeny na obr. 2.4. Je patrné, že rotory synchronních strojů obr. 2.4a a b jsou z hlediska topologie jednodušší než topologie indukčního stroje s klecí nakrátko obr. 2.4c a d. Nejjednodušší topologie synchronního stroje vznikne v případě plného rotačního magnetu umístěného ve zpevňovacím pouzdře obr. 2.4a. Takovýto rotor pak lze chápat jako dva soustředné axiálně uložené válce. Rotorové struktury synchronních strojů se stávají složitější v případě použití několika magnetů uložených na povrchu svazku plechů nebo hřídele. Takový to případ je ukázán na obr. 2.4b. Tento příklad už reprezentuje uložení 4 válců.

V případě indukčního stroje s klecí nakrátko je situace ještě složitější. Těleso rotoru, které bývá s přesahem uloženo na hřídeli obr. 2.4c má navíc otvory pro uložení tyčí rotorové klece. Tyto tyče představují koncentrátor napětí, který je obtížné analytickými vztahy s dostatečnou přesností podchytit. Samotný kruh nakrátko indukčního stroje pak může být opět složen díky zádržnému pouzdru z ještě více přes sebe uložených prstencových struktur obr. 2.4d.



Obr. 2.4 Topologie rotoru a) synchronního strojr s válcovým magnetem b) synchronního stroje s magnety na povrchu v Halbachově uspořádání c) a d) indukčního motoru s klecí nakrátko.

Odvození radiálního a tangenciálního namáhání ve struktuře několika koncentrovaných válců je obdobné jako pro jeden válec s vnitřní dírou. Podle [38] lze pro každý válec zavést stejné předpoklady týkající se posunutí, namáhání, materiálových zákonitostí. Radiální posunutí každého válce pomocí stejné diferenciální rovnice popisuje publikace [38] v následujícím tvaru:

$$u_j(r) = a_j r + \frac{b_j}{r} - \frac{1-\nu_j^2}{8E_j}\rho_j r^3 \Omega^2 \tag{2.6}$$

Hodnota integračních konstant a_j a b_j pro každý válec je pak odvozena pomocí radiálního namáhání a deformací na vnitřním a vnějším poloměru r_{ij} a r_{oj} [38]. Pro vnitřní válec (hřídel), je radiální napětí na vnitřní hraně rovno nule pro případ, kdy vnitřní poloměr je nenulový. V případě, že vnitřní poloměr vnitřního válce nabývá nulové hodnoty, musí mít radiální posunutí hodnotu nerovnou nekonečnu. Pro vnější průměr celé počítané sestavy musí radiální napětí zmizet. Zbývající rovnice jsou pak získány skrze posunutí a radiální napětí vnitřního válce, které musí být stejné jako vnějšího válce. Pro soustavu n koncentrických válců je tak potřeba 2n okrajových podmínek:

$$\begin{aligned} &u_1(0) \neq \infty \\ &\sigma_{r1}(r_{01}) = \sigma_{r2}(r_{i2}) \\ &r_{01} + u_1(r_{01}) = r_{i2} + u_2(r_{i2}) \\ &\sigma_{r2}(r_{02}) = 0 \end{aligned} \tag{2.7}$$

Okrajové podmínky pak mohou být použité pro výpočet namáhání v n válcích. Konstanty a_j a b_j vytvoří vektor x o délce 2n. Pro praktické použití uvedených vztahů je nutné dále využít kinematické rovnice rotující soustavy a inverzního Hookova zákona pro trojdimenzionální napjatost [37] v následujícím tvaru:

$$\varepsilon_r = \frac{\partial u(r)}{\partial r}; \qquad \varepsilon_t = \frac{u(r)}{r} \tag{2.8}$$

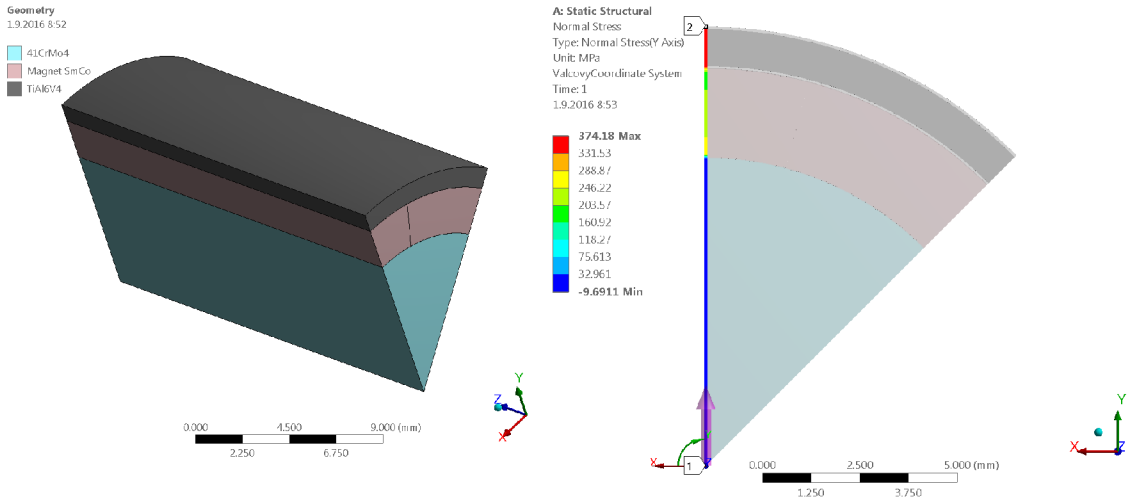
$$\varepsilon_r = \frac{1}{E}(\sigma_r - \nu\sigma_t); \qquad \varepsilon_t = \frac{1}{E}(\sigma_t - \nu\sigma_r); \qquad \varepsilon_z = \frac{-\nu}{E}(\sigma_r + \sigma_t) \tag{2.9}$$

Kombinací rovnic (2.6), (2.8), (2.9) a podmínek definovaných v (2.7), lze odvodit lineární soustavu rovnic pro libovolný počet *n* přes sebe uložených válců [38]. Matice A definující geometrické a materiálové parametry nabývá velikosti 2n×2n. Dodefinováním vektoru f o velikosti 2n, který zahrnuje externí zatížení, získáváme řešení ve tvaru:

$$\mathbf{Ax} = \mathbf{f} \tag{2.10}$$

soustava rovnic pro soustavu dvou válců je uvedena v [38]. Obdobně lze vypočítat namáhání pro jejich libovolný počet a vztahy pro výpočet soustavy tří válců jsou uvedeny v příloze A. Aplikací uvedených analytických vztahů lze relativně přesně počítat geometrie synchronních strojů, kde se zpravidla jedná o topologickou soustavu několika na sobě ležících válců.

Ověření vztahů uvedených v příloze A je provedeno na modelové topologii zobrazené na obr. 2.5. Magnety ze SmCo jsou uloženy volně na hřídeli z materiálu 41CrMo4. Přes magnety je s přesahem 0,05 mm nasazeno titanové zpevňovací pouzdro. Pro zjednodušení se předpokládá, že celý rotor se během provozu prohřeje na stejnou teplotu 200 °C. Uvažované materiálové parametry jsou uvedeny v tabulce 2.1.

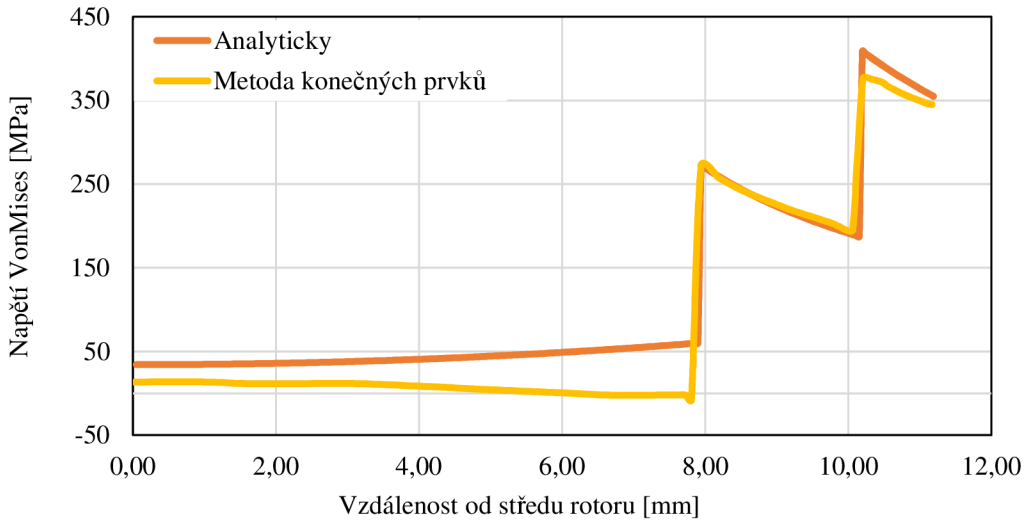


a) b)

Obr. 2.5 Rotor synchronního stroje s permanentními magnety a) popis materiálů jednotlivých částí rotoru b) namáhání rotoru ekvivalentním napětím VonMises.

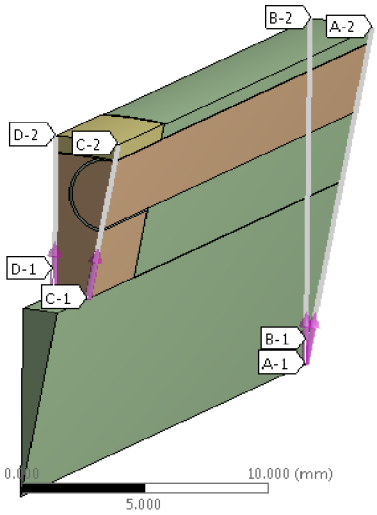
TABULKA 2.1 VSTUPNÍ PARAMETRY DO MODELOVÉHO VÝPOČTU.

	Modul pružnosti v tahu [N/m^2]	Poissonův poměr [-]	Hustota [kg/m^3]	Koeficient teplotní roztažnosti [10^{-6} /°C]	Mez kluzu [MPa]
Magnet - SmCo	$1{,}4\cdot10^{11}$	0,15	8300	0,402	760
Titan	$1{,}14\cdot10^{11}$	0,342	4430	17	1140
41CrMo4	$2{,}1\cdot10^{11}$	0,3	7720	12.5	760



Obr. 2.6 Srovnání napětí VonMises vypočteného v rotoru analyticky s metodou konečných prvků.

Vypočtený průběh napětí VonMises je vykreslený na obr. 2.6. Společně s ním je v tomto obrázku vykreslen i průběh z výpočtu pomocí metody konečných prvků v ANSYS Mechanical. Vypočtené průběhy se až na oblast hřídele shodují s vysokou přesností. Předložené analytické řešení namáhání geometrií synchronních strojů s permanentními magnety pro vysokootáčkové aplikace je tak plně dostačující pro orientační výpočet. Navýšení mechanického napětí na rozhraní hřídel – magnet je způsobeno teplotní roztažností obou materiálů. Magnet, který je pevně držen zádržným pouzdrem, se navíc roztahuje i směrem dovnitř a zvyšuje namáhání v této oblasti. Napětí v magnetu je tak působením rozhraní hřídel-magnet navýšeno a exponenciálně klesá s rostoucí vzdáleností od tohoto rozhraní. Další navýšení napětí je způsobeno uložením s přesahem zádržného pouzdra na magnetu. Je patrné, že právě na vnitřním povrchu zádržného pouzdra bude mechanické namáhání nabývat nejvyšší hodnoty. Velikost navýšení napětí v rozhraní magnet-zpevňovací pouzdro lze ovlivnit velikostí přesahu. Přesah musí být volen tak aby zajistil svou fixaci na magnetu v celém rozsahu otáček a zároveň aby zbytečně nezvyšoval namáhání v tomto přechodu. Optimalizací velikosti tohoto přesahu se zabývá publikace [39].



Obr. 2.7 Model rotoru s klecí nakrátko usazeným s přesahem na hřídel.

Výpočet mechanického namáhání v rotoru indukčního stroje je složitější ve srovnání s výše uvedeným rotorem s permanentními magnety. Pro analytický výpočet mohou být využity vztahy uvedené v této kapitole v kombinaci s koncentračními faktory uvedenými v [40]. V této práci nebude analytický výpočet pro svou složitost ukázán. Pro pochopení povahy namáhání rotoru s klecí nakrátko se popis omezí pouze na výsledky získané prostřednictvím metody konečných prvků.

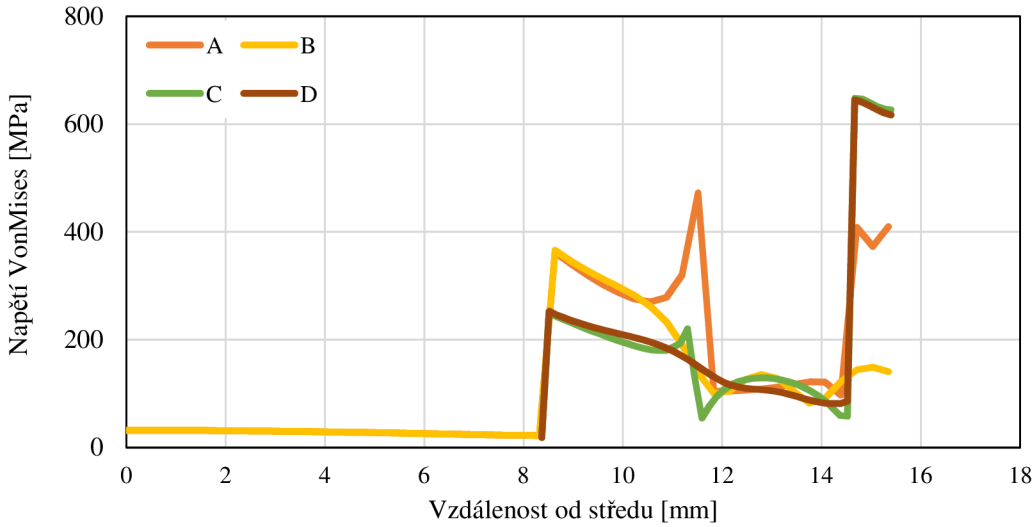
Model rotoru s klecí nakrátko v nejklasičtějším provedení je ukázán na obr. 2.7. V tomto modelu je tyč uložena s vůlí v tělese rotoru a v kruhu nakrátko. Spoj mezi kruhem nakrátko a tyčí je proveden prostřednictvím pájecí slitiny. Kruh nakrátko je zpevněn titanovým prostencem, který doléhá i na tyče. Těleso rotoru je s přesahem uloženo na hřídel. Mezi kruhem nakrátko a hřídelí je vůle umožňující axíalní pohyb klece nakrátko vlivem tepelné roztažnosti. Na tomto modelu jsou sledovány 4 trasy namáhání v radiálním směru:

- Trasa A → hřídel – tělěso rotoru – tyč – těleso rotoru
- Trasa B → hřídel – tělěso rotoru
- Trasa C → kruh nakrátko – tyč – titanové pouzdro
- Trasa D → kruh nakrátko – titanové pouzdro

Ekvivalentní napětí pro jednotlivé trasy je vyneseno v obr. 2.8. Napětí na jednotlivých trasách je dáno kombinací dříve popsaných případů.

Přesah hřídel–tělěso rotoru zvyšuje namáhání stejně jako tomu bylo v případě analýzy rotoru synchronního stroje s permanentími magnety. V oblasti díry v tělese rotoru dochází k nárůstu napětí, neboli jeho koncentraci. V tělěse rotoru je nejvíce namáhaným místem otvor pro tyč klece nakrátko.

Kruh nakrátko, který není s přesahem uložený na hřídel, se chová jako válec s dírou. Napětí je u něj koncentrováno na vnitřním povrchu díry tak jak tomu bylo u modelového případu na obr. 2.2e. Napětí pak klesá a je mírně zvýšeno až v otvoru pro tyč. Zde toto napětí není zvýšeno tolik jako v tělese rotoru. To je dáno jiným typem uložení tyče. Nejvyšší napětí je zde koncentrováno v bodě přesahu kruh nakrátko–titanové pouzdro. Navýšení napětí v tomto místě lze opět popsat stejně jako u synchronního stroje s permanentními magnety.

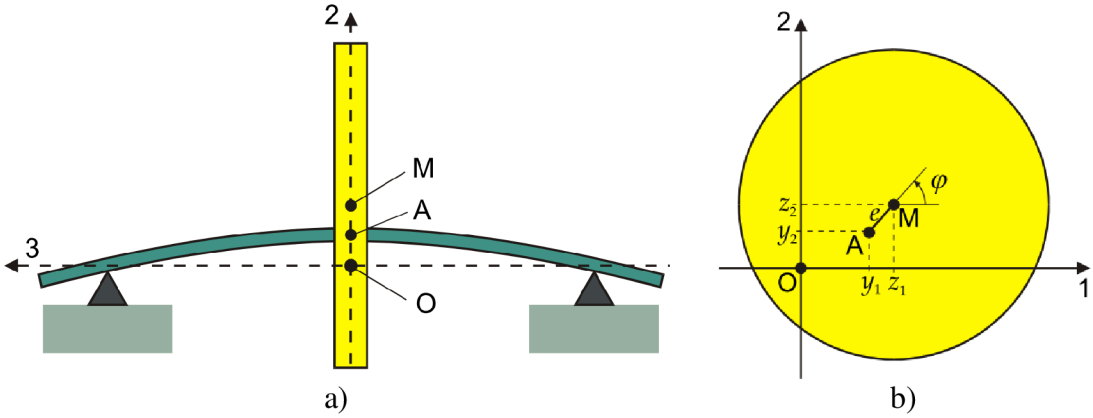


Obr. 2.8 Napětí VonMises ve skutečném rotoru (vypočteno v ANSYS Mechanical).

2.1.3 Dynamika vysokootáčkového rotoru

Zatímco průměr rotoru je limitován namáháním odstředivými silami, je délka rotoru omezena kritickými otáčkami. Při kritických otáčkách se motor dostává do mechanické rezonance. Kritické otáčky mohou být u vysokootáčkových motorů v jejich pracovním rozsahu otáček. Elektrický stroj nemůže být provozován na kritických otáčkách, nicméně pokud jsou kritické otáčky rychle přejety, amplituda vibrací nemusí stihnout vzrůst nad únosnou mez.

Pro pochopení skutečných rotorů, včetně jejich kritických otáček a gyroskopických efektů se používá rotorových modelů. Jedním z nich je Jeffcottův rotor publikovaný v roce 1919 Henry Jeffcottem. Jeffcotův rotor na obr. 2.9a a je tvořen tuhým diskem, který rotuje danou úhlovou rychlostí. Hřídel je nehmotná, poddajná a uložena ve dvou ložiscích.



Obr. 2.9 Jeffcotův rotor [41].

Jeffcotův rotor se pohybuje pouze v ose 1 a 2 (obr.2.9b). Jeho těžiště se nachází v bodě M a hřídel jím prochází v bodě A. Proměnné (y1, y2) určují střed hřídele, proměnné (z1, z2) určují těžiště M. Vztah mezi těmito proměnnými na základě obr. 2.9b je následující:

$$z_1 = y_1 + e \cdot cos\varphi;\ z_2 = y_2 + e \cdot sin\varphi \tag{2.12}$$

Na disk působí síly dané momentem setrvačnosti jeho hmoty, pružností hřídele, viskózním tlumením jeho okolí a gravitací. Rovnice pohybu:

$$\begin{aligned} m_m \frac{d^2 z_1}{dt^2} &= -ky_1 - d\frac{dy_1}{dt} \\ m_m \frac{d^2 z_2}{dt^2} &= -ky_2 - d\frac{dy_2}{dt} - m_m g \end{aligned} \tag{2.13}$$

Pro zjednodušení je předpokládáno, že tlumící síly působí na bod A. Dále se problém zjednodušuje předpokladem konstantní úhlové rychlosti rotoru. V dalším kroku jsou za z_1 a z_2 na levé straně rovnice (2.13) dosazeny rovnice (2.12):

$$\begin{aligned} m_m \left(\frac{d^2 y_1}{dt^2} + \frac{d^2(e \cdot cos\varphi)}{dt^2} \right) &= -ky_1 - d\frac{dy_1}{dt} \\ m_m \left(\frac{d^2 y_1}{dt^2} + \frac{d^2(e \cdot sin\varphi)}{dt^2} \right) &= -ky_2 - d\frac{dy_2}{dt} - m_m g \end{aligned} \tag{2.14}$$

Další úpravou na levé straně dostáváme:

$$m_m\left(\frac{d^2y_1}{dt^2}-e\frac{d^2\varphi}{dt^2}-e\left(\frac{d\varphi}{dt}\right)^2 cos\varphi\right)=-ky_1-d\frac{dy_1}{dt}$$
$$m_m\left(\frac{d^2y_1}{dt^2}-e\frac{d^2\varphi}{dt^2}-e\left(\frac{d\varphi}{dt}\right)^2 cos\varphi\right)=-ky_2-d\frac{dy_2}{dt}-m_mg \tag{2.15}$$

Protože po zjednodušení uvažujeme konstantní otáčky tak platí následující vztahy:

$$\varphi=\Omega t;\ \frac{d\varphi}{dt}=\Omega;\ \frac{d^2\varphi}{dt^2}=0 \tag{2.16}$$

Pak vztah (2.15) přechází do zjednodušené podoby:

$$m_m\frac{d^2y_1}{dt^2}+d\frac{dy_1}{dt}+ky_1=m_me\Omega^2cos\Omega t$$
$$m_m\frac{d^2y_2}{dt^2}+d\frac{dy_2}{dt}+ky_2=m_me\Omega^2cos\Omega t-mg \tag{2.17}$$

Pro ustálený stav:

$$y_1(t)=rcos(\Omega t-\varepsilon);\ y_2(t)=rsin(\Omega t-\varepsilon)-y_g \tag{2.18}$$

Kde proměnná r v této rovnici označuje poloměr kružnice, na níž obíhá bod A rotoru:

$$r=\frac{m_mecos\Omega^2}{\sqrt{(k-m_m\Omega)^2+(d\Omega)^2}};\quad \varepsilon=arctan\frac{d\Omega}{k-m_m\Omega^2};\quad y_g=\frac{m_mg}{k} \tag{2.19}$$

Vlastní úhlová frekvence a tlumení rotoru jsou dány:

$$\omega_n=\sqrt{\frac{k}{m_m}};\quad D=\frac{d\omega_n}{2k} \tag{2.20}$$

Na obr. 2.10 je vynesena závislost amplitudy výchylky středu kotouče, daná rovnicí (2.19) na poměru úhlové frekvence rotoru a jeho vlastní úhlové frekvence. Je patrné, že amplitudy kmitání jsou úměrné excentricitě e (obr. 2.9) a závislé na úhlové rychlosti Ω. Hodnota r/e je stejná v pravé části diagramu pro všechny křivky a je dána excentricitou. V oblasti, kde úhlová frekvence rotoru se rovná vlastní úhlové frekvenci rotoru roste výchylka nad všechny meze. Tento stav je nebezpečný a tyto otáčky jsou značeny jako kritické otáčky rotoru.

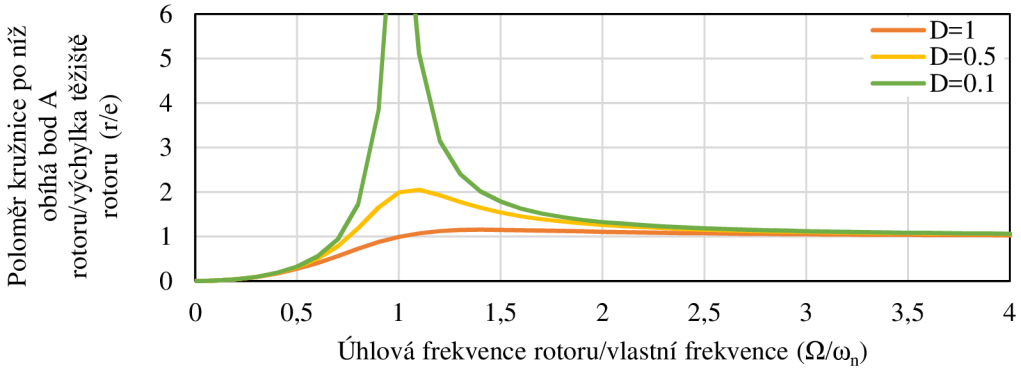
Protože tlumení hřídele je malé, dokonce i malé nevyvážení může budit vibrace o velké amplitudě v blízkosti kritických otáček. Elektrický stroj nemůže být běžně provozován na kritických otáčkách. Nicméně pokud jsou rychle překonány, nemají vibrace dostatek času, na to, aby se dostaly nad bezpečnou mez. Tlumení systému může být například zvýšeno pomocí ložisek. O rotorové dynamice podrobněji pojednává [41], [42].

Empiricky lze podle Wiarta (1982) [43] vyjádřit maximální délku rotoru, která zaručuje práci pod prvními kritickými otáčkami určit následovně:

$$l_{max}^2=\frac{\pi}{k_{bez}\Omega}\sqrt{\frac{EJ_m}{\rho S_{val}}} \tag{2.11}$$

Při uvažování masy samotného rotoru pracovní rozsah otáček stroje obvykle leží pod kritickými otáčkami. Protože je reálný rotor umístěný na hřídel otáčející se v ložiscích, na jejímž volném konci je připojená zátěž, mohou kritické otáčky klesnout až

do pracovního rozsahu stroje. Pro přesné určení kritických otáček je tedy nutná znalost konstrukce stroje a charakteru zátěže. Precizní návrh vysokootáčkového motoru tedy probíhá s ohledem na připojenou zátěž.



Obr. 2.10 Závislost výchylky těžiště a středu hřídele na poměru úhlové frekvence na vlastní úhlové frekvenci rotoru.

2.2 Aspekty elektromagnetického návrhu a modelování

2.2.1 Elektromagnetický návrh vysokootáčkového stroje

Proces elektromagnetického návrhu elektrického stroje, prezentovaný v této práci, sleduje diagram ukázaný na obr. 2.11. Tento návrhový postup je založen na publikaci [36]. V následujících odstavcích jsou jednotlivé kroky podrobněji popsány.

Při návrhu elektrických strojů se v prvním kroku navrhují základní rozměry stroje, které jsou závislé na zvoleném elektromagnetickém zatížení stroje. To je vyjádřeno obvykle magnetickou indukcí a proudovou hustotou. Maximální hodnoty těchto veličin jsou relativně konstantní, a jsou dány saturací magnetických materiálů a povoleným oteplením stroje. Zatížení stroje je úzce spjato se ztrátami stroje, které pak společně s chlazením stanovují horní hranici pro trvalý výkon, který lze ze stroje o daném objemu získat. Vnitřní zdánlivý výkon pro m-fázový stroj a předpokladu sinusového průběhu magnetické indukce ve vzduchové mezeře lze podle [36] vyjádřit následovně:

$$S_i = mU_iI = m\frac{\omega}{\sqrt{2}}N\xi_v\phi_mI = m\frac{\omega}{\sqrt{2}}N\xi_v\frac{2}{\pi}\frac{\pi D_r}{2p}B_\delta l\frac{A_{rms}\pi D_r}{2Nm} = \frac{\omega}{\sqrt{2}}\xi_v\frac{2}{\pi}\frac{\pi D_r}{2p}B_\delta l\frac{A_{rms}\pi D_r}{2} \tag{2.21}$$

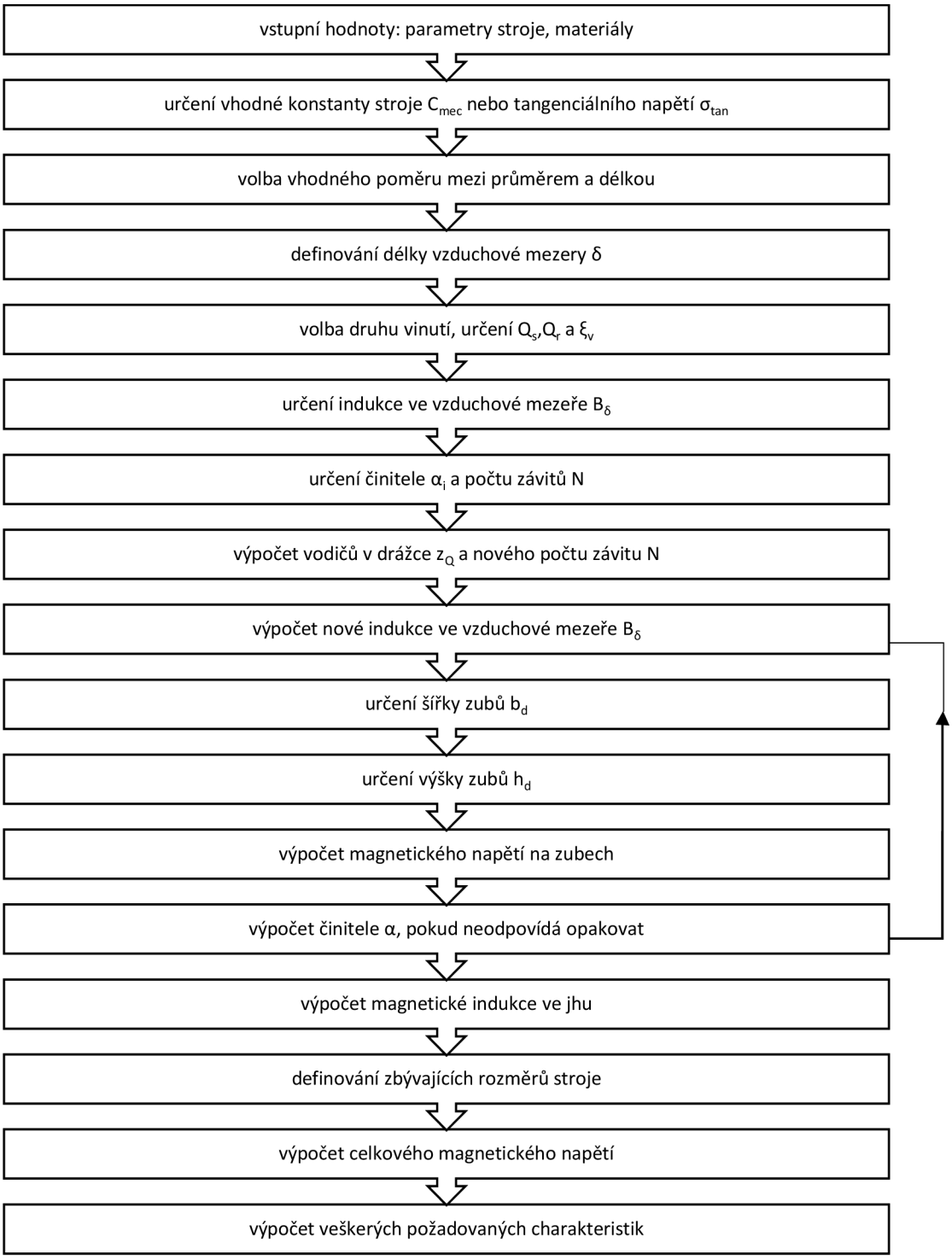
Za předpokladu $\omega=2p\pi n_{syn}$ rovnice přechází do tvaru:

$$S_i = \frac{\pi^2}{\sqrt{2}}\xi_vA_{rms}B_\delta D_r^2 ln_{syn} = CD_r^2 ln_{syn} \tag{2.22}$$

Výsledný tvar zavádí konstantu C, nazývanou jako konstanta stroje. Objem dosazovaný ve vzorci se obvykle bere jako objem rotoru. Rovnice (2.22) lze použít pro vyjádření mechanické konstanty stroje, která je dána mechanickým výkonem na hřídeli:

$$P_{mec} = m\eta cos\varphi UI = \eta cos\varphi\frac{U}{U_i}S_i = C_{mec}D_r^2 ln_{syn} \rightarrow C_{mec} = \frac{P_{mec}}{D_r^2 ln_{syn}} \tag{2.23}$$

Z této rovnice může být na základě znalosti vhodné mechanické konstanty stroje dopočten vnější průměr rotoru anebo jeho délka. Mechanické konstanty dobře navržených strojů jsou empirickou znalostí, získanou z již dříve vyrobených elektromotorů daného typu a výkonu.



Obr. 2.11 Proces elektromagnetického návrhu elektrického stroje podle [36].

Další možností určení rozměrů rotoru plyne z tangenciálního napětí působícího na povrchu rotoru. Tangenciální napětí je důležitým parametrem elektrického stroje, který říká jak efektivně je využita plocha vzduchové mezery. Hodnotu tangenciálního napětí lze volit na základě doporučených hodnot [36]. Objem rotoru se pak vypočítá následovně:

$$\sigma_{Ftan} = \frac{M}{r_r S_r} = \frac{M}{2\pi r_r^2 l} = \frac{M}{2V_r} \rightarrow V_r = \frac{M}{2\sigma_{Ftan}} \tag{2.24}$$

Třetí možností, jak určit hlavní rozměry vysokootáčkového stroje je vyjít z obvodové rychlosti rotoru. Ta je omezena pevnostními limity rotoru a návrh touto metodou tyto limity respektuje. Pro průměr rotoru pro dané otáčky a obvodovou rychlost platí:

$$D_r = \frac{v_s 60}{\pi n_s} \tag{2.25}$$

kde v_s je v tomto vzorci obvodová rychlost rotoru. Délka svazku pak bývá volena pomocí mechanické konstanty nebo tangenciálního napětí s ohledem na kritické otáčky rotoru, ale rovněž i na magnetickou indukci v jednotlivých částech magnetického obvodu a chlazení stroje.

Po stanovení hlavních rozměrů pokračuje návrh výpočtem radiální délky vzduchové mezery. Vzduchová mezera u vysokootáčkových strojů je zpravidla delší než u motorů pro střední a nízké otáčky. To je dáno dvěma skutečnostmi. S rostoucí vzduchovou mezerou klesají ztráty vířivými proudy v plné struktuře rotoru a rovněž klesají i ztráty třením rotoru o vzduch ve vzduchové mezeře. Na druhou stranu rostoucí vzduchová mezera snižuje účiník, takže je třeba nalézt její optimální velikost. Patent US005473211A [44] uvádí, na základě uvážení výše zmíněných skutečností, empirický výraz pro určení délky vzduchové mezery následovně:

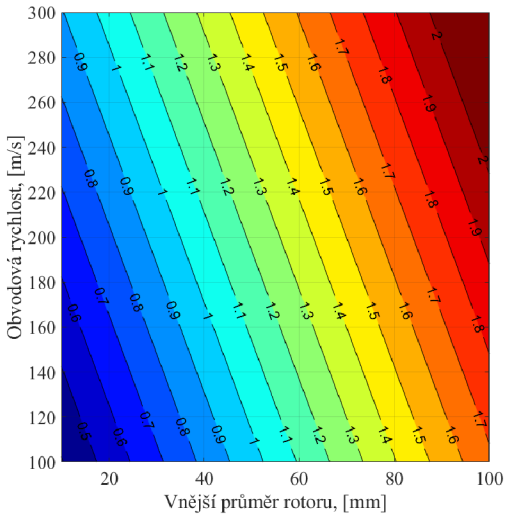
$$\delta = A + \frac{D_r}{B} + \frac{v_s}{C} \tag{2.26}$$

kde dosazujeme

A konstanta volená v preferovaném rozsahu 0,7 mm – 1,5 mm, doporučeně 1 mm.

B konstanta volená v preferovaném rozsahu 50 mm – 100 mm, doporučeně 70 mm.

C konstanta volená v preferovaném rozsahu 300 m/s – 600 m/s, doporučeně 400 m/s.



Obr. 2.12 Závislost radiální délky vzduchové mezery v milimetrech na vnějším průměru rotoru a jeho obvodové rychlosti podle rovnice (2.26).

Zvolená mezera na základě tohoto vztahu by měla podle [43] umožnit, aby při vhodné volbě dalších rozměrů dosahoval vysokootáčkový motor vysoké účinnosti. Vypočtená radiální délka vzduchové mezery v závislosti na vnějším průměru rotoru a

obvodové rychlosti rotoru, dle rovnice (2.26) a uvedené doporučené hodnoty, je ukázána v grafu na obr. 2.12.

V dalším kroku, kdy je již známo vrtání statoru, je zvolen počet statorových a rotorových drážek. Obecně platí, že čím ve více drážkách je uloženo statorové vinutí, tím více obdržíme sinusový průběh magnetické indukce ve vzduchové mezeře. Počet statorových drážek se rovněž volí s ohledem na drážkovou rozteč, která by se měla u indukčních strojů pohybovat dle [36] v rozmezí 7-45 mm. Drážková rozteč se počítá ze vztahu:

$$\tau_{us} = \frac{\pi(D_r + \delta)}{Q_s} \tag{2.27}$$

$$\tau_{ur} = \frac{\pi D_r}{Q_r} \tag{2.28}$$

Počet rotorových drážek se rovněž musí volit v doporučené kombinaci s daným počtem statorových drážek. Tabulky vhodných kombinací vzhledem k vyšším harmonickým složkám ve vyvíjeném momentu a generovaného hluku mohou být nalezeny v [36]. Rovněž lze určit počet rotorových drážek pomocí empirického vzorce [36], který platí pro případ, že jsou drážky zešikmeny o jednu rozteč statorových drážek:

$$Q_r = Q_s + 4p \tag{2.29}$$

V tomto kroku je rovněž nutné zvolit vhodný druh vinutí statoru. Ve vysokootáčkových motorech se obvykle preferuje dvojvrstvé vinutí se zkráceným krokem 5/6 [24], [19], [45]. Po volbě vinutí se výpočtem určí činitel vinutí:

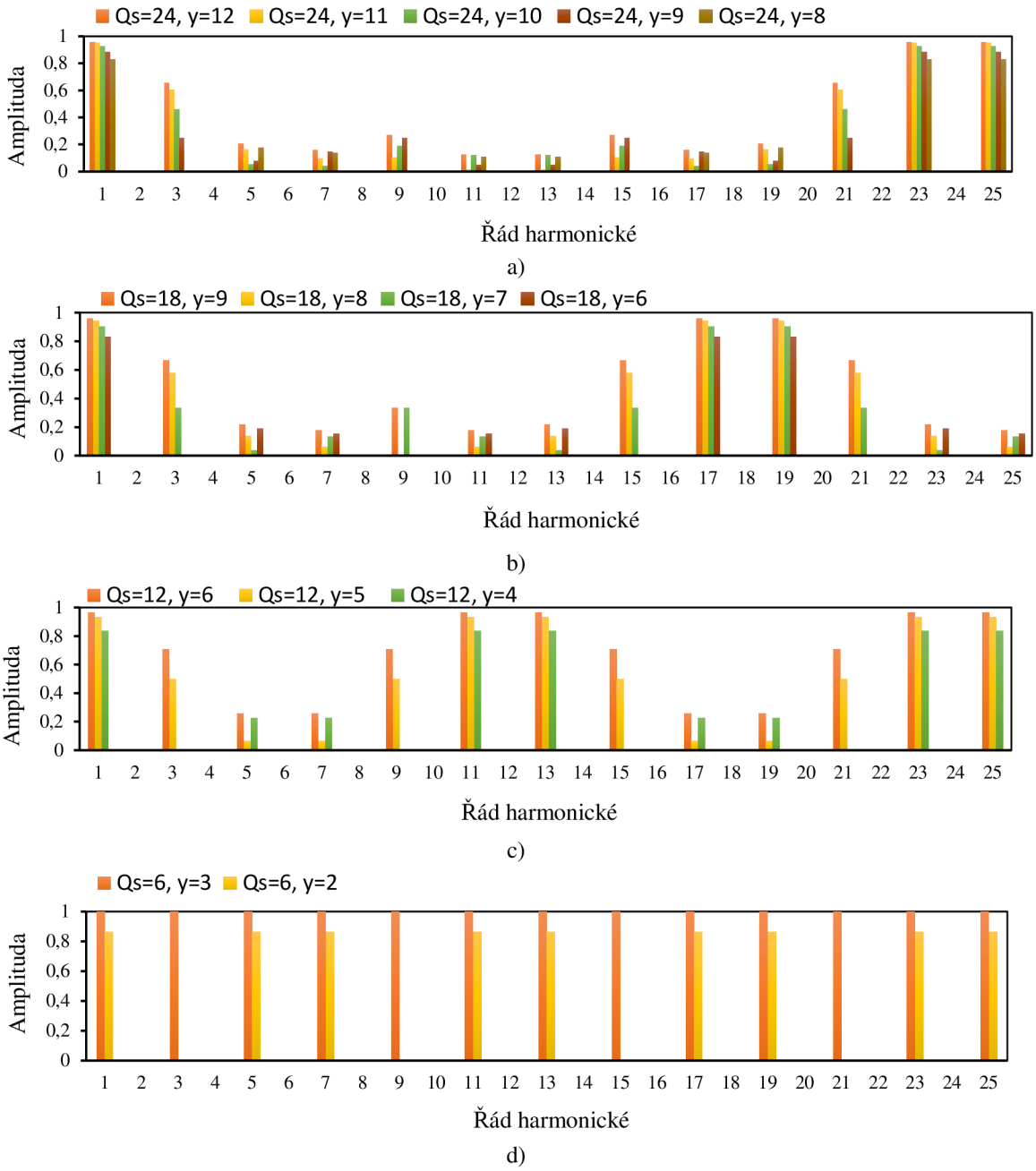
$$\xi_v = sin\left(v\frac{\pi}{2}\right)\frac{sin\left(qv\frac{\beta}{2}\right)}{qsin\left(v\frac{\beta}{2}\right)} \tag{2.30}$$

Použitím dvouvrstvého vinutí je možné díky zkrácení kroku některé harmonické složky magnetické indukce ve vzduchové mezeře potlačit. Pro porovnání jednotlivých vinutí je na obr. 2.13 uveden přehled zastoupení činitelů vinutí pro prvních 25 harmonických složek pro všechny varianty možných drážkových nezlomkových vinutí s počtem drážek Q_s=6, 12, 18 a 24. Počet drážek je omezen drážkovou roztečí. S rostoucím počtem drážek klesá drážková rozteč a rovněž klesá i šířka zubu statoru. Stator s úzkými statorovými zuby je z hlediska výroby složitější. Také je nutné uvědomit si, že v závislosti na technologii výroby plechů dochází k rozdílné míře degradace magnetických vlastností v okolí jeho opracování. Úzké zuby tak mohou vlivem technologie výroby zcela ztratit své původní vlastnosti a chovat se jako nemagnetická ocel. V publikaci [36] je doporučována nejmenší drážková rozteč τ_{us}= 7 mm.

Důležitým krokem v návrhu je volba indukce ve vzduchové mezeře. V asynchronních vysokorychlostních motorech se pohybuje v rozmezí 0,33 – 0,45 T [24] a u synchronních vysokootáčkových motorů s permanentními magnety v rozmezí 0,43 – 0,48 T [24]. Důvodem pro nižší hladinu indukce ve vysokootáčkových motorech jsou vysoké kmitočty napájecích napětí, které mohou způsobovat značné ztráty v železe.

Poměr mezi indukovaným napětím statoru k jmenovitému napětí je podle [4] a [14] pro motory přibližně 0,96 – 0,98. Ze znalosti této hodnoty je možné určit počet závitů statoru:

$$N = \frac{0{,}96\ \sqrt{2}\ U_s}{\omega\xi_v\alpha_i B_\delta \tau_p l} \tag{2.31}$$



Obr. 2.13 Srovnání činitele vinutí pro vinutí s různým drážkovým krokem značeným jako *y* a různým počtem drážek statoru a) Q_s=24 b) Q_s=18 c) Q_s=12 d) Q_s=6.

Kde α_i je poměr mezi střední a maximální hodnotou magnetické indukce ve vzduchové mezeře. V tomto kroku je předpokládán sinusový průběh B_δ, a proto $\alpha_i = 2/\pi$.

Počet vodičů v drážce je určen z počtu závitů N:

$$z_Q = \frac{2am}{Q_S} N \tag{2.32}$$

Pokud počet vodičů vychází jako necelé číslo, je třeba zaokrouhlit na nejbližší celé číslo. Pokud by bylo potřeba provést zaokrouhlení, je nutné znovu přepočítat celkový počet závitů ve fázi N a rovněž i B_δ.

Pokud by byla velikost magnetické indukce v zubech statoru a rotoru volena jako u standardních strojů, vedlo by to k vysokým ztrátám v železe. Proto jsou vhodně voleny

hodnoty nižší. Na základě zvolené hodnoty magnetické indukce v zubech statoru a rotoru jsou pak vypočteny jejich šířky:

$$b_{ds} = \frac{B_\delta}{B_{zs}} \tau_{us} \tag{2.33}$$

$$b_{dr} = \frac{B_\delta}{B_{zr}} \tau_{ur} \tag{2.34}$$

Pro určení rozměrů statorové a rotorové drážky se zvolí proudová hustota např. z tabulek uvedených v [36]. Proud statoru a rotoru je určen vztahem:

$$I_s = \frac{P}{mU_s \eta cos\varphi} \tag{2.35}$$

$$I_r = \frac{z_Q Q_S}{aQ_r} I_s cos\varphi \tag{2.36}$$

Kde účinnost a účiník je dosazen na základě znalosti těchto parametrů u podobného již navrženého stroje nebo zvolen dle vstupních hodnot návrhu. Průřez vodičů a drážek lze vypočítat pomocí vztahů:

$$S_{cs} = \frac{I_s}{n \ a \ J} \tag{2.37}$$

$$S_{cus} = \frac{n \ z_Q \ S_{cs}}{k_{cus}} \tag{2.38}$$

Počet drátů n, ze kterého je složen vodič, je volen s ohledem na snadné vinutí statoru. Je to dáno tím, že vodiče velkých průřezů se špatně vinou. Činitel plnění drážky k_{cus}, záleží na typu vinutí, izolaci vinutí a dalších izolačních materiálů v drážce, jejichž velikost je určena napájecím napětím statoru. Podle [36] se pohybuje typicky v rozsahu 0,5 – 0,7. Použitý průřez vodiče rovněž ovlivňuje otevření statorové drážky. To může být určeno podle [46]:

$$b_1 = (d_{cu} + 2v + 0{,}5)mm \tag{2.39}$$

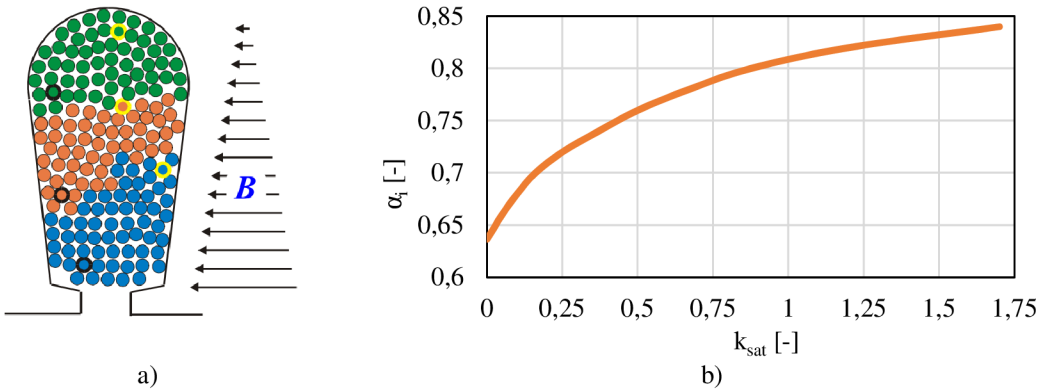
kde *v* označuje v tomto vzorci tloušťku drážkové izolace. S ohledem na průběh magnetické indukce ve vzduchové mezeře by bylo výhodné mít drážkové otevření b_1 co nejmenší, což by znamenalo rozdělení vodiče v co nejvíc tenkých drátů. V takovém případě ovšem každý drát díky rozptylovým tokům obr. 2.14a „obklopuje“ jiný magnetický tok. To má za následek to, že reaktance a rovněž i indukované napětí se liší drát od drátu [47]. Tímto vznikají cirkulační proudy mezi jednotlivými dráty. Tomuto jevu se dá zabránit pouze dokonalou transpozicí drátů, například v čelech vinutí. Avšak transpozice desítek paralelních drátů je poměrně náročná.

Na základě znalosti průřezu drážky statoru a rotoru jsou dopočteny výšky drážek s ohledem na izolační přírůstky. Následuje výpočet magnetických napětí potřebných pro protlačení toku přes zuby statoru U_{mds}, rotoru U_{mdr} a vzduchovou mezeru $U_{m\delta e}$. Z těchto napětí je poté určen saturační faktor:

$$k_{sat} = \frac{U_{mds} + U_{mdr}}{U_{m\delta e}} \tag{2.40}$$

Z křivky obr. 2.14b se pak odečte činitel aritmetického průměru magnetické indukce ve vzduchové mezeře αi. Čím více jsou zuby statoru a rotoru syceny, tím je činitel α_i větší. Pokud činitel α_i vyjde jiný, než jaký byl zvolen v předchozích krocích, je nutné se vrátit zpět a znovu určit magnetickou indukci ve vzduchové mezeře s novým α_i. Pak opětovně určit rozměry drážek a magnetických napětí a nový činitel α_i. Tento postup

opakujeme tak dlouho, dokud α_i dosazovaná do výpočtu magnetické indukce ve vzduchové mezeře, neodpovídá činiteli α_i odečtenému z křivky obr. 2.14b.



Obr. 2.14 a) ukázka vinutí statoru složeno z mnoha dílčích vodičů [48] b) závislost činitele aritmetického průměru magnetické indukce ve vzduchové mezeře na saturačním faktoru.

Magnetická indukce pro jho statoru a rotoru je zvolena opět nižší než pro standardní motory. Z určených velikostí indukcí je pak vypočten rozměr statorového jha, a tím i vnější průměr statoru D_{se}. Nyní je již možné dopočítat magnetické napětí jha statoru U_{mys} a rotoru U_{myr}.

Po výše uvedených krocích jsou již všechny rozměry stroje určeny. Z těchto rozměrů lze dále dopočítat pomocí analytických vztahů uvedených v [36], [47] veškeré požadované charakteristiky stroje. Případně je možné k výpočtu parametru stroje použít software jako například SPEED, RMXprt. Poté, na základě vypočtených charakteristik stroje je na konstruktérovi, aby se rozhodl, zda je s výslednými parametry spokojen. V případě, že nikoliv je možné postup návrhu opakovat, přičemž by se zvolila například jiná velikost vzduchové mezery nebo velikosti sycení. Další možností je v již zmíněných programech ladit rozměry na vytvořeném modelu stroje, a to tak dlouho dokud výstupní parametry nebudou odpovídat požadavkům kladeným na elektromagnetické vlastnosti stroje.

2.2.2 Efekty harmonických složek magnetické indukce

Vyšší harmonické složky magnetické indukce ve vzduchové mezeře jsou hlavním zdrojem ztrát vířivými proudy v plných rotorech. Tyto vyšší harmonické složky jsou generovány především drážkováním statoru. Obecně existují dva zdroje vyšších harmonických složek v elektrických strojích souvisejících s drážkováním. První jsou vyšší harmonické složky způsobené koncentrováním vodičů do drážek. Pro průběh magnetické indukce ve vzduchové mezeře elektrického stroje byl v publikaci [48] odvozen následující vztah:

$$B(\phi,t) = \frac{\mu_0 pqN}{\pi\delta} i \sum_{v=0}^{\infty} \left\{ \frac{1}{2vm-1} sin\left[(2vm-1)p\frac{\alpha}{2}\right] \frac{sin\frac{1}{2}(2vm-1)pq\beta}{qsin\frac{1}{2}(2vm-1)p\beta} cos[(2vm-1)p\phi+\omega_s t] + \frac{1}{2vm+1} sin\left[(2vm+1)p\frac{\alpha}{2}\right] \frac{sin\frac{1}{2}(2vm+1)pq\beta}{qsin\frac{1}{2}(2vm+1)p\beta} cos[(2vm+1)p\phi-\omega_s t] \right\} \quad (2.41)$$

Počet drážek statoru je dán výrazem Q_s=2mpq. Volbou v=q v (2.41) jsou extrahovány dvě harmonické složky:

$$B(\phi,t) = \frac{\mu_0 pqN}{\pi\delta} i \left\{ \frac{p}{Q_s - p} sin\left[(Q_s - p)\frac{\alpha}{2}\right] \frac{sin\frac{1}{2}(Q_s - 1)q\beta}{qsin\frac{1}{2}(Q_s - 1)\beta} cos[(Q_s - p)\phi + \omega_s t] + \frac{1}{Q_s + p} sin\left[(Q_s + p)\frac{\alpha}{2}\right] \frac{sin\frac{1}{2}(Q_s + 1)q\beta}{qsin\frac{1}{2}(Q_s + 1)\beta} cos[(Q_s + p)\phi - \omega_s t] \right\} \tag{2.42}$$

Tyto harmonické složky souvisí s diskrétním rozložením proudové hustoty v drážkách. Z rovnice plyne lineární závislost těchto složek na proudu statoru. Zdroj vyšších harmonických složek způsobených koncentrováním vodičů do drážek je tedy závislý na zatížení stroje. První vyšší harmonická složka rotuje proti směru rotace první harmonické magnetické indukce a druhá ve směru.

Druhým zdrojem harmonických složek je drážkování, které způsobuje variaci permeance. Tento zdroj vyšších harmonických složek v magnetické indukci bývá typicky předpokládán jako nezávislý na zatížení. Předpokládejme, že magnetické napětí je sinusově rozloženo ve vzduchové mezeře:

$$U_m(\phi,t) = U_{ma} cos(p\phi - \omega_s t) \tag{2.43}$$

Magnetická vodivost vzduchové mezery se skládá z konstantní části a proměnné části způsobené drážkováním:

$$\lambda(\phi,t) = \lambda_0 + \lambda_1 \cos(Q_s\phi) + \cdots \tag{2.44}$$

Pak pro magnetickou indukci ve vzduchové mezeře lze napsat rovnici v následujícím tvaru:

$$\begin{aligned} B(\phi) = \lambda U_m = [\lambda_0 + \lambda_1 cos(Q_s\phi)] U_{ma} cos(p\phi - \omega_s t) = \\ \lambda_0 U_{ma} cos(p\phi - \omega_s t) + \lambda_1 U_{ma} cos(Q_S\phi) cos(p\phi - \omega_s t) = \\ \lambda_0 U_{ma} cos(p\phi - \omega_s t) + \frac{1}{2}\lambda_1 U_{ma} cos[(Q_s + p)\phi - \omega_s t] + \\ \frac{1}{2}\lambda_1 U_{ma} cos[(Q_s - p)\phi + \omega_s t] \end{aligned} \tag{2.45}$$

První výraz rovnice může být identifikován jako základní harmonická složka magnetické indukce, ale zbývající dvě jsou způsobeny drážkováním:

$$B(\phi,t) = \frac{1}{2}\lambda_1 U_{mp} cos[(Q_s + p)\phi - \omega_s t] + \frac{1}{2}\lambda_1 U_{mp} cos[(Q_s - p)\phi + \omega_s t] \tag{2.46}$$

A po úpravě:

$$B_S^S(\phi^S,t) = B_+ cos[(Q_s + p)\phi - \omega_s t] + B_- cos[(Q_s - p)\phi + \omega_s t] \tag{2.47}$$

Drážkové harmonické mají stejný řád a frekvenci jako drážkové harmonické buzené diskrétní distribucí vodičů do drážek. To znamená, že tyto dva páry vyšších harmonických složek s rozdílným původem se budou na sebe superponovat. Nicméně, znaménka amplitud harmonických způsobených permeanci jsou shodná, zatímco jsou rozdílná pro harmonické složky rozložení vodičů v drážkách. To znamená, že první celková harmonická dána superpozicí klesá v závislosti na zatížení stroje, zatímco druhá roste.

Vztah (2.47) je uveden ve statorových souřadnicích, zatímco rotor je vystaven drážkovým harmonickým složkám v rotorových souřadnicích. Proto je nutné převedení

tohoto vztahu do rotorového referenčního rámce. Pro převedení se využije následující transformační rovnice:

$$\phi^r = \phi - (1-s)\frac{\omega_s}{p}t \text{ tedy } \phi = \phi^r + (1-s)\frac{\omega_s}{p}t \tag{2.48}$$

Transformační rovnice je dosazena do vztahu (2.47):

$$\begin{aligned} &B_{Qs} = \\ &\frac{1}{2}\lambda_1 U_{mp}\left\{cos\left[(Q_s+p)\left(\phi^r + (1-s)\frac{\omega_s}{p}t\right) - \omega_s t\right] + \right. \\ &\left.\left[(Q_s-p)\left(\phi^r + (1-s)\frac{\omega_s}{p}t\right) + \omega_s t\right]\right\} \end{aligned} \tag{2.49}$$

A po úpravách je výsledný tvar:

$$\begin{aligned} &B_r^r(\phi^r, t) = \\ &B_+ cos\left[(Q_s+p)\phi^r + Q_s(1-s)\frac{\omega_s}{p}t - s\omega_s t\right] + \\ &B_- cos\left[(Q_s-p)\phi^r + Q_s(1-s)\frac{\omega_s}{p}t + s\omega_s t\right] \end{aligned} \tag{2.50}$$

Z výsledného vztahu plyne, že vyšší harmonické složky mají daleko vyšší frekvenci v rotorovém referenčním rámci než ve statorovém. Proto jsou drážkové harmonické složky velmi účinné při produkci vířivých proudů u plných rotorů. Drážkové harmonické složky se projevují jako pokles magnetické indukce ve vzduchové mezeře. Velikost poklesu je závislá na velikosti jednotlivých harmonických komponent a na její velikosti rovněž závisí velikost ztrát vířivými proudy. Rozložení magnetické indukce pod otevřením drážky statoru na povrchu rotoru je ukázáno na obr. 2.15a. Amplituda poklesu magnetické indukce podle [48], může být určena následujícím vztahem:

$$B_n = 2\beta B_{max} \tag{2.51}$$

Kde β v tomto vzorci je funkcí poměru mezi otevřením drážky statoru a radiální délkou vzduchové mezery:

$$\beta = \frac{1 + x^2 - 2x}{2(1+x^2)} \tag{2.52}$$

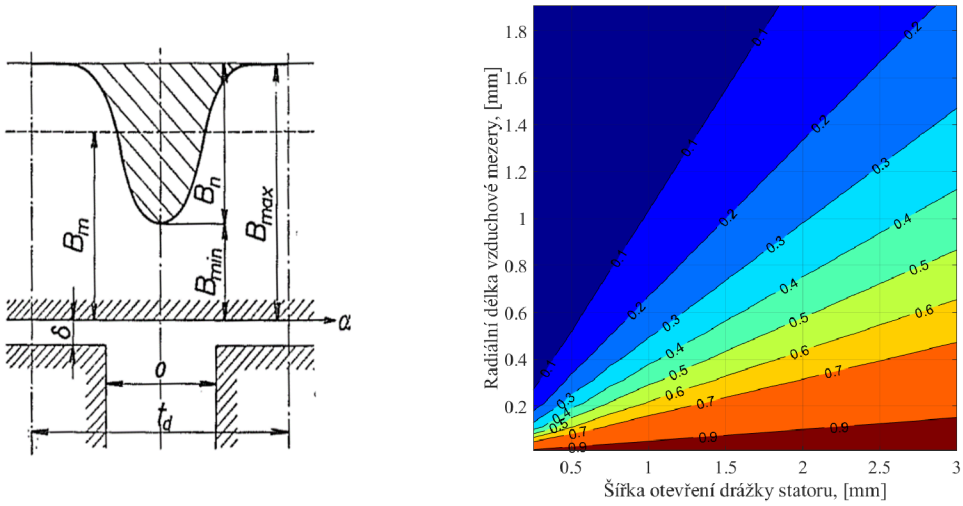
Kde:

$$x = \frac{b_1}{2\delta} + \sqrt{1 + \left(\frac{b_1}{2\delta}\right)^2} \tag{2.53}$$

Pokud budeme uvažovat otevření drážky v rozmezí 0,25 mm až po 3 mm, tak pak funkce poklesu magnetické indukce vyjádřené v poměrných jednotkách může být vykreslena do grafu obr. 2.15b. Protože jsou vířivé proudy generovány změnou magnetické indukce, celková velikost jimi generovaných ztrát by měla tak sledovat tuto funkci. Je patrné, že velikost ztrát vířivými proudy může být značně redukována vhodnou volbou radiální délky vzduchové mezery. Proto má být, jak bylo zdůrazněno u popisu vztahu (2.26), vzduchová mezera u vysokootáčkových strojů s plným rotorem volena delší než u strojů pro střední a nízké otáčky.

Penetrace magnetického pole do rotoru o frekvenci drážkových harmonických složek lze vypočítat pomocí klasické rovnice pro hloubku vniku:

$$\delta_x = \sqrt{\frac{2}{\omega\sigma\mu}} \tag{2.54}$$



a) b)

Obr. 2.15 a) pokles magnetické indukce v oblasti otevření statorové drážky [49] b) závislost poklesu magnetické indukce v poměrných jednotkách na radiální délce vzduchové mezery a šířky otevření drážky statoru.

Z rovnice plyne, že hloubka vniku je dána frekvencí vyšších harmonických složek a materiálovými vlastnostmi materiálu rotoru. Pokud budeme pro vysokootáčkový stroj předpokládat p=2, Q_s=24, s=0 a napájecí frekvencí 1 kHz pak frekvence drážkové harmonické podle (2.50) je 24 kHz. Hloubka vniku pro permanentní magnet a ocel je srovnána v tab. 2.2. Znalost hloubky vniku vyšších harmonických složek má praktický význam z hlediska analýzy vysokootáčkového stroje prostřednictvím konečně prvkových metod. Velikost elementu pod povrchem rotoru by měla být volena menší, než hloubka vniku asociována s drážkovou harmonickou složkou statoru a materiálovými vlastnostmi povrchu rotoru.

Tabulka 2.2 Srovnání hloubky vniku pro ocel a permanentní magnet.

Parametr	Permanentní magnet	Ocel
Frekvence drážkové harmonické, [kHz]	24	24
Elektrická vodivost, [1/Ωm]	$7{,}15\cdot10^5$	$4{,}6\cdot10^6$
Relativní permeabilita, [-]	1,05	1000
Hloubka vniku, [mm]	9,4	0,12

Mimo zvýšených ztrát způsobují vyšší harmonické složky následující nežádoucí efekty:

- Synchronní momentová sedla
- Asynchronní parazitní momenty
- Síly a strukturální vibrace ve slyšitelném frekvenčním pásmu

Jejich efekty mohou být potlačeny:

- Zvětšením radiální délky vzduchové mezery
- Použitím polo uzavřených nebo uzavřených drážek statoru
- Použitím magnetických drážkových klínů
- Natočením rotorových nebo statorových drážek
- Stíněním například permanentních magnetů

2.3 Aspekty tepla

2.3.1 Teplo a chlazení

V každém elektrickém stroji vznikají během provozu ztráty. Ty jsou způsobeny průchodem proudu vodiči a další vznikají v magnetickém obvodu hysterezí a vířivými proudy. Rovněž jsou u vysokootáčkových strojů významně zastoupeny i ztráty mechanické, způsobené např. třením povrchu rotoru o okolní vzduch. Všechny ztráty se mění v teplo, které se poté šíří z místa vzniku do okolní struktury stroje, a to trojím způsobem: vedením, prouděním a sáláním. Tímto se zahřívá celý stroj.

Výpočet ustáleného oteplení stroje je významnou součástí návrhu elektrického stroje. Oteplení stroje ovlivňuje, jakým výkonem a po jakou dobu můžeme stroj v provozu zatěžovat. Rovněž komponenty, ze kterých se elektrický stroj skládá, mají své teplotní limity. Nejkritičtějšími komponenty obvykle bývají izolační materiály použité ve statorovém vinutí, ložiska a permanentní magnety, pokud je stroj obsahuje. Je tedy nutné určit tepelné namáhání těchto komponent.

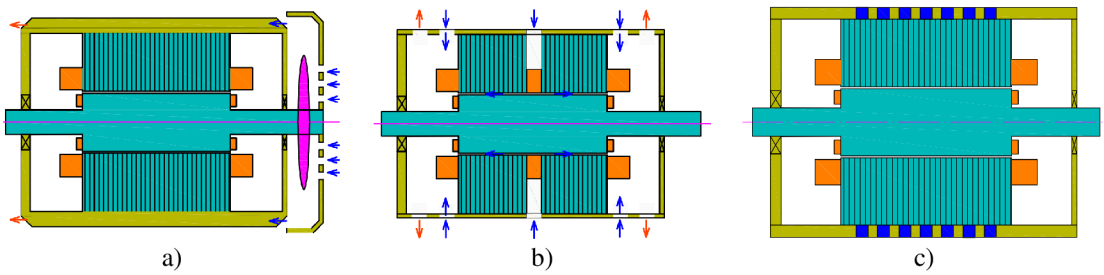
V tabulce 2.3 jsou vypsány některé izolační materiály a jejich teplotní limity tak, jak je definuje norma IEC 600085. Vinutí by mělo vydržet po 20 000 provozních hodin teplotu definovanou jeho izolační třídou. Z Arrheniova zákona [36] plyne, že při každém překročení maximální teploty izolace o 10 K se životnost izolace sníží na polovinu. Z toho je zřejmé, jak důležité je dodržet teplotní limity pro danou izolaci. Ložiska mají také udány své teplotní limity. I v případě magnetických ložisek se musí dbát na to, aby oteplení izolace vinutí magnetického ložiska nepřekročilo dovolené meze. Teplotní limity tedy hrají důležitou roli v konstrukci elektrických strojů a mají zásadní vliv na životnost stroje.

Aby oteplení nepřekročilo dovolené meze, používá se chlazení, které odvádí ztráty vznikající v aktivních částech stroje. Nejčastějším způsobem chlazení používaným u indukčních strojů do středních otáček je chlazení proudem vzduchu obr. 2.16a. Vzduch je nasáván v přední části stroje a jeho proud je poté vháněn mezi žebrování kostry stroje. Protože zátěžný moment ventilátoru roste se čtvercem otáček, není vhodné používat pro chlazení ventilátor umístněný na hřídeli stroje.

U vysokootáčkových elektromotorů se pak využívají jiné principy chlazení. Jednou z možností je vhánět vzduch do radiálního kanálu ve statoru a na čela vinutí obr. 2.16b. Teplý vzduch je poté vyfukován ze stroje ven u ložiskových štítů. Další často používanou variantou je vodní chlazení. Na vnějším obvodu statoru mohou být vytvořeny kanály obr. 2.16c, kterými prochází chladicí médium např. voda. Tok chladiva je dimenzován s ohledem na dovolené oteplení.

TABULKA 2.3 TEPLOTNÍ TŘÍDY IZOLAČNÍCH MATERIÁLŮ DLE IEC 600085, IEC 60034-1 [36].

Třída izolace (staré značení)	Třída izolace	Maximální teplota [°C]	Dovolené oteplení [K]
A	105	105	30
E	120	120	75
B	130	130	80
F	155	155	100
H	180	180	125



Obr. 2.16 Chlazení točivých strojů a) pomocí ventilátoru b) vháněním vzduchu do radiálního kanálu c) vodním chlazením.

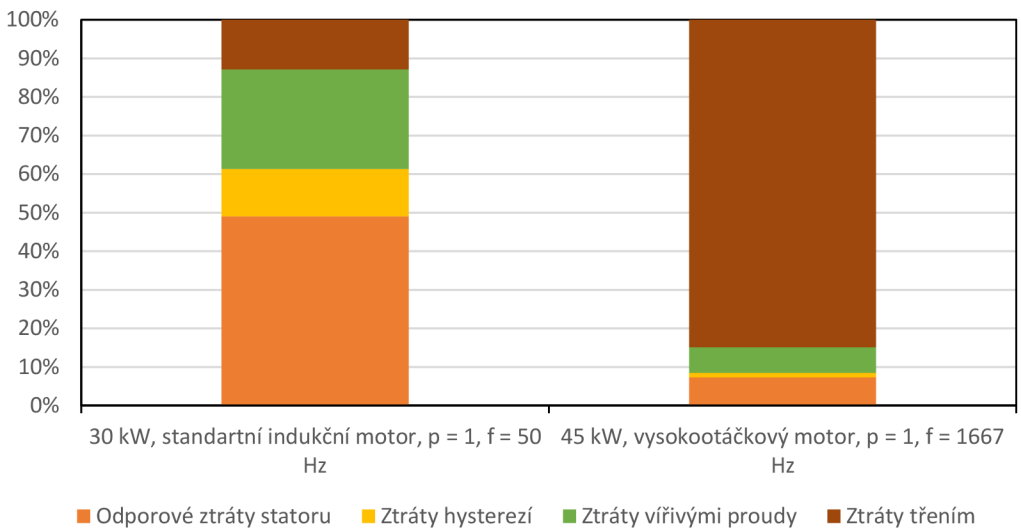
2.3.2 Zdroje oteplení ve vysokootáčkových strojích

Zdrojem tepla ve stroji jsou jeho ztráty. Tyto ztráty se mohou dělit na ztráty elektromagnetického a mechanického původu. Vysokootáčkové motory jsou napájeny ze zdroje o velkém kmitočtu. Pro případ konstantního magnetického toku ve stroji uvádí [50] pro závislost ztrát na napájecí frekvenci následující vztah:

$$P_{loss} = P_{fund} + P_{hyst} + P_{eddy} + P_{fric} \approx k_{fund} + k_{hyst}\omega + k_{eddy}\omega^2 + k_{fric}\omega^3 \qquad (2.55)$$

Speciální pozornost při návrhu vysokootáčkových elektromotorů musí být tedy dle (2.55) věnována redukci ztrát třením a ztrát vířivými proudy. Ztráty vířivými proudy jsou redukovány zmenšením počtu vyšších harmonických složek v průběhu magnetické indukce (kapitola 2.2.2). Srovnání procentuálního rozložení ztrát standardního indukčního stroje s vysokootáčkovým indukčním strojem je provedeno na obr. 2.17. Je patrné, že procentuální zastoupení jednotlivých ztrát je značně rozdílné pro srovnávané stroje.

Obvykle se ztráty elektromagnetického původu dělí na ztráty Joulovy ve vinutí a ztráty v železe. Joulovy ztráty mohou být dále děleny na stejnosměrné odporové ztráty a ztráty vířivými proudy. Ztráty v železe stroje jsou obvykle dále děleny na ztráty hysterezí, ztráty vířivými proudy a ztráty přídavné.



Obr. 2.17 Srovnání procentuálního zastoupení ztrát standardního indukčního stroje s vysokootáčkovým indukčním strojem v provedení – plný rotor s měděnou vrstvou na povrchu. Převzato z [50].

Veškeré elektromagnetické výpočty prezentované v rámci této práce probíhají prostřednictvím konečně prvkové metody v Ansys Maxwell. Metoda konečných prvků využívá pro určení elektromagnetických ztrát následující vztahy:

Výkon dodávaný ze zdroje:

$$p_{in} = \sum_{i=1}^{m} u_i^s i_i^s \tag{2.56}$$

Ztráty ve vinutí:

$$p_{res}^s = \sum_{i=1}^{m} R_{si} \left(i_i^s\right)^2 \tag{2.57}$$

Ztráty v plných vodičích (tyče, plný rotor):

$$p_{res}^r = -\int_V \mathbf{J} \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} dV \tag{2.58}$$

Konvenční vzorec pro ztráty v železe:

$$P_{core} = P_{hyst} + P_{eddy} = C_h f B^x + C_e f^2 B^2 \tag{2.59}$$

Ztráty hysterezí pro MKP model [51]:

$$P_{hyst} = \sum_{n=1}^{N} C_n^{hyst} f_n \int_{V_c} \left(B_n(x, y)\right)^2 dV \tag{2.60}$$

Ztráty vířivými proudy pro MKP model [51]:

$$P_{eddy} = \sum_{n=1}^{N} C_n^{eddy} f_n^2 \int_{V_c} \left(B_n(x, y)\right)^2 dV \tag{2.61}$$

Koeficienty C_h a C_e jsou vypočteny na základě katalogových údajů výrobce plechů pro magnetický obvod stroje.

Mechanické ztráty vznikají na rotujících částech stroje v důsledku jejich tření o okolní prostředí. Bývají tak v literatuře označovány jako ztráty třecí a ventilační [52]. Ztráty mechanického původu zatěžují motor, a tím snižují množství výkonu, které je možné ze stroje získat. Tyto ztráty rovněž zvyšují oteplení stroje. Jak bylo ukázáno na obr. 2.17, je tento typ ztrát nejdominantnější ve vysokootáčkových strojích. Díky tomu je i posouzení těchto ztrát při návrhu vysokootáčkových strojů zásadní.

Pro analytický výpočet mechanických ztrát bývá rotor modelován jako válec s hladkým povrchem rotujícím ve volném prostoru. Vztah pro výpočet těchto ztrát bývá v literaturách (např. [36], [51]) uváděn ve tvaru:

$$P = C_f \rho \pi \omega^3 r^4 l \tag{2.62}$$

kde C_f je empirický koeficient nazývaný také jako koeficient tření, případně jako momentový koeficient. Tento koeficient je odvozen měřením a závisí na Reynoldsově čísle. Podle velikosti tohoto čísla lze posuzovat druh proudění:

$$Re = \frac{\omega r^2}{\eta_k} \tag{2.63}$$

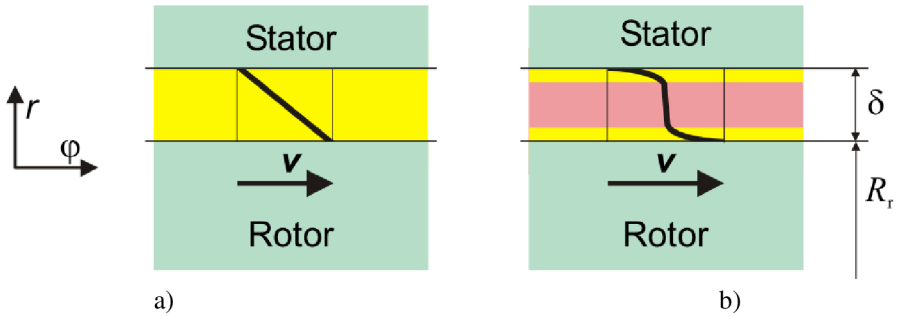
Přesnější vztahy pro výpočet Reynoldsova čísla pro tangenciální a axiální proudění plynu ve vzduchové mezeře jsou uvedeny v [52]. Pro tangenciální proudění platí:

$$Re_{tan} = \frac{\rho v_s \delta}{\eta_k} \tag{2.64}$$

a pro axiální proudění:

$$Re_{ax} = \frac{\rho v_{ax} 2\delta}{\eta_k} \tag{2.65}$$

Tangenciální proudění je způsobeno rotací rotoru, zatímco axiální proudění vzniká při průchodu chladicího plynu přes vzduchovou mezeru. Podle velikosti Reynoldsova čísla lze posuzovat druh proudění, které se rozděluje [53] na dva základní druhy, a to laminární a turbulentní.



Obr. 2.18 Tangenciální rychlostní profil a) laminárního proudění b) turbulentního proudění [47].

Proudění je považováno za zcela laminární v případě, kdy Reynoldsovo číslo nabývá hodnoty pod 2000. Při tomto druhu proudění jsou proudnice rovnoběžné a vzájemně se neprotínají. V různé vzdálenosti od povrchu rotoru pak mají různou rychlost a pohybují se vzájemně po sobě. Tento druh proudění je v tangenciálním směru ve vzduchové mezeře naznačen na obr. 2.18a. Rychlost proudění je nejvyšší na povrchu rotoru a odpovídá povrchové rychlosti jeho rotace. S rostoucí vzdáleností od povrchu rotoru tato rychlost lineárně klesá.

Úplné turbulentní proudění nastává při Reynoldsově čísle vyšším než 10 000. Podle [49] se toto proudění vyznačuje tím, že jednotlivé proudnice se mezi sebou vzájemně prolínají, a kromě podélného pohybu mají i neuspořádaný příčný pohyb. V tomto případě jsou v tangenciálním řezu obr. 2.18b tři oblasti tohoto proudění. Blízko povrchu statoru a rotoru se nachází viskózní vrstvy a plně turbulentní vrstva uprostřed. Tloušťka viskózních vrstev klesá s rostoucím Reynoldsovým číslem.

Vypočtené Reynoldsovo číslo je pak dosazeno do vztahu pro výpočet koeficientu tření. Podle [54] pro tento koeficient platí následující vztahy:

$$C_f = \frac{\left(\frac{\delta}{r_r}\right)^{0.3}}{Re^{0.6}} \qquad Re < 64$$

$$C_f = 5\frac{\left(\frac{\delta}{r_r}\right)^{0.3}}{Re} \qquad 64 < Re < 500 \tag{2.66}$$

$$C_f = 0{,}515\frac{\left(\frac{\delta}{r_r}\right)^{0.3}}{Re^{0.5}} \qquad 50 < Re < 10^4$$

$$C_f = 0{,}0325\frac{\left(\frac{\delta}{r_r}\right)^{0.3}}{\mathrm{Re}^{0.2}} \qquad \mathrm{Re} > 10^4$$

Pro určení třecích ztrát čelních ploch rotor udává [51], následující vztah:

$$P = \frac{1}{64} C_f \rho \pi \left(D_r^5 - D_s^5\right) \tag{2.67}$$

A výpočet koeficientu C_f v následujícím tvaru:

$$C_f = \frac{3{,}87}{\mathrm{Re}^{0.5}} \qquad \mathrm{Re} < 3\mathrm{x}10^5$$

$$C_f = \frac{0{,}146}{\mathrm{Re}^{0.2}} \qquad \mathrm{Re} > 3\mathrm{x}10^5 \tag{2.68}$$

Příspěvek od průchodu chladicího media přes vzduchovou mezeru:

$$P = k_2 q_m (\omega r)^2 \tag{2.69}$$

kde k_2 je rychlostním faktorem, který nabývá pro hladký povrch vzduchové mezery, hodnotu 0,48 [51] a q_m je hmotností průtok. Tyto vztahy budou použity pro výpočet třecích ztrát v rámci kapitoly 3.

3 Návrh vysokootáčkového elektrického stroje

Cílem této kapitoly je prezentovat návrhový postup vysokootáčkového indukčního stroje s plným rotorem a klecí nakrátko pro cílový turbo-cirkulátor hélia. Všechny kroky návrhového procesu, včetně elektromagnetického, mechanického a tepelného výpočtu jsou zde popsány. Navržený stroj je trojfázový s dvojvrstvým rozloženým vinutím se zkráceným krokem. Plný rotor je použit s ohledem na velké odstředivé síly.

Prezentovaný postup je reprodukovatelný i na ostatní typy strojů, jako jsou například synchronní stroje s permanentními magnety.

3.1 Proces návrhu a zadání řešené aplikace

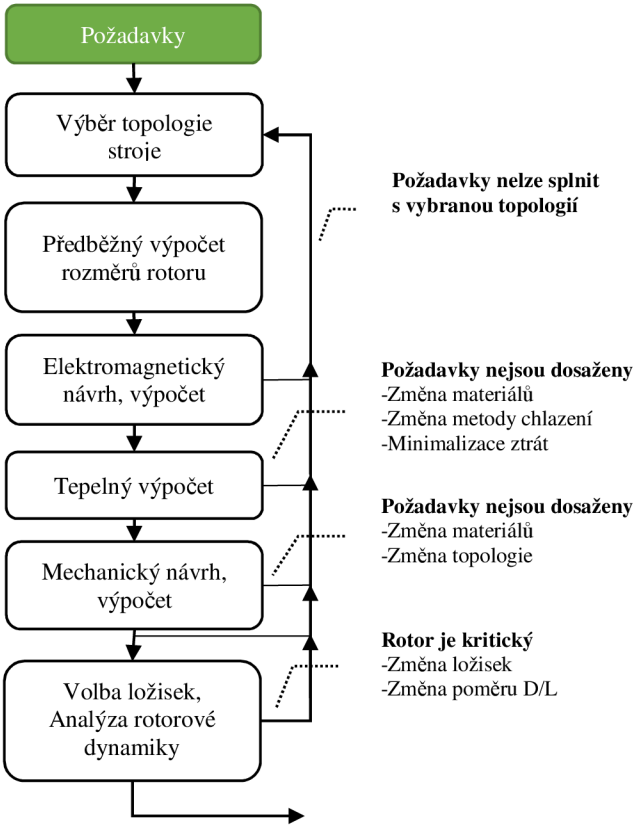
V dnešní době jsou indukční a synchronní stroje s permanentními magnety obvyklé topologické řešení pro vysokootáčkové stroje [7], [8], [16]. Arkkio a kol. [16] a Ranf [54] publikovali metodologii návrhu pro vysokootáčkové indukční stroje. Multidisciplinární proces návrhu strojů s permanentními magnety pro vysokootáčkové aplikace popsal N. Uzhegov a kol. v [55]. Použitá metodologie návrhu vysokootáčkového stroje závisí zejména na cílové aplikaci a požadavcích, díky čemuž není vždy možné využít již publikovaných metodologií beze změn. Obr. 3.1 znázorňuje metodologii, která vznikla modifikací metodologie publikovanou A. Arkkiem a kol. v [16]. Implementované modifikace respektují požadavky pro optimální a efektivní návrh vysokootáčkového elektrického stroje pro pohon turbo-cirkulátoru. Jednotlivé kroky návrhu jsou blíže vysvětleny v následujících odstavcích.

Vývojový diagram návrhu na obr. 3.1 začíná definicí požadavků, které musí splňovat navrhovaný vysokootáčkový elektrický stroj. Tyto požadavky mohou obsahovat nároky na použité materiály, rozměrové omezení stroje, definici cílových parametrů elektrického stroje, metodu chlazení a omezení daná napájecím zdrojem v místě aplikace. Požadavky vstupující do návrhu stroje v rámci případové studie, jsou uvedeny v tabulce 3.1.

Navržený stroj v rámci této práce musí být schopen trvalého a spolehlivého provozu i na přeběhových otáčkách. Maximální napětí je dáno možnostmi uvažovaného frekvenčního měniče. Předpokládá se, že díky vysoké frekvenci bude značný úbytek napětí na jeho výstupních filtrech. Popis turbo-cirkulátoru hélia, který bude navrhovaný elektrický stroj pohánět, byl proveden v kapitole 1.1.

TABULKA 3.1 POŽADAVKY NA STROJ PRO POHON TC 120 000 KW, 120 000 OT/MIN.

	Zadání
Nominální výkon, [kW]	6
Jmenovité otáčky, [ot/min]	120 000
Přeběhové otáčky, [ot/min]	126 000
Max. sdružené napětí, [V]	350
Omezení na rozměry	Omezen interními rozměry TC



Obr. 3.1 Metodologický postup návrhu vysokootáčkového elektrického stroje pro pohon turbo-cirkulátoru.

Při návrhu stroje je předpoklad, že finální testy budou prováděny s héliem o vstupním tlaku 10,0 bar a výstupním tlaku 10,5 bar. Vstupní teplota hélia se předpokládá 50 °C (je to rovněž vstupní teplota hélia pro chlazení rotoru). Průtok hélia přes elektrický stroj = 2–5 g/s, vstupní teplota 50 °C a maximální výstupní teplota 130 °C. Teoretický provozní bod budoucích reálných aplikací (nebude ověřen v rámci plánovaného prototypu) předpokládá se vstupním tlakem 70 bar a výstupním tlakem 73,5 bar, vstupní teplotou 50 °C a průtokem 60 g/s. Z tohoto průtoku je pro chlazení stroje využito 2–5 g/s. Vstupní a výstupní teploty jsou předpokládány stejné jako u prototypu.

Pokud není zadáno, musí být topologie elektrického stroje vhodně zvolena v samém začátku návrhu. Návrhář pro dosažení zadaných požadavků musí pečlivě zvolit mezi indukčním strojem a strojem s permanentními magnety. Vhodně vybraná topologie elektrického stroje má zásadní vliv na spolehlivost elektrického pohonu, náročnost výroby, životnost, náklady a výkonové parametry. Metoda chlazení by rovněž měla být v tomto kroku předběžně definována stejně tak, jako volba použitých materiálů (pokud není zadáno).

Vnější průměr rotoru by měl být předběžně určen výpočtem v následujícím kroku. To zajistí, že elektromagnetický výpočet bude respektovat pevnostní parametry použitých materiálů.

Elektromagnetický výpočet definuje hlavní rozměry aktivních částí elektrického stroje s ohledem na vypočtený maximální průměr rotoru. V prvním iteračním kroku návrhu mohou být použity empiricky definované rozsahy proudové hustoty a magnetické

indukce. Výběr materiálů pro magnetický obvod má vliv na celkové ztráty vysokootáčkového elektrického stroje.

Po elektromagnetickém výpočtu musí být provedena kontrola, zda je chlazení stroje dostatečně účinné. Oteplení během provozu nesmí přesáhnout tepelné limity materiálů použitých ve stroji. Pokud je tepelný limit překročen je nutné změnit implementované materiály nebo metodu chlazení stroje. Další možností je minimalizace ztrát pomocí optimalizace. Výpočet teplot uvnitř stroje je důležitý také pro přesný elektromagnetický a mechanický výpočet, protože oteplení zapříčiňuje tepelnou roztažnost materiálů a také změnu jejich rezistivity. Několik iteračních kroků by proto mělo být provedeno mezi tepelným a elektromagnetickým výpočtem ještě před přistoupením k mechanickému výpočtu.

Mechanické namáhání rotoru musí být v dalším kroku ověřeno mechanickým výpočtem. Vnější průměr rotoru je limitován odstředivými silami. Pokud je vypočtené namáhání vyšší než mez kluzu použitých materiálů, může být nutná jejich změna nebo zmenšení vnějšího rotorového průměru či dokonce použití jiné rotorové topologie. Mechanické namáhání je rovněž velmi citlivé na precizní optimalizaci výrobních rozměrových tolerancí. Jakmile jsou dosaženy mechanické požadavky rotoru, je možné pokračovat návrhem hřídele dle rozměrů TC. Zvýšená pozornost musí být rovněž věnována výběru materiálů a jejich tepelnému zpracování.

Poté, co jsou známy rozměry hřídele, a je dokončen předběžný návrh konstrukce TC, lze vybrat typ použitých ložisek. Po výběru ložisek je nutné provést detailní analýzu rotorové dynamiky. Pokud rotor vychází jako kritický, může být nutné změnit použitý typ ložisek nebo rotorový poměr L/D.

Pokud podmínky stanovené jednotlivými kroky návrhu nemohou být splněny, může být nutné změnit topologii použitého elektrického stroje. V případě, že jsou všechny podmínky splněny, je navržený stroj připraven pro výrobu. Popis jednotlivých kroků na navrženém stroji je proveden v následujících sekcích.

3.2 Výběr topologie stroje

Jak bylo uvedeno a zdůvodněno v kapitole 1.1, je stroj navrhován jako indukční stroj s plným rotorem a klecí nakrátko. V tomto případě tak není potřeba volit správnou topologii stroje pro cílovou aplikaci. Přesto výběr správné topologie stroje je stěžejní a je vhodné definovat i kritéria jeho volby. Tomuto je věnována samostatná kapitola 4, kde je proveden výběr topologie stroje pro danou aplikaci.

3.3 Předběžný výpočet vnějších rozměrů rotoru

Běžným zadáním pro výrobu vysokootáčkových strojů je požadovaný výkon na hřídeli při daných otáčkách. Tyto dva vstupní údaje tvoří dohromady požadavek na moment stroje a tím i na objem rotoru:

$$V_r = \frac{M}{2\sigma_{Ftan}} = \frac{M}{B_\delta A cos\varphi} \tag{3.1}$$

Kde elektromagnetické zatížení (součin $B_\delta A$) je voleno s ohledem na druh použitého chlazení a za tangenciální napětí byl dosazen vztah z [36]:

$$\sigma_{Ftan} = \frac{B_\delta A cos\varphi}{2} \tag{3.2}$$

Velikost cosφ se volí na základě zkušenosti s daným typem stroje (typicky cosφ=0.8 pro asynchronní stroj, cosφ=1 pro synchronní stroj). Další možností, jak určit objem rotoru, je prostřednictvím volby mechanické konstanty stroje (2.23). Na obr. 3.2 je uvedena závislost mechanické konstanty na výkonu v rozsahu 2 kW až 1000 kW uzavřených elektromotorů pro střední a nízké otáčkové rozsahy s p=1 (červená křivka) publikovaná v [36]. Tuto křivku nelze využít pro vysokootáčkové stroje s plným rotorem, protože mají jiné elektromagnetické zatížení, rozložení ztrát, horší účiník a větší skluz ve srovnání se stroji standardními. Pro přiblížení rozsahů mechanických konstant vysokootáčkových strojů byly z volně dostupných rozměrových údajů výrobců vysokootáčkových elektrických strojů dopočteny. Takto získané konstanty jsou bodově vyznačeny na obr. 3.2 a zahrnují 447 vysokootáčkových elektrických strojů. Údaje jsou platné pro indukční stroje s plným rotorem a klecí nakrátko. Chlazení u těchto strojů je realizováno vodou protékající spirálovou drážkou vytvořenou v kostře statoru.

Uvedené hodnoty konstant se pohybují především v rozmezí 50 % až 90 % mechanické konstanty uvedené pro běžné stroje v [36], přičemž tyto hodnoty leží spíše v horní hranici tohoto intervalu pro nižší otáčky a v nižší hranici intervalu pro vyšší otáčky. Zmiňované rozmezí je v grafu naznačeno čerchovanou čarou.

Mechanická konstanta je dána již zmíněným elektromagnetickým zatížením stroje. Při zvětšování objemu stroje se zlepšuje jeho chlazení, čímž muže být zvýšena hodnota lineární proudové hustoty. To se projevuje nárůstem mechanické konstanty. Velikost magnetického zatížení stroje ovšem nemusí být vždy jednoduché zvyšovat. Je patrné, že mechanická konstanta vysokootáčkových strojů roste s rostoucím výkonem obdobně jako u strojů standardních. Rovněž vyplývá, že pro stejný výkon se liší v širokém rozsahu.

Lze předpokládat, že u strojů s plným rotorem bez klece nakrátko je mechanická konstanta ještě nižší. To je dáno tím, že tyto stroje mají ještě nižší účiník a větší hodnotu skluzu. Srovnáním mechanických konstant jiných druhů plných rotorů se zabývá práce [19].

Další možností určení hlavních rozměrů rotoru, popsanou v kapitole 2.2.1, je volba vhodného tangenciálního napětí (2.24). Publikace [36] udává velikost tangenciálního napětí pouze strojů pro nízké a střední otáčkové rozsahy, s uvažovaným účiníkem 0,8 v rozmezí 12 kPa až 33 kPa. Pro vysokootáčkové elektrické stroje uvedené bodově na obr. 3.2 bylo dopočteno tangenciální napětí na povrchu rotoru. Výsledky jsou uvedeny v histogramu na obr. 3.3. Pouze deset ze 447 počítaných strojů mělo tangenciální napětí vyšší než 10 kPa. Nižší hodnoty tangenciálního napětí vysokootáčkových strojů s plným rotorem lze přisuzovat jejich vyšší hustotě ztrát ve srovnání se standardními stroji. Lze vyvodit, že při návrhu vysokootáčkového elektrického stroje by se mělo volit tangenciální napětí v rozsahu 3 kPa až 10 kPa případně ze spodní hranice rozmezí platného pro standardní stroje.

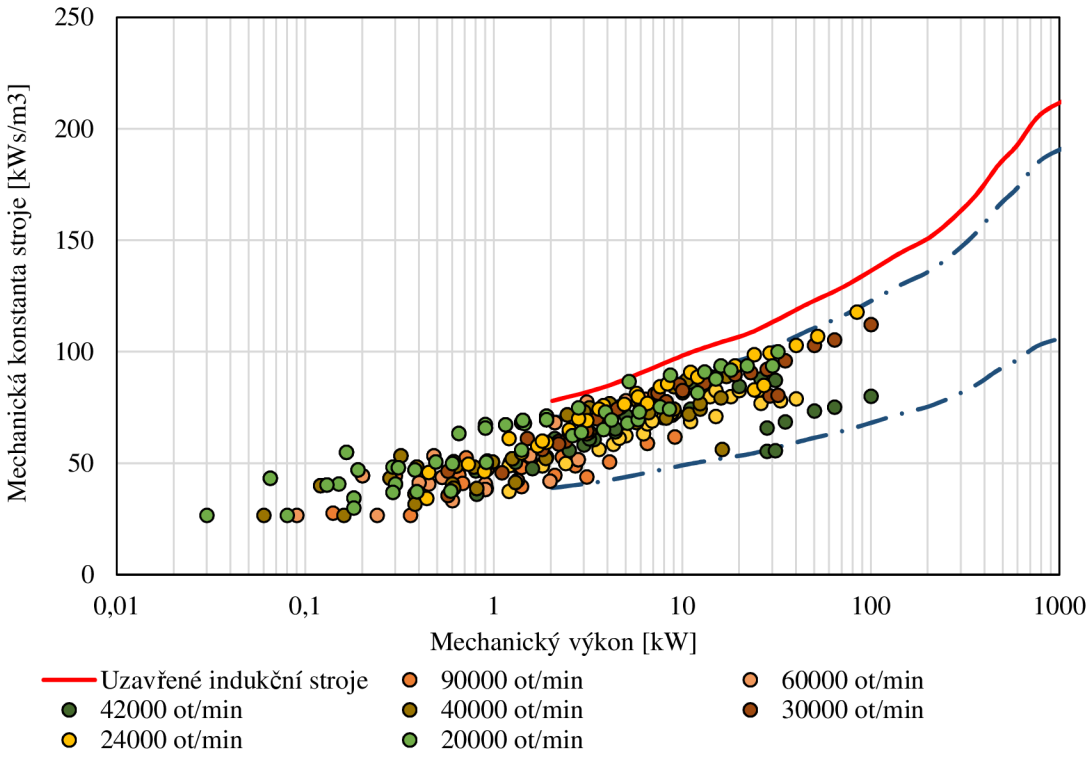
Při známém objemu je možné již volbou poměru l_r/D_r dopočítat průměr a délku rotoru. Průměr rotoru je omezen mechanickou pevností implementovaných materiálů, (kapitola 2.1.2), délka rotoru kritickými otáčkami (kapitola 2.1.3).

Volba poměru l_r/D_r může vycházet opět z dřívějších osvědčených výsledků nebo z doporučených rozmezí [36], pro asynchronní stroj:

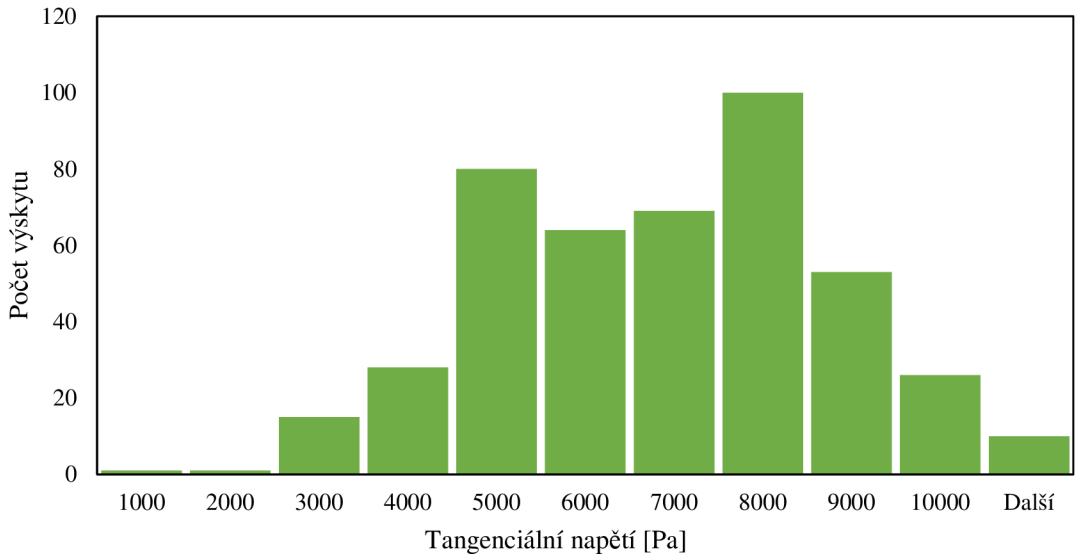
$$\frac{l_r}{D_r} \approx \frac{\pi}{2p}\sqrt[3]{p} \tag{3.3}$$

a pro synchronní stroj:

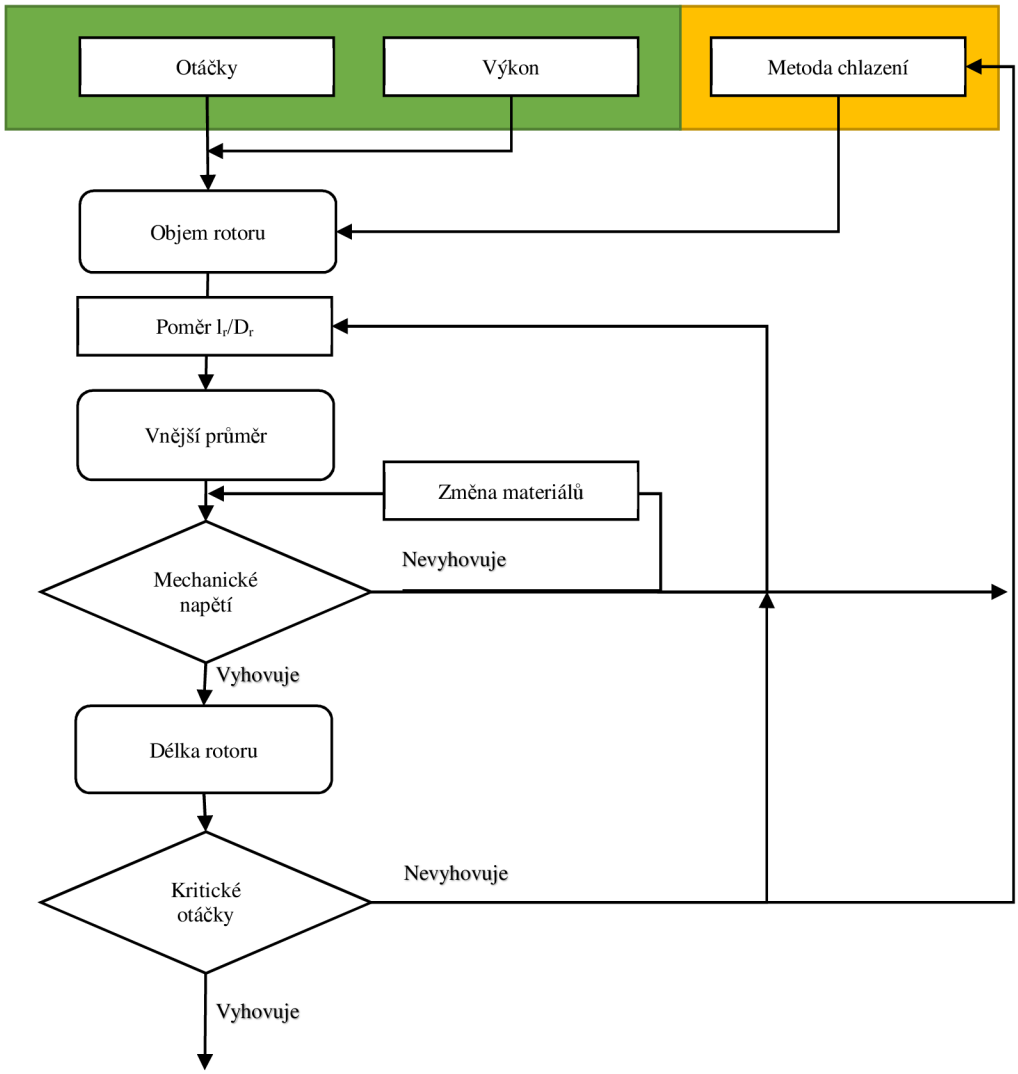
$$\frac{l_r}{D_r} \approx \frac{\pi}{4p}\sqrt[3]{p}, p > 1; \quad \frac{l_r}{D_r} \approx 1 \dots 3, p = 1 \tag{3.4}$$



Obr. 3.2 Závislost mechanické konstanty, pro vodou chlazené indukční stroje s klecí nakrátko a plným rotorem, na výkonu při různých otáčkách (zpracováno z dat [56] až [58]). Červená křivka odpovídá běžným plně uzavřeným asynchronním a synchronním strojům [36].



Obr. 3.3 Výskyt velikosti tangenciálního napětí vysokootáčkových strojů pro různé otáčky ([39] a [40]).



Obr. 3.4 Metodologie předběžného určení vnějších rozměrů.

Ze zvoleného poměru lze posléze dopočítat vnější průměr rotoru. Vnější průměr rotoru je následně kontrolován z hlediska mechanické pevnosti. Kontrolu lze provést pomocí konečně prvkových metod nebo pro synchronní stroje s permanentními magnety pomocí analytických postupů popsaných v kapitole 2.1.2. V případě, že rotor z hlediska pevnosti nevyhovuje, může být nutné změnit implementované materiály nebo poměr l_r/D_r (snížení vnějšího průměru). Pokud ani tyto úpravy nevedou k vyhovující geometrii, je možné upravit metodu chlazení stroje a tím redukovat potřebný objem.

Mechanicky vyhovující vnější průměr rotoru společně s nutným objemem rotoru definují požadovanou délku rotoru. Tato délka je kontrolována z hlediska rotorové dynamiky, více kapitola 2.1.3. Při nevyhovující délce je nutné změnit poměr l_r/D_r anebo metodu chlazení stroje tak aby bylo dosaženo vhodného snížení požadovaného objemu.

Rozměry rotoru, které vyhovují z hlediska pevnosti a kritických otáček jsou využity jako vstup do elektromagnetického výpočtu. Elektromagnetický výpočet tak již od začátku zohledňuje mechanické limity rotoru., díky čemuž dochází ke zvýšení efektivity návrhu vysokootáčkového stroje. Celý proces předběžného určení rozměrů rotoru je znázorněn na obr. 3.4.

3.4 Elektromagnetický výpočet

Elektromagnetický návrh dodržuje postup popsaný v kapitole 2.2. Jak bylo v této kapitole uvedeno, návrh stroje začíná volbou hlavních rozměrů. S ohledem na přehled mechanických konstant obr. 3.2 a druh použitého chlazení stroje, je zvolena mechanická konstanta stroje. Navržené hlavní rozměry rovněž respektují rozměrová omezení turbo-cirkulátoru hélia. Délka rotoru je omezena kritickými otáčkami.

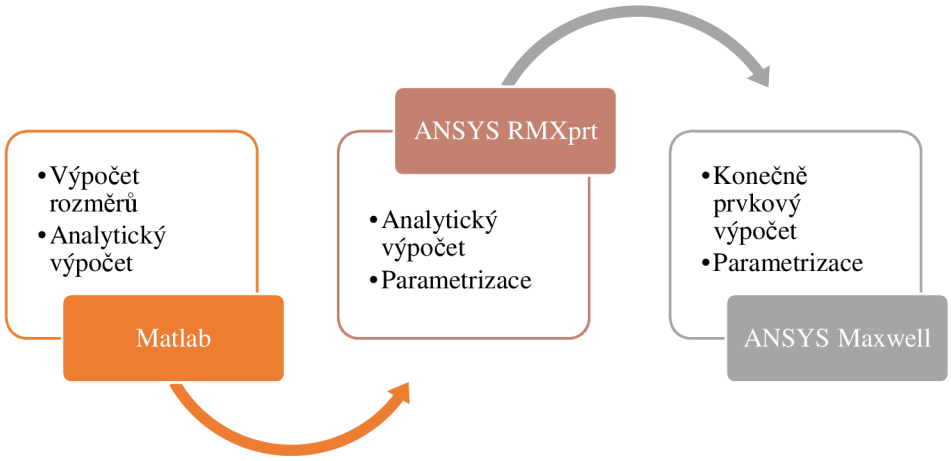
Volba vzduchové mezery zásadně ovlivňuje výsledné parametry stroje. Ve vysokootáčkových strojích je větší než u strojů určených pro střední a nízké otáčky. Se zvětšující se vzduchovou mezerou klesají ztráty vířivými proudy v plném rotoru. Na druhou stranu dochází také ke snížení účiníku a tím k nárůstu magnetizačního proudu. Vhodně vybraná vzduchová mezera tak musí najít rovnováhu mezi těmito parametry, a to tak, aby bylo dosaženo co nejlepších parametrů stroje. V prvotní fázi, kdy nejsou známy rozměry stroje, je výhodné vyjít z rovnice (2.26). Jak bude ukázáno dále, tato rovnice relativně dobře koreluje s optimálním bodem radiální délky vzduchové mezery.

Z vypočteného vrtání statoru byly dopočteny drážkové rozteče, a na základě jejich velikosti byl vybrán vhodný počet drážek statoru, a to 12. Jak bylo diskutováno již dříve, počet drážek statoru má dopad na obsah vyšších harmonických složek magnetické indukce ve vzduchové mezeře. Ty pak mají za následek zvýšení ztrát vířivými proudy v plném rotoru. Velikost magnetické indukce je volena nižší, než pro stroje na střední a nízké otáčkové rozsahy a to 0,45 T. Pro stroj bylo navrženo dvou-pólové rozložené vinutí se zkráceným krokem 5/6 pro potlačení páté a sedmé harmonické složky magnetické indukce. Počet drážek rotoru je volen 18, a to na základě doporučení publikací [59] a [60]. Dalším důvodem je, že tento počet drážek je dělitelný třemi, což je výhodné z hlediska rotorové dynamiky [42]. Výhodou dvoupólového provedení stroje je podstatně nižší napájecí frekvence ve srovnání s vícepólovými vysokootáčkovými stroji. Rozměry drážek byly dopočteny dle navrženého proudového a magnetického zatížení stroje. Pro redukci statorových ztrát v železe byly rozměry jha voleny tak, aby ve jhu byla nízká hladina magnetické indukce. Pro magnetický obvod statoru byl použit plech M250-35A pro svou příznivou cenu, dostupnost na skladě a akceptovatelné poměrné ztráty při pracovní frekvenci.

Hlavní parametry a rozměry navrženého stroje jsou uvedeny v tabulce 3.2. Tangenciální napětí rotoru odpovídá rozsahu tangenciálních napětí pro vysokootáčkové stroje uvedených na obr. 3.3.

Celý elektromagnetický výpočet proběhl prostřednictvím software Matlab, ANSYS RMXprt a ANSYS Maxwell. V Matlabu byl vytvořen skript pro návrh stroje dle postupu popsaného v kapitole 2.2.1. Vstupem pro prvotní návrh je tak analyticky určený maximální vnější průměr s ohledem na implementované materiály. Skript v Matlab rovněž obsahuje funkci pro výpočet charakteristik stroje na základě vztahů uvedených v publikaci [36]. Po provedení návrhu v Matlab je pomocí vytvořené funkce výsledný návrh odeslán do ANSYS RMXprt. Tento software obsahuje relativně přesný řešič využívající analytické metody. Jeho přesnost byla ověřena v několika publikacích [61], [62]. V tomto programu byly doladěny pomocí parametrických analýz rozměry stroje a výsledný návrh pak byl převeden do ANSYS Maxwell. ANSYS maxwell slouží pro řešení elektromagnetického modelu pomocí konečně prvkových metod. Tato metoda je výhodná zejména i díky užití plného materiálu rotoru. Výpočet plného rotoru pomocí analytických metod je relativně složitá problematika a zabývají se jí práce [63], [64]. Diagram celého postupu návrhu a elektromagnetického výpočtu je pro vyšší názornost

vyobrazen na obr. 3.5. Pouze v prvním běhu cyklu návrhu obr. 3.1 je proveden návrh v Matlab. V dalších krocích cyklu se už pouze iteruje tepelný a mechanický výpočet s výpočtem prováděným v ANSYS Maxwell. To se týká i přesnějších parametrických analýz v ANSYS Maxwell. Tyto parametrizace se zaměřily na vliv změny vnějšího průměru statorového svazku, vlivu radiální délky vzduchové mezery, vliv axiálního drážkování rotoru a vliv počtu rotorových tyčí na elektromagnetické parametry stroje.



Obr. 3.5 Proces využití software při návrhu a výpočtu stroje.

TABULKA 3.2 HLAVNÍ PARAMETRY A ROZMĚRY STROJE 6 KW, 120 000 OT/MIN.

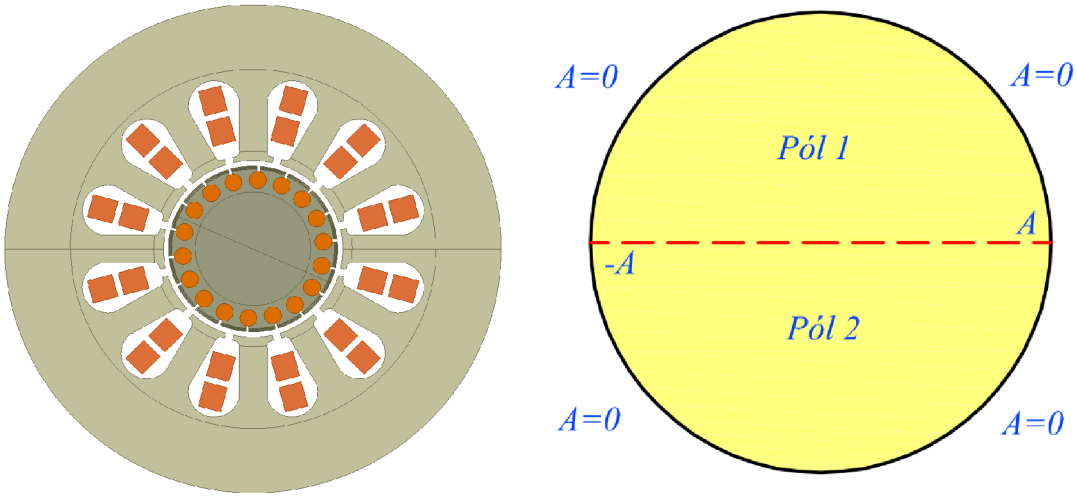
Komponenta	HS IM
Počet pólových dvojic	1
Počet fází	3
Jmenovitá napájecí frekvence, [Hz]	2 015
Počet drážek statoru	12
Počet tyčí rotoru	18
Vnější průměr statoru, [mm]	90
Vnitřní průměr statoru, [mm]	32,5
Aktivní délka statoru, [mm]	50
Aktivní délka rotoru, [mm]	50
Vnější průměr rotoru, [mm]	30,7
Obvodová rychlost rotoru, [m/s]	193
Sdružené napětí, [V]	350
Zapojení vinutí statoru	Hvězda
Tangenciální napětí rotoru, [kPa]	6,44
Mechanická konstanta, [kWs/m^3]	66,67
Materiál svazku paketu statoru	M250-35A
Materiál pouzdra rotoru	Ti-6AL-4V
Materiál rotorového paketu	41CrMo4
Materiál klece nakrátko	Glidcop Al-15

3.4.1 Elektromagnetický model a jeho nastavení

V programu ANSYS maxwell byl stroj vymodelován dle navržené geometrie obr. 3.6a. Veškeré výpočty jsou založeny na 2D – konečně prvkové časové analýze. Princip konečně prvkových metod v aplikaci na elektrické stroje je podrobně popsán v publikaci [65]. Čela vinutí statoru a rotorové kruhy jsou modelovány pomocí externích náhradních elektrických obvodů. Jejich impedance byly vypočteny na základě analytických vztahů uvedených v [36].

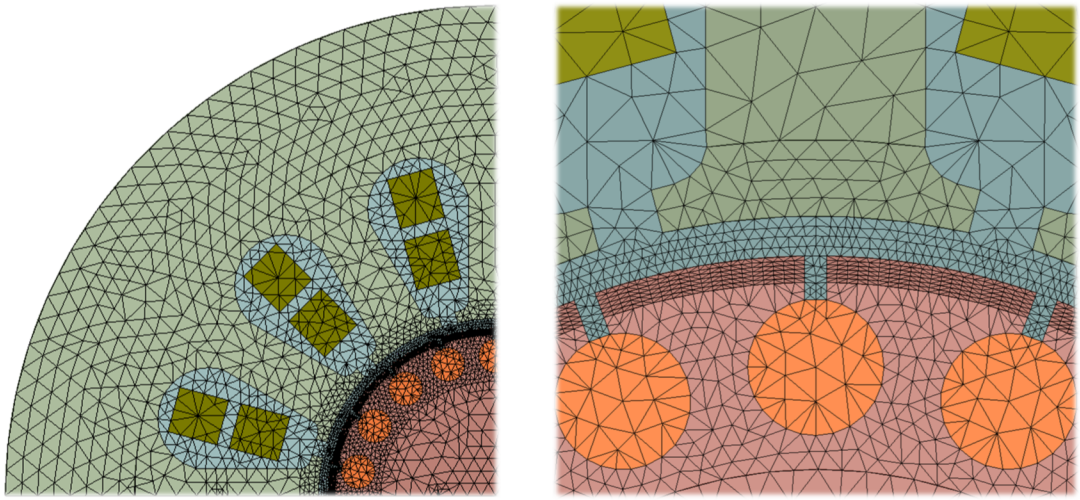
Řešení elektromagnetického modelu pomocí metody konečných prvků vede obvykle k řešení velké soustavy nelineárních diferenciálních rovnic. S ohledem na časovou náročnost řešení těchto rovnic je tedy vhodné vyšetřovanou oblast minimalizovat.

V mnoha případech bývá pole periodické vůči určitému bodu v prostoru nebo úhlu. Vektorový potenciál A je periodický a opakuje se po každé pólové dvojici. Velikost pole v dané ose pólu je tak záporná vzhledem k velikosti pole v ose sousedního pólu. Díky tomu může být řešená oblast zredukována na jeden pól. Nastavení okrajových podmínek použitého elektromagnetického modelu tak odpovídá obr. 3.6b. Tato jedna uvažovaná pólová rozteč stroje byla diskrétizována do 10 026 konečně prvkových elementů. Vytvořená konečně prvková síť je zobrazena na obr. 3.7. V různých částech stroje je tato síť různě hustá. Menší elementy jsou použity v hlavách statorových zubů a v zubech rotoru. Nejhustší síť je ovšem vytvořena pod povrchem rotoru. Její hustota respektuje hloubku vniku vyšších harmonických složek magnetické indukce (podrobněji kapitola 2.2.2). Velikost prvků v této oblasti byla určena pomocí vzorce (2.54) s ohledem na to aby velikost elementu pod povrchem rotoru byla menší, než hloubka vniku asociovaná s drážkovými harmonickými složkami statoru a materiálovými vlastnostmi povrchu rotoru.



a) b)

Obr. 3.6 Elektromagnetický model a) bez symetrického zjednodušení v Ansys Maxwell b) okrajové podmínky.



a) b)

Obr. 3.7 Rozdělení řešené oblasti na konečné prvky a) jedna polovina pólové rozteče stroje b) detail oblasti vzduchové mezery.

Vzduchová mezera je rozdělena na čtyři vrstvy konečně prvkových elementů. Síť je zde modifikována na základě pozice rotoru a stává se během dynamické analýzy součástí periodické hranice modelu. Jakost diskretizace této oblasti ovlivňuje přesnost celého výpočtu.

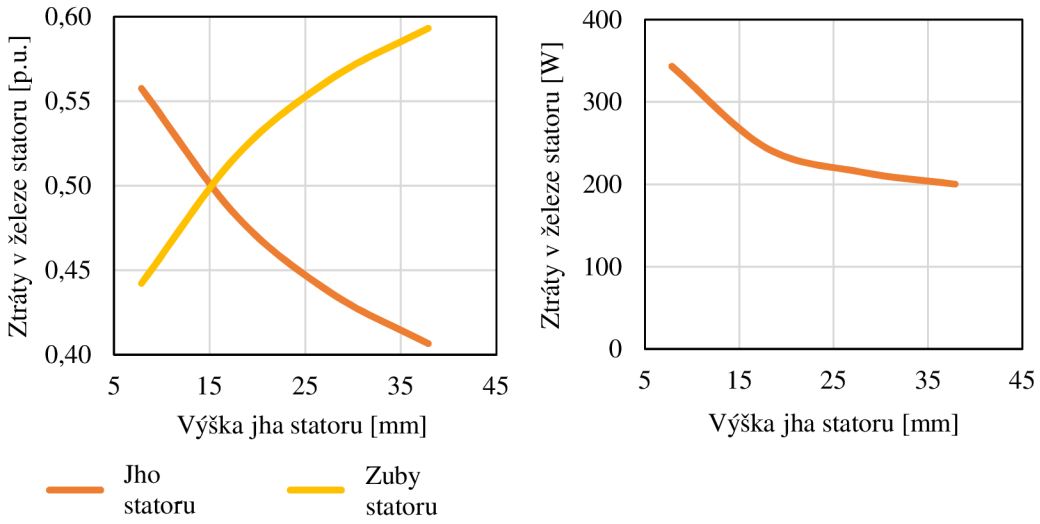
Provedené výpočty v časové oblasti jsou nastaveny tak, aby se elektromagnetický model stroje ustálil ve stavu, kdy na hřídeli dodává výkon 6 kW a navíc kryje mechanické ztráty rotoru. Mechanické ztráty rotoru jsou stanoveny analytickým výpočtem pomocí vztahů popsaných v podkapitole 2.3.2. Vypočtené ztráty jsou zadány do výpočtu v ANSYS Maxwell jako funkce otáček. Uvažované vstupy pro výpočet mechanických ztrát pro variantu s héliem ve vzduchové mezeře jsou uvedeny v tabulce 3.3. Do vlastního elektromagnetického výpočtu je pak vždy vložena příslušná hodnota odpovídající vnějšímu povrchu rotoru a typu chlazení. Z výpočtu plyne, že při jmenovitých otáčkách jsou třecí ztráty 4,7 % s héliem z výstupního výkonu (6 kW) ve srovnání s 2,26 % z výstupního výkonu se vzduchem. Výsledný stroj, jak bylo uvedeno v kapitole 1.1, bude mít ve vzduchové mezeře hélium. Jak bylo již zmíněno dříve, byly na elektromagnetickém modelu prováděny také parametrické analýzy za účelem optimalizace navržené geometrie vysokootáčkového elektrického stroje. Výsledky těchto analýz jsou diskutovány v následujících podkapitolách.

TABULKA 3.3 VÝPOČET MECHANICKÝCH ZTRÁT STROJE 6 KW, 120 000 OT/MIN.

Vlastnosti	Hélium
Hustota [kg/m3]	2,22
Dynamická viskozita [kg/ms]	$2{,}1 \cdot 10^{-5}$
Objemové průtočné množství [kg/s]	$5 \cdot 10^{-3}$
Činitel drsnosti povrchu [-]	2.5
Rychlostní faktor [-]	0,48
Ztráty hladký rotor bez axiálního průtoku chladiva [W]	89,83
Ztráty drážkovaný bez axiálního průtoku chladiva [W]	195
Ztráty drážkovaný s axiálním průtokem chladiva [W]	282,24

3.4.2 Vliv vnějšího průměru statoru

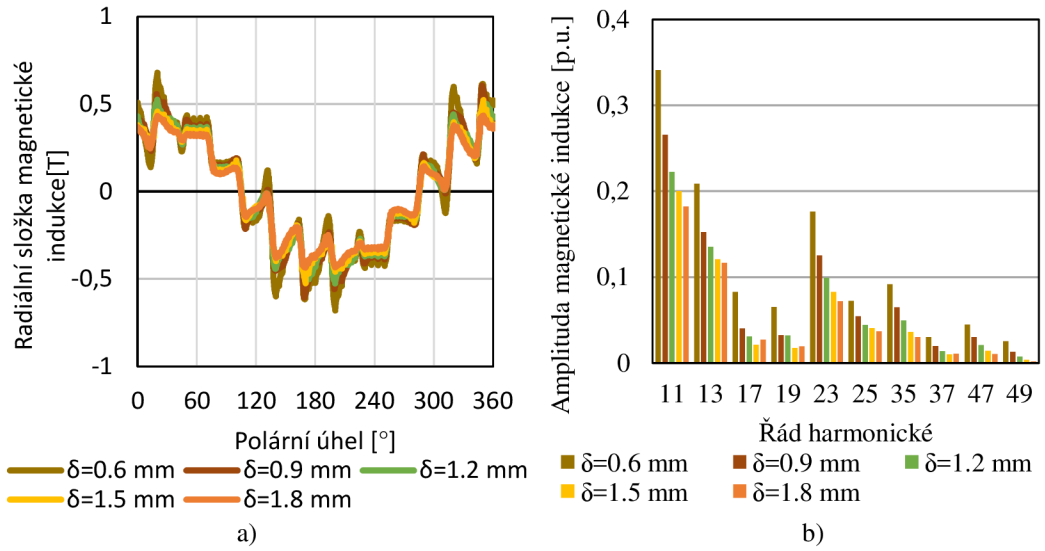
Jako první byl sledován vliv změny vnějšího průměru statoru na ztráty statoru. Vzhledem k vysoké napájecí frekvenci vysokootáčkových strojů jsou u těchto strojů voleny nižší hladiny sycení než u strojů standardních. To plyne z rovnice (2.59) pro ztráty v železe uvedené v kapitole 2.3.2. Cílem této analýzy bylo sledovat rozložení ztrát v poměrných jednotkách v zubech statoru a jhu statoru. Výsledkem této parametrizace jsou křivky uvedené na obr. 3.8. Jak plyne z vynesených křivek na obr. 3.8, při zvětšování vnějšího průměru statoru dochází do určitého bodu k výraznému poklesu ztrát v železe statoru. Bod, kdy již zvětšování vnějšího průměru statoru nemá tolik výrazný vliv, leží přibližně v bodě, ve kterém ztráty v zubech statoru jsou stejné jako ve jhu statoru obr. 3.8. Praktický význam tak má nastavení rozměrů statoru alespoň do tohoto bodu. Další zvyšování jha statoru nemusí být, z pohledu ceny spotřebovaného materiálu, až tak výhodné. Z této analýzy rovněž plyne i další důležitý fakt, a to, že udávaný optimální poměr 0,6 mezi vnitřním a vnějším průměrem statoru pro standardní stroje [36], neplatí u vysokootáčkových strojů. Výjimkou může být případ, kdy magnetický obvod statoru je tvořen materiály s velmi nízkým ztrátovým číslem.



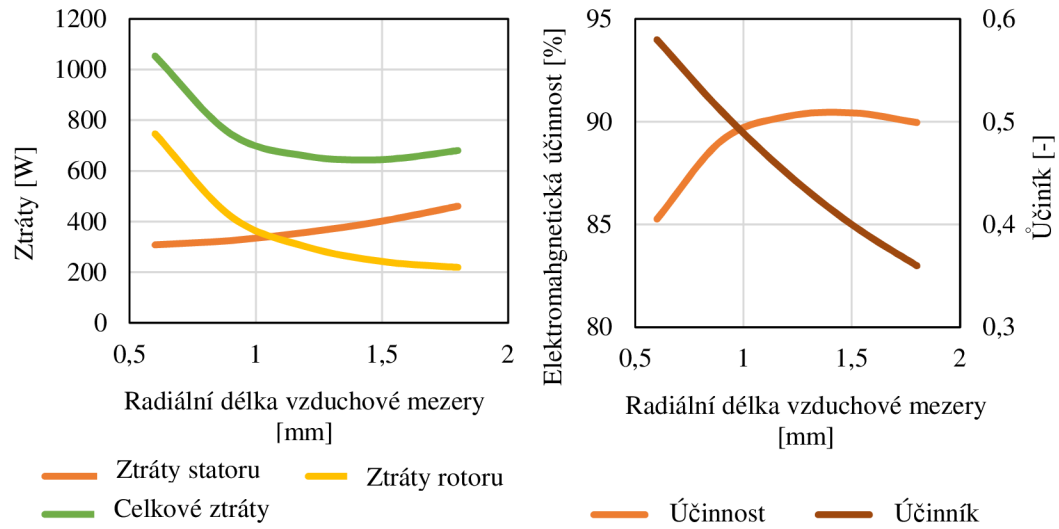
Obr. 3.8 Vliv vnějšího průměru statoru na ztráty v železe statoru.

3.4.3 Vliv radiální délky vzduchové mezery

Další parametrická analýza se týkala radiální délky vzduchové mezery. Cílem bylo vytvořit křivky, pomocí kterých by se dala radiální délka vzduchové mezery u navrženého stroje vhodně zvolit. Jak bylo ukázáno v kapitole 2.2.2 lze prostřednictvím radiální délky vzduchové mezery tlumit vyšší harmonické složky způsobené drážkováním statoru. Na obr. 3.9a je ukázán průběh magnetické indukce ve vzduchové mezeře pro její různé radiální délky u navrženého stroje. Fourierova analýza tohoto průběhu obr. 3.9b pak dává výsledky pro amplitudy drážkových harmonických prvního a druhého řádu statoru (11, 13 a 23, 25) a rotoru (17, 19 a 35, 37). Ve statorovém referenčním rámci jsou tyto harmonické v oblasti napájecí frekvence. V rotorovém rámci pak v rozsahu kilohertzů (2.50). Vypočtené ztráty pro jmenovité zatížení jako funkce radiální délky vzduchové mezery jsou ukázány na obr. 3.10. Výsledky byly získány po několika iteracích s tepelným výpočtem. Iterace s tepelným výpočtem jsou pro přesný výpočet ztrát nezbytné, neboť elektrické odpory jsou teplotně závislé. Ztráty mají stejnou závislost na radiální délce vzduchové mezery jako funkce poklesu magnetické indukce vykreslená na obr. 2.15b.



Obr. 3.9 Radiální složka magnetické indukce ve vzduchové mezeře a) průběh v závislosti na polárním úhlu b) nejvýznamnější harmonické složky.



Obr. 3.10 Vliv radiální délky vzduchové mezery.

Výsledné průběhy odpovídají teoretickým předpokladům uvedeným v kapitole 2.2.2. Ve zjednodušené formě mohou být popsány ztráty rotoru v závislosti na radiální délce vzduchové mezery následujícím vztahem:

$$P_{rot} = \frac{1}{k_{rot}\delta^{x}} \tag{3.5}$$

Kde k_{rot} a x jsou konstanty závislé na provedení stroje. Ztráty statoru naopak s rostoucí radiální délkou vzduchové mezery rostou. To je způsobeno nárůstem magnetizačního proudu motoru. Ztráty statoru mohou být ve zjednodušené podobě vyjádřeny následovně:

$$P_{stat} = k_{stat}\delta^{x} \tag{3.6}$$

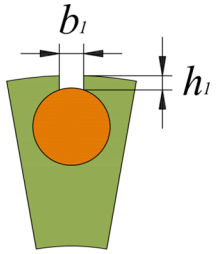
Kde obdobně jako u předcházejícího vztahu jsou k_{stat} a x konstanty závislé na provedení stroje. Z vynesených křivek je tak patrné, že radiální délka vzduchové mezery u HS IM má významný dopad na účinnost stroje. Ta je vynesena jako funkce délky

vzduchové mezery na obr. 3.10. Společně s účinností je v tomto grafu taky vynesena závislost účiníků. Je patrné, že účiník strmě klesá s rostoucí délkou vzduchové mezery. Vynesení křivek obdobných těm na obr. 3.10 jsou tak z hlediska praxe výhodné pro vhodné nastavení délky vzduchové mezery vysokootáčkových strojů.

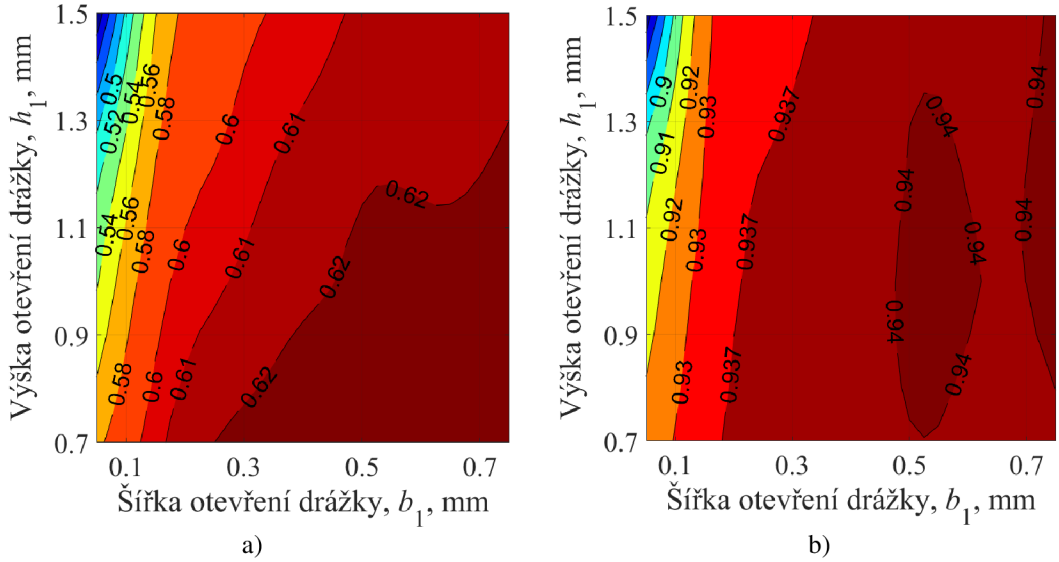
3.4.4 Vliv axiálního drážkování povrchu rotoru

Axiální drážkování povrchu rotoru snižuje rozptylovou reaktanci rotoru a tím i jeho skluz. Při této analýze byl parametrizován rozměr výšky otevření drážky h_1 a šířky otevření drážky b_1 obr. 3.11. Vypočtený účiník a účinnost stroje v závislosti na rozměrech otevření drážky jsou pak vyneseny na obr. 3.12. Závislosti nejsou vynášeny od b_1=0 neboť při větší hloubce zanoření tyče pod povrch rotoru není rotor schopen vyvinout požadovaný výkon. To je dáno velkým nárůstem jeho rozptylové reaktance. Data vynesená do grafů na obr. 3.12 byla extrapolována pomocí analytické procedury gridfit v programu Matlab.

Z vynesených závislostí je patrné, že i úzké axiální drážkování povrhu rotoru má velký dopad na zlepšení parametrů stroje s klecí nakrátko a plným rotorem. Parametry stroje jsou velmi proměnné v oblasti hodnot b_1 pod 0,1 mm. Nad tuto hodnotu jsou již téměř konstantní. Hlubší drážkování h_1 vede ke zhoršení vlastností stroje, které ale není až tak výrazné při šířce otevření drážky nad 0,1 mm. Z hlediska pevnosti rotoru je výhodnější mít tyče uložené hlouběji pod povrchem rotoru. Axiální drážkování rotoru umožňuje toto hlubší uložení, dokonce s lepšími elektromagnetickými vlastnostmi stroje v porovnání s variantou bez drážkování. Tato úprava povrchu rotoru má tedy pro stroje s plným rotorem a klecí nakrátko velký praktický význam.



Obr. 3.11 Zakótované parametry axiálního drážkování.

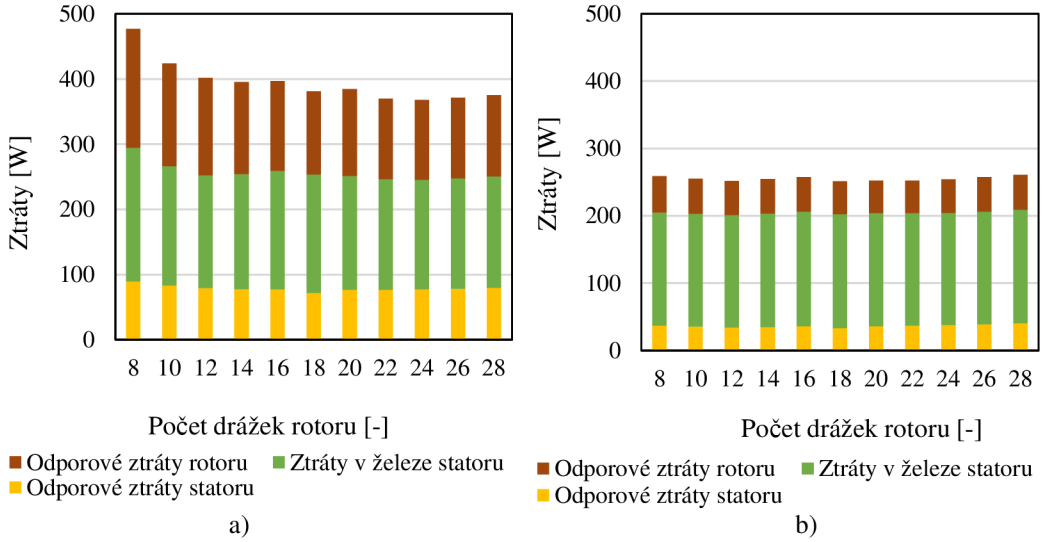


Obr. 3.12 Vliv axiálního drážkování na a) účiník b) účinnost.

3.4.5 Vliv počtu drážek rotoru

Počet drážek rotoru se volí s ohledem na synchronní a asynchronní momentová sedla a vibrace stroje. Počet drážek rotoru, kterým se vyhnout ve vztahu k počtu drážkám statoru jsou uvedeny v [36]. Hodnota Q_r=18, zvolená pro počáteční návrh, je měněna s účelem sledovat vliv počtu drážek rotoru na elektromagnetické ztráty stroje. Při změně počtu drážek rotoru je měněn průměr tyčí, a to tak aby celkový objem mědi v rotoru zůstal nezměněn. Lichý počet drážek není zvažován, neboť může způsobovat silové namáhání rotoru [36].

Tato parametrická analýza probíhala pro stroj při jmenovitém zatížení obr. 3.13a a pro chod naprázdno obr. 3.13b. Při jmenovitém zatížení zůstávali ztráty ve vinutí statoru (2.57) neměnné pro rozdílný počet drážek rotoru. Při snížení počtu drážek rotoru však docházelo k nárůstu ztrát v železe statoru (2.59) a odporových ztrát v rotoru (2.58). Při provozu naprázdno jsou ztráty v podstatě neměnné.



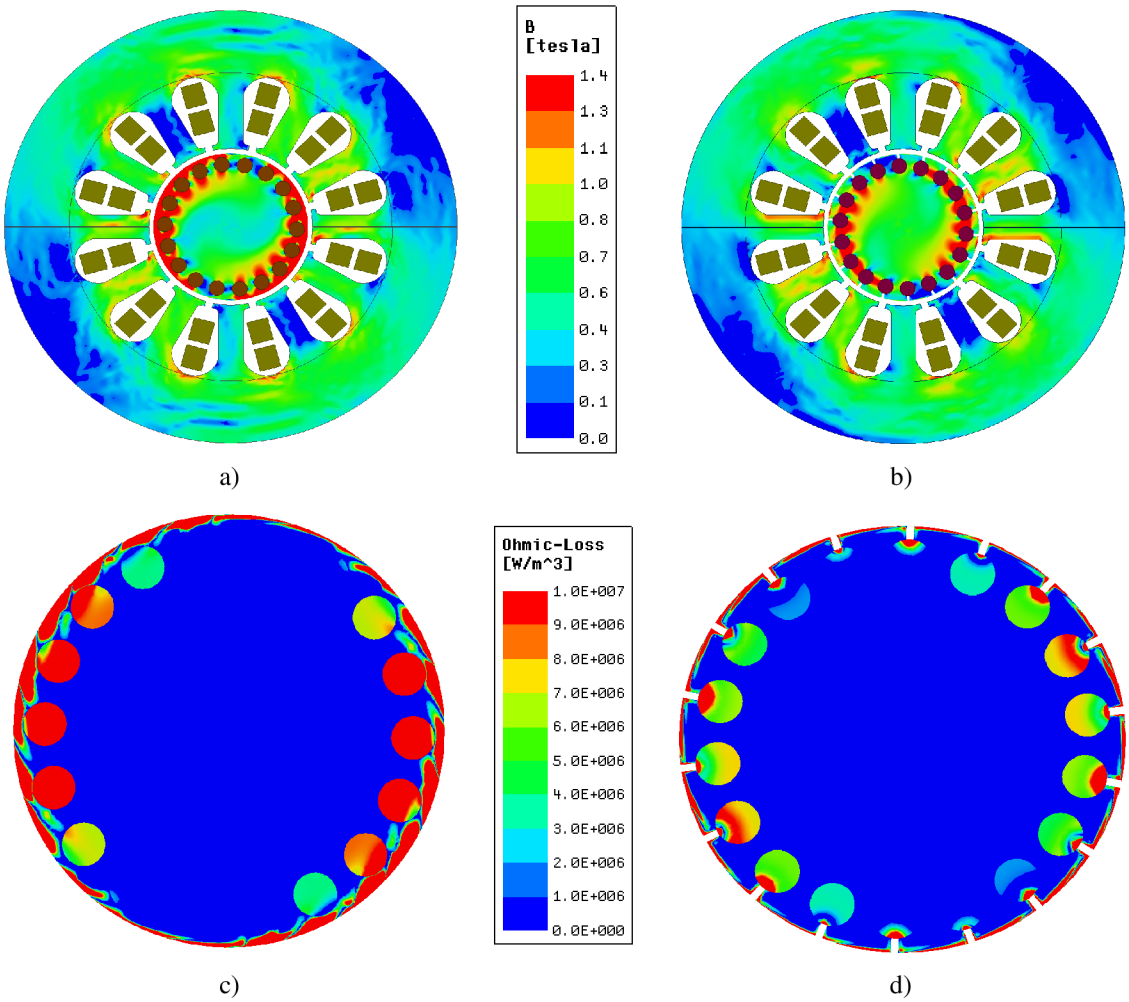
Obr. 3.13 Ztráty elektromagnetického původu pro různý počet drážek rotoru při a) jmenovitém zatížení b) chodu naprázdno.

3.4.6 Elektromagnetický výpočet parametrů stroje

Jako výsledná varianta je uvažována varianta s axiálním drážkováním. Pro srovnání jsou výsledky uvedeny i pro stroj bez axiálního drážkování. Vypočtené pole v řezu obou variant stroje je zobrazeno na obr. 3.14.

Povrch rotoru je pro nedrážkovanou variantu převážně saturován. To je způsobeno magnetickým tokem procházejícím nad rotorovými tyčemi. Relativní permeabilita plného rotoru je redukována v saturovaných oblastech a hloubka vniku zvýšena. Ohmické ztráty v rotoru jsou generovány vířivými proudy v oblasti hloubky vniku a rotorových tyčích obr. 3.14c. Je patrné, že provedení plného rotoru bez axiálního drážkování je pro vysokootáčkový stroj nevhodné.

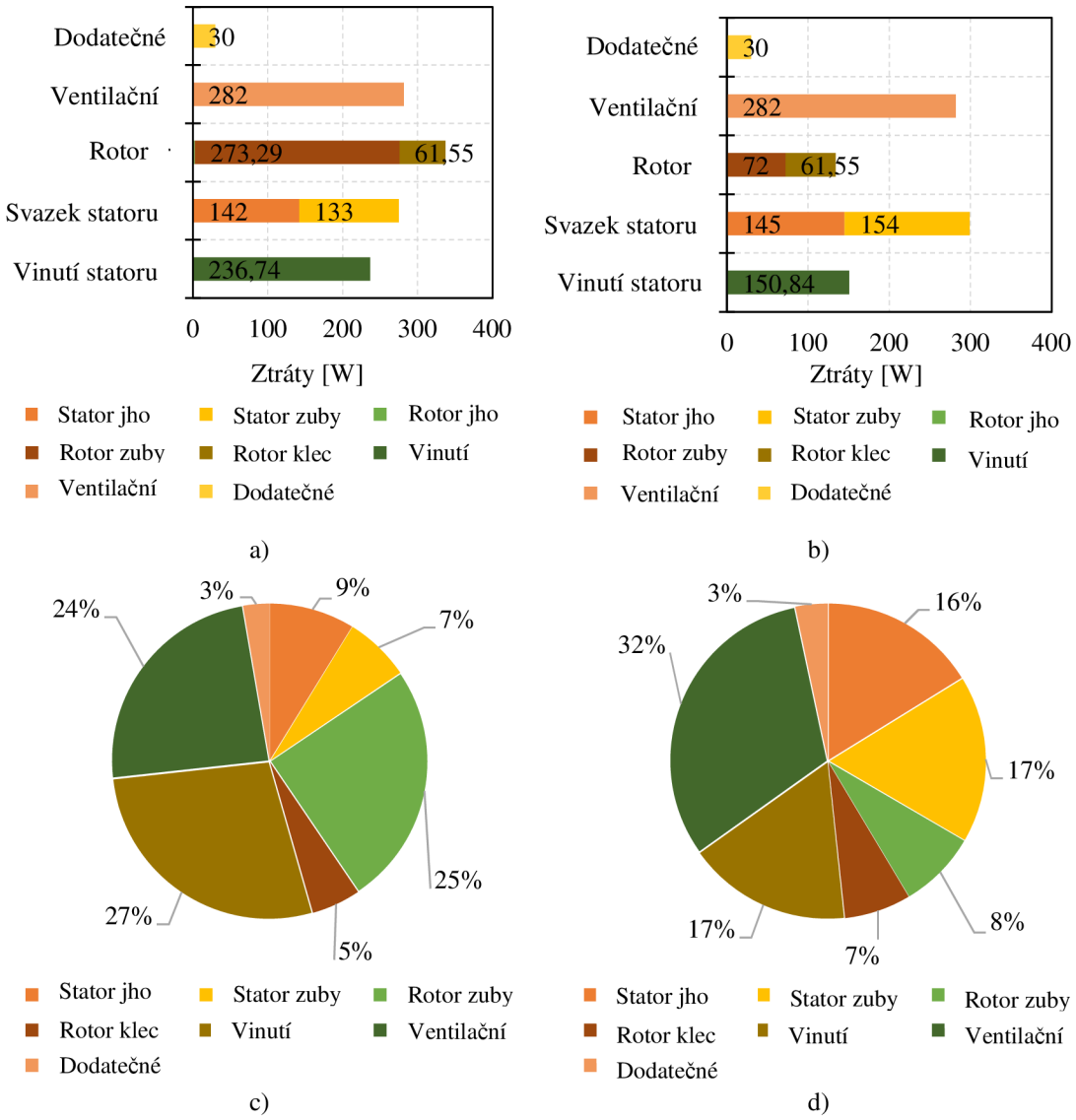
Naopak rotor s axiálním drážkováním nemá výrazně saturován povrch rotoru. K saturaci dochází pouze v prostoru mezi rotorovými tyčemi. Omezením rozptylové reaktance rotoru dochází u této varianty i ke snížení skluzu stroje a tím k celkovému zlepšení poměrů v rotoru. Ztráty v plném rotoru se již koncentrují pouze v lokálních oblastech pod povrchem obr. 3.14d, na rozdíl od varianty bez bezdrážek, kdy ztráty sahají až k tyčím klece nakrátko obr. 3.14c.



Obr. 3.14 Rozložení a) magnetické indukce ve variantě bez axiálního drážkování b) magnetické indukce ve variantě s axiálním drážkováním c) ohmických ztrát v rotoru ve variantě bez axiálního drážkování d) ohmických ztrát v rotoru ve variantě s axiálním drážkováním.

Veškeré vypočtené ztráty jsou uvedeny a mezi sebou srovnány na obr. 3.15. Ztráty statoru se skládají ze ztrát způsobených hysterezí a vířivými proudy. Jejich velikost uvedená na obr. 3.15 je zvýšena korekčním faktorem 1,8, který respektuje vliv výroby statoru [36]. Tyto ztráty mohou být sníženy využitím lepších materiálů s nižším ztrátovým koeficientem. Další možností, jak bylo ukázáno dříve, je zvětšení vnějšího průměru statoru. Ztráty ve vinutí statoru jsou závislé na odporu vinutí. Ve vinutí vysokootáčkových strojů je také nezanedbatelný povrchový jev a jev blízkosti. Tyto jevy mají za následek navýšení ztrát ve vinutí statoru. Touto problematikou se zabývá [68] a obvykle se bere při modelování v potaz navýšením odporu vinutí korekčním činitelem. V případě modelovaného stroje lze předpokládat zvýšení odporu vinutí statoru vlivem zmíněných jevů [68]. Ztráty ve vinutí statoru vynesené do grafů na obr.3.15 tak uvažují dvojnásobné navýšení ztrát, a to pro případ kdy není provedena transpozice vodičů statoru. Dále jsou na obr. 3.15 ukázány ztráty v rotoru, které jsou způsobeny proudy indukovanými v tyčích a plném železe rotoru. Dominantní jsou pak ztráty v plném rotoru. Tyto ztráty jsou způsobeny vysokofrekvenční variací magnetického toku vlivem drážkování. Dodatečné ztráty uvedené na obr. 3.15 jsou určeny jako 0,5 % výstupního výkonu stroje. Ventilační ztráty byly převzaty z tabulky 3.3 a zanedbávají vliv axiálního drážkování rotoru.

Axiální drážkování rotoru obr. 3.15d snížilo podíl ztrát v plném rotoru z 29 % obr. 3.15c na 9 %. Rovněž i podíl ztrát ve vinutí statoru na celkových ztrátách klesl. To je způsobeno zlepšením účiníku axiální drážkovaného rotoru. Výsledné parametry stroje pro variantu s axiálním drážkováním a bez axiálního drážkování jsou uvedeny v tabulce. 3.4. Další zlepšení parametrů stroje může být dosaženo pomocí optimalizace rozměrů stroje a implementováním materiálů s nižšími ztrátovými koeficienty.



Obr. 3.15 Komponenty ztrát vysokootáčkového stroje a) absolutní hodnoty pro variantu bez axiálního drážkování b) absolutní hodnoty pro variantu s axiálním drážkováním c) absolutní hodnoty pro variantu bez axiálního drážkování d) absolutní hodnoty pro variantu s axiálním drážkováním.

TABULKA 3.4 VYPOČTENÉ ELEKTROMAGNETICKÉ PARAMETRY STROJE 6 KW, 120 000 OT/MIN.

Název parametru	Bez drážkování	S drážkováním
Výkon na hřídeli [kW]	6	6
Jmenovité otáčky [ot/min]	120000	120000
Jmenovitá frekvence [Hz]	2015	2015
Elektromagnetická účinnost [%]	90,7	94
Účiník [-]	0,52	0,62
Efektivní hodnota proudu statoru [A]	22	17,25

3.5 Tepelný výpočet

Tepelný výpočet respektuje způsob chlazení stroje popsaný v podkapitole 3.1. Výpočet teplot částí stroje byl proveden pomocí tepelné sítě, neboť je tato metoda dostatečně přesná a má nižší nároky na výpočetní čas ve srovnání s CFD (Computational fluid dynamics) [67].

Schematicky je použitá tepelná síť vykreslena na obr. 3.16. Tepelná síť uvažuje tepelný tok v axiálním a radiálním směru. Tepelný tok z drážek statoru a rotoru přechází jak do jha, tak i do zubů. Sestavená tepelná síť se skládá z celkem 31 uzlů, ve kterých je počítáno oteplení. Uzly, do kterých jsou ztráty elektrického stroje přiváděny, jsou označeny na obr. 3.16 oranžovou a šedou barvou. Uzly 1-4 jsou vyhrazeny pro vinutí statoru, uzly 11-14 pro vinutí rotoru. Ztráty v zubech statoru jsou přivedeny do uzlů 6 a 5 a pro zuby rotoru do uzlů 16 a 15. Jhu statoru náleží uzly 8 a 7 a rotoru uzly 18 a 17. Uzly značeny tmavě modrou barvou, tedy uzly 9, 10, 28 a 27 jsou napojeny na vodní chlazení, které je realizováno ve statorovém pouzdře. Uzly 21, 24, 26 a 27 jsou uzly propojené s okolní teplotou a uzly 25 a 23 jsou napojeny na teplotu hélia v kompresorovém stupni. Teplota okolí se předpokládá 40 °C a průtok vody v chladicím kanálu 2 l/min. Parametry Hélia byly dodány výrobcem turbo-cirkulátoru. Hlavní výhodou hélia je jeho malá specifická hmotnost a asi 10krát větší součinitel přestupu tepla v porovnání se vzduchem.

V Matlab připravený skript získává z Ansys Maxwell velikosti jednotlivých ztrát vypočtených metodou konečných prvků. Tyto ztráty přiřadí k příslušným uzlům a zapíše je do připravených proměnných v prostřední Ansys Simplorer. Do skriptu v Matlab jsou uživatelem nadefinovány rozměry stroje. Z těchto dat skript počítá jednotlivé tepelné odpory a stejně jako v případě ztrát je zapisuje za jednotlivé proměnné v prostředí Ansys Simplorer. Použité konstanty přestupu tepla a tepelné vodivosti byly převzaty z publikace [36]. Tepelná síť je popsána v [68] a byla s pomocí autora tohoto článku sestavena pro případovou studii.

Výpočet bez uvažování ventilace byl proveden pro variantu s uvažováním vzduchu a hélia ve vnitřním prostoru stroje. Parametry vzduchu a hélia zvlášť jsou uvedeny v tabulce 3.5. Je patrné, že hélium má podstatně vyšší tepelnou vodivost než vzduch. Hélium se v teplotách nad 8 K řídí stavovou rovnicí s plynovou konstantou R = 2078 kJ/kg·K.

Výsledky pro jednotlivé tepelné výpočty jsou pro srovnání uvedeny v tabulce 3.6 a tabulce 3.7. Přítomnost hélia ve stroji tak napomáhá k jeho chlazení. Teplo je díky němu odváděno lépe z rotoru a také z čel statorového vinutí. Ke zlepšení tepelných poměrů dochází i přes navýšení mechanických ztrát.

TABULKA 3.5 PARAMETRY VZDUCHU A HÉLIA PRO TEPELNÝ VÝPOČET.

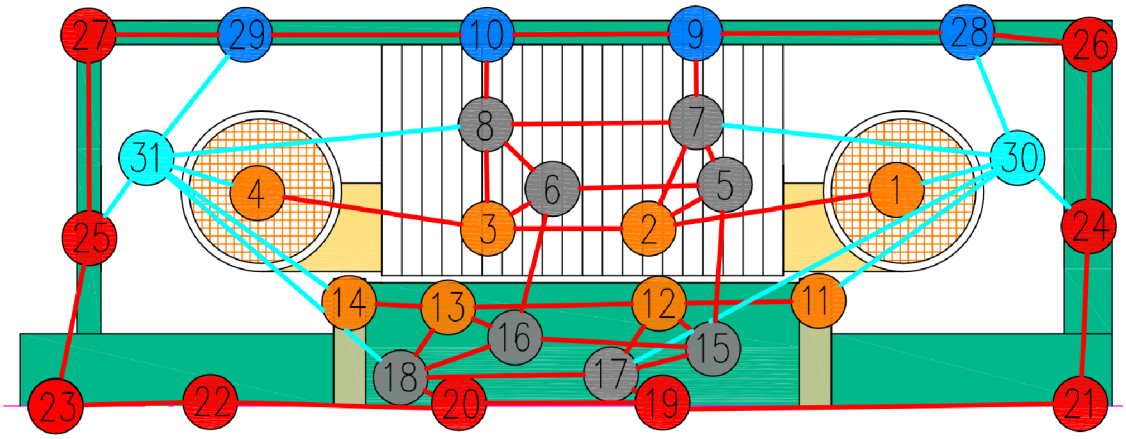
Vlastnosti	Vzduch	Hélium
Tepelná vodivost [W/km]	0,02723	0,161
Hustota [kg/m^3]	1,127	2,22
Kinematická viskozita [m^2/s]	$1{,}689 \cdot 10^{-5}$	$2{,}1 \cdot 10^{-5}$
Specifická tepelná kapacita [J/kgK]	1007	2341

TABULKA 3.6 VÝSLEDKY TEPELNÉHO VÝPOČTU – VZDUCH UVNITŘ STROJE.

Uzel	Teplota [°C]	Uzel	Teplota [°C]	Uzel	Teplota [°C]
1	122,282	11	161,214	21	177,322
2	122,489	12	172,585	22	168,110
3	122,335	13	172,142	23	165,286
4	121,664	14	160,151	24	59,212
5	121,664	15	194,833	25	50,992
6	119,080	16	194,148	26	49,675
7	85,242	17	193,144	27	49,675
8	84,92	18	192,398	28	46,657
9	47,312	19	191,778	29	46,424
10	47,279	20	190,567	30	105,851
				31	101,601

TABULKA 3.7 VÝSLEDKY TEPELNÉHO VÝPOČTU – HÉLIUM UVNITŘ STROJE.

Uzel	Teplota [°C]	Uzel	Teplota [°C]	Uzel	Teplota [°C]
1	85,548	11	93,697	21	104,517
2	87,178	12	105,159	22	95,230
3	86,749	13	104,208	23	90,885
4	83,828	14	91,296	24	63,730
5	105,762	15	131,712	25	54,402
6	104,805	16	130,6	26	51,244
7	78,041	17	128,821	27	48,239
8	77,058	18	127,637	28	47,100
9	47,022	19	126,737	29	47,006
10	46,969	20	125,191	30	78,596
				31	74,344



Obr. 3.16 Uzly a jejich vazby, tepelné sítě vysokootáčkového stroje.

Teploty při uvažování hélia uvnitř stroje a jeho nuceným tokem v axiálním směru jsou uvedeny v tabulce 3.8. Při napájení z měniče kmitočtu vzniknou ve stroji dodatečné ztráty vlivem vyšších harmonických složek. Tyto ztráty pak mohou zvýšit oteplení vinutí. Přesto lze konstatovat, že teploty uvedené v tabulce 3.8, jsou vzhledem k použitým materiálům ve stroji, vyhovující. Rotor stroje je ověřen mechanickým výpočtem pro teploty až 200 °C s vyhovující bezpečností. Pro vinutí statoru je použita izolační třída H, která podle tabulky 2.3 umožňuje teplotu vinutí až 180 °C.

TABULKA 3.8 VÝSLEDKY TEPELNÉHO VÝPOČTU PRO VYBRANÉ ČÁSTI STROJE – HÉLIUM UVNITŘ STROJE S NUCENOU PRŮCHOZÍ VENTILACÍ.

Část stroje	Teplota [°C]
čelo vinutí statoru – strana oběžného kola	81,5
čelo vinutí statoru	95,6
teplota vinutí v drážce	100,2
zuby statoru	96,9
jho statoru	80,5
drážka (klece) rotoru	103,9
kruh rotoru – strana oběžného kola	91,2
kruh rotoru	99,5
zuby rotoru	105,4
jho rotoru	104,9
plášť	56,8

3.6 Mechanický návrh a výpočet

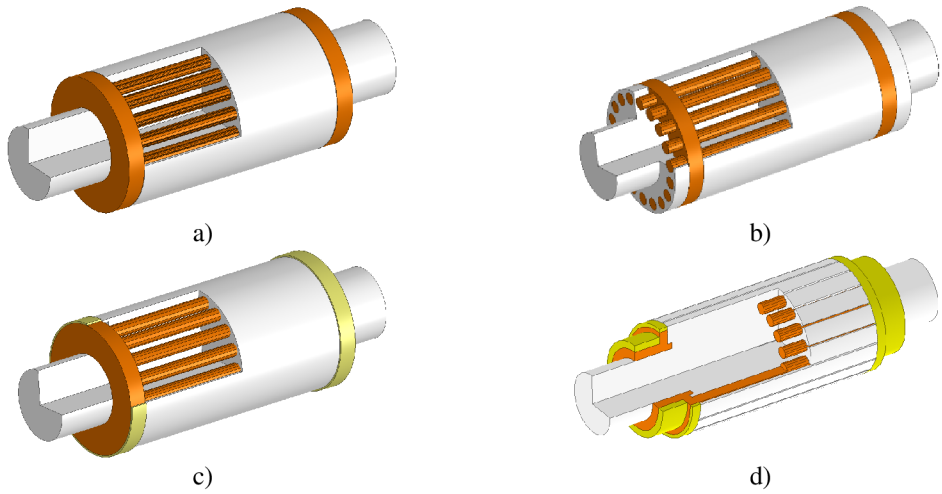
Cílem mechanického návrhu bylo nalézt takové provedení rotoru s klecí nakrátko, které by zajistilo pevnost rotoru i při vysokých obvodových rychlostech. Tímto se zabývá podkapitola 3.6.1. Provedené výpočty v rámci této kapitoly posuzují rotor stroje v mezním stavu pružnosti. Protože přesný mechanický výpočet pomocí analytických metod je obtížný (kapitola 2.1.2) byla použita konečně prvková metoda. Vzhledem k cylindrické a délkové symetrii rotoru bylo možné mechanický model redukovat za účelem snížení výpočetního času.

3.6.1 Rotorové topologie pro vysokootáčkové stroje

Ve snaze nalézt co nejlepší uspořádání bylo testováno několik variant provedení rotoru. Konvenční rotorová topologie je ukázána na obr. 3.17a. Tato topologie je běžná u strojů pro nízké a střední otáčkové rozsahy. Vzhledem k tomu, že nejvyšší mechanické napětí je generováno v kruzích nakrátko, je nutné pro vysoké otáčky kruh nakrátko zpevnit. Obecně existují dvě možnosti. Zaprvé se umístí zpevňovací prstenec z materiálu, který má vysokou mez kluzu obr. 3.17c přes spojovací kruhy, za druhé snížením mechanického napětí generovaného v kruhu nakrátko pomocí přídavného zpevňovacího kruhu obr. 3.17b. Zpevňovací kruh by měl být, pokud možno, vyroben z nemagnetického materiálu. V případě použití magnetického materiálu pro přídavný kruh dojde ke zvýšení rozptylové reaktance spojovacího kruhu.

Dalšího zlepšení lze dosáhnout vhodnou modifikací tvaru spojovacího kruhu. V rámci této práce byl za tímto účelem vyvinut spojovací kruh v L provedení obr 3.17d. Hlavní myšlenkou tohoto kruhu je soustředit dominantní masu spojovacího kruhu na co nejmenším poloměru. Navržený kruh je tak složen z krátké části sloužící pro napojení tyčí a části dlouhé, která soustředí většinu objemu kruhu nakrátko co nejblíže povrchu hřídele. Obě tyto části spojovacího kruhu jsou samostatně zpevněny pomocí zpevňovacích prstenců.

Vhodná topologie pro použití v navrhovaném stroji musí splňovat následující podmínky: Topologie rotoru musí mít co nejvyšší možný bezpečnostní faktor a topologie rotoru musí být snadno vyrobitelná pomocí reprodukovatelných technologických postupů.



Obr. 3.17 Modely rozdílných topologií plného rotoru s klecí nakrátko: a) konvenční Var. 1, b) s přídavným kruhem Var. 2, c) se zpevňovacím prstencem Var. 3 d) s L-kruhem Var. 4.

Ukázané topologie z hlediska bezpečnostního faktoru byly srovnány studií pomocí mechanické analýzy. Pro mechanickou analýzu je využito konečně prvkové metody v ANSYS Mechanical. Jsou zde srovnávány všechny čtyři popsané varianty rotoru: konvenční topologie značena jako Var. 1, topologie s přídavným kruhem značena jako Var. 2, topologie se zpevňovacím kruhem značena jako Var. 3 a topologie s L-kruhem značena jako Var. 4. Jejich rozměry a počty tyčí vychází z předchozího elektromagnetického návrhu.

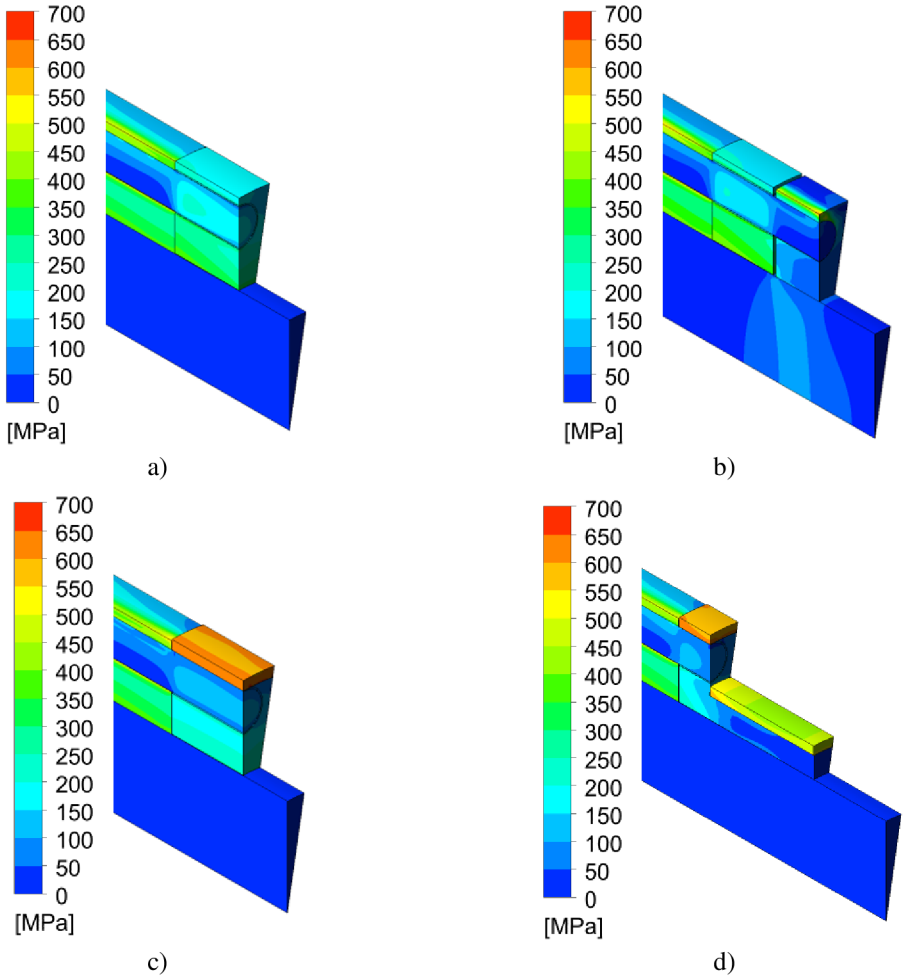
Pro zajištění porovnatelnosti jednotlivých variant je průřez spojovacího kruhu u všech variant stejný, a to 38,89 mm^2. Otáčky rotorů pro výpočet jsou voleny na základě přeběhových otáček navrhovaného stroje tabulka 3.1 a teplota celého objemu rotoru byla volena na 200°C. Výběr této teploty vychází z maximální přípustné teploty uvažované pro rotor. Povrch rotoru je navržen jako hladký, tzn. bez axiálního drážkování.

Spoj mezi tyčemi a kruhem nakrátko je proveden prostřednictvím pájecí slitiny. Implementované materiály rotoru odpovídají těm uvedených v tabulce 3.9. Glidcop Al-15 je vybrán pro klec nakrátko své výborné parametry z hlediska mechaniky ale i elektrické vodivosti. Další velkou výhodou tohoto materiálu je jeho schopnost zachovat si vysokou mez kluzu i při vystavení vysokým teplotám (např. během sestavení rotoru pomocí pájení nebo tepelného zpracování rotoru). Materiál 41CrMo4 byl zvolen pro své ucházející mechanické a elektromagnetické vlastnosti. Měřením elektromagnetických vlastností 41CrMo4 se zabývá publikace [69] a z ní měřená B-H křivka je uvedena v příloze B.

Protože mechanické vlastnosti rotorů realizovaných s klecí nakrátko jsou velice citlivé na vůle mezi jednotlivými částmi, byla provedena pro každou srovnávanou variantu částečná optimalizace. Pro optimalizaci byl využit algoritmus screeening implementovaný v ANSYS Workbench. Tento algoritmus je výhodný pro předběžnou návrhovou fázi. Cílem optimalizace bylo minimalizovat mechanické namáhání jednotlivých částí se stejnou důležitostí. Optimalizován byl vnitřní průměr rotorového tělesa, průměr tyče a přesah mezi zpevňovacími prstenci a propojovacími kruhy. Výsledky pro optimalizované geometrie jsou pak uvedeny v tabulce 3.9. V této tabulce jsou nejpříznivější hodnoty zvýrazněny zeleně a ty nejméně příznivé červeně. Rozložení napětí VonMisses v rotoru je pak pro každou variantu zvlášť ukázáno na obr. 3.18.

TABULKA 3.9 MECHANICKÉ SROVNÁNÍ ROZDÍLNÝCH TOPOLOGIÍ ROTORŮ.

		Tyče	Kruh nakrátko	Tělo rotoru	Přídavný kruh	Prstenec 1	Prstenec 2
	Materiál	GLIDCOP® AL-15		41CrMo4		TiAl6V4	
	Mez kluzu	469	455	760		1000	
Var. 1	Maximální napětí	213,75	392,36	489,53	-	-	-
	Bezpečnostní faktor	**2,19**	1,16	**1,55**	-	-	.
Var. 2	Maximální napětí	201,96	407,19	500,47	566	-	-
	Bezpečnostní faktor	2,32	**1,12**	1,52	1,34	-	-
Var. 3	Maximální napětí	136,01	259,24	566,74	-	668,64	-
	Bezpečnostní faktor	**3,45**	1,76	**1,34**	-	1,5	-
Var. 4	Maximální napětí	169,96	255,53	519,12	-	649,59	611,84
	Bezpečnostní faktor	2,76	**1,78**	1,46	-	**1,54**	1,63



Obr. 3.18 Ekvivalentní napětí Von Mises v rotoru a) konvenční Var. 1, b) s přídavným kruhem Var. 2, c) se zpevňovacím prstencem Var. 3, a d) s L-kruhem Var. 4.

Ze získaných výsledků plyne, že tyče ve všech zkoumaných variantách dosahují v rámci struktury rotoru nejvyššího bezpečnostního faktoru (bezpečnostní faktor hřídele není brán v potaz). Jako kritické se z hlediska pevnosti jeví spojovací kruh a vlastní těleso rotoru. Mez kluzu oceli 41CrMo4 může být zvýšena pomocí tepelného zpracování. Případně je možné implementovat jiný materiál s vyšší mezí kluzu. V případě kruhu nakrátko by bylo nutné pro zlepšení bezpečnostního faktoru použít elektrovodný materiál

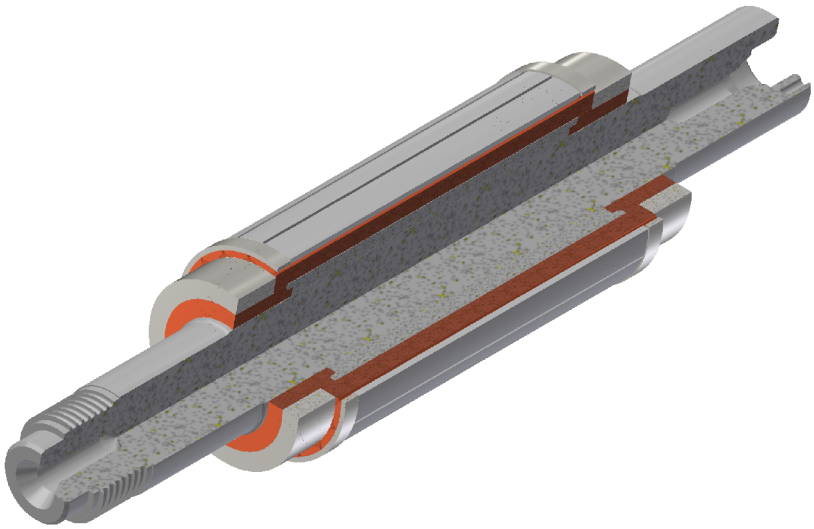
s vyšší pevností (např. CuCo2Be, Glidcop Al-60) nebo dále vhodně modifikovat geometrii spojovacího kruhu.

Z hlediska požadavku na bezpečnostní faktor, nejvíce vyhovuje navržená topologie Var. 4–L kruh. Tato topologie je tedy zvolena i pro realizaci vysokootáčkového stroje a bude zvažována v dalších bodech návrhu. Podrobně výrobu rotorů popisuje kapitola 5.

3.6.2 Mechanický výpočet navrženého rotoru

Finální varianta rotoru v řezu je vykreslena na obr. 3.19. Finální varianta vychází z výběru rotorové topologie provedené v kapitole 3.6.1. Na rozdíl od Var. 4 (kapitola 3.6.1) má tento rotor také tzv. patku směrem do tělesa rotoru. Tato patka slouží jako vedení při skládání rotoru, kdy usnadňuje samotné sestavení. Zároveň také odlehčuje namáhání kruhu nakrátko a tím dopomáhá kruhu nakrátko k dostatečné pevnosti v širokém rozsahu provozních teplot. Rovněž některé rozměry tohoto rotoru se liší od toho uvedeného v kapitole 3.6.1. Důvodem je, že pro výrobu byla provedena podrobnější optimalizace rotoru s využitím genetického algoritmu. Dále také protože tato varianta rotoru uvažuje výrobu pomocí skládání s přesahy, na rozdíl od kapitoly 3.6.2 kde se uvažovala výroba pomocí pájení. Podrobněji o těchto postupech výroby pojednává kapitola 5.

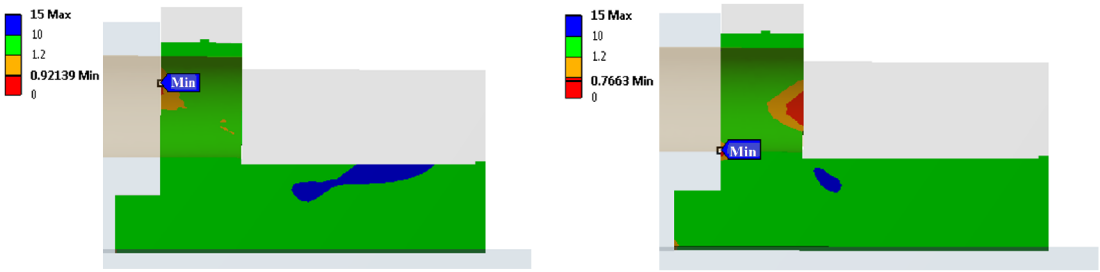
Vypočtené namáhání rotoru, pro jeho každou část, je uvedeno v tabulce 3.10. Mez kluzu materiálu Glidcop Al-15 je brána z výsledků trhacích zkoušek uvedených v kapitole 5. Kruh nakrátko je místo s nejnižším bezpečnostním faktorem. Je zřejmé, že právě kruh nakrátko je kritickým místem celé rotorové struktury. Rozložení bezpečnostního faktoru v kruhu nakrátko je ukázáno na obr 3.20a a b. Červené oblasti jsou pod bezpečnostním faktorem 1. Předpokládá se, že v těchto místech dojde k lokální plastizaci bez ovlivnění celkové pevnosti rotoru. Většina objemu kruhu má pak bezpečnostní faktor nad 1.2.



Obr. 3.19 3D Model navržené finální varianty rotoru.

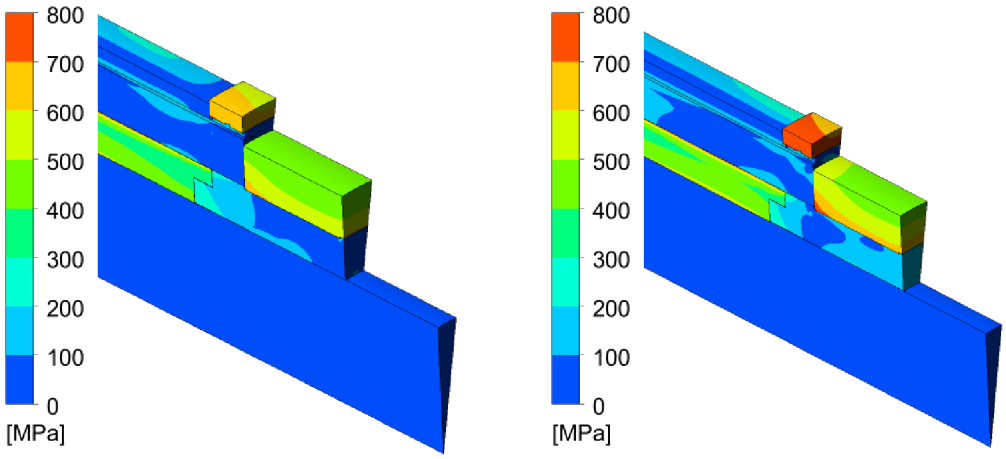
TABULKA 3.10 VÝSLEDKY MECHANICKÉHO VÝPOČTU.

		Tyče	Kruh nakrátko	Tělo rotoru	Prstenec 1	Prstenec 2
	Materiál	GLIDCOP® AL-15		41CrMo4	TiAl6V4	
	Mez kluzu, [MPa]	424	340	760	1000	
22 °C	Maximální napětí	223,2	369,01	665,14	778,71	797,63
	Bezpečnostní faktor	1,89	0,92	1,14	1,28	1,25
200 °C	Maximální napětí	249,62	443,69	682,12	856,04	866,99
	Bezpečnostní faktor	1,69	0,76	1,12	1,16	1,15



a) b)

Obr. 3.20 Rozložení bezpečnostního faktoru v řezu kruhu nakrátko pro a) 22 °C b) 200 °C.



a) b)

Obr. 3.21 Ekvivalentní napětí Von Mises v rotoru pro a) 22 °C a 125 000 ot/min b) 200 °C a 125 000 ot/min.

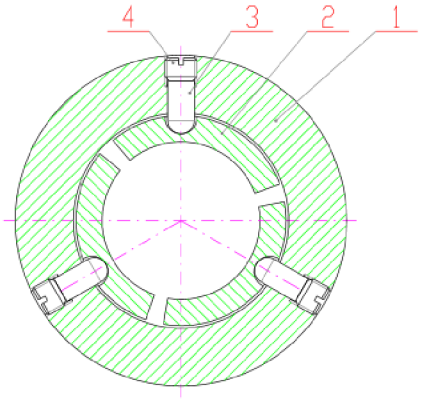
Rozložení ekvivalentního napětí v rotoru je ukázáno pro teplotu 22 °C na obr. 3.21a a pro teplotu 200 °C na obr. 3.21b. Tyče klece nakrátko jsou nejméně namáhány z celé rotorové struktury. Mají také nejvyšší bezpečnostní faktor. Nejvyššímu napětí jsou naopak vystaveny zpevňovací titanové prstence. Jejich bezpečnostní faktor se pohybuje v rozmezí 1,15 až 1,28. Těleso rotoru je také vystaveno velkému namáhání a jeho bezpečnostní faktor se pohybuje pro nejnamáhanější bod v rozmezí 1,12 až 1,14.

Velké množství výpočtu různých variant také ukázalo, že všechny rotorové části jsou velmi závislé na výrobních tolerancích. To klade vysoké nároky na precizní výrobu a sestavení rotoru. Například rotorové tyče musí být vyrobeny s rozměrovou tolerancí do 4 µm.

3.7 Ložiska a dynamika

Zejména magnetická (AMB – active magnetic bearings) a aerodynamická ložiska se používají dnes ve vysokootáčkových strojích. Prezentovaný výběr typů ložisek a výpočet rotorové dynamiky v rámci této podkapitoly proběhl v kooperaci s průmyslovým partnerem řešeného projektu.

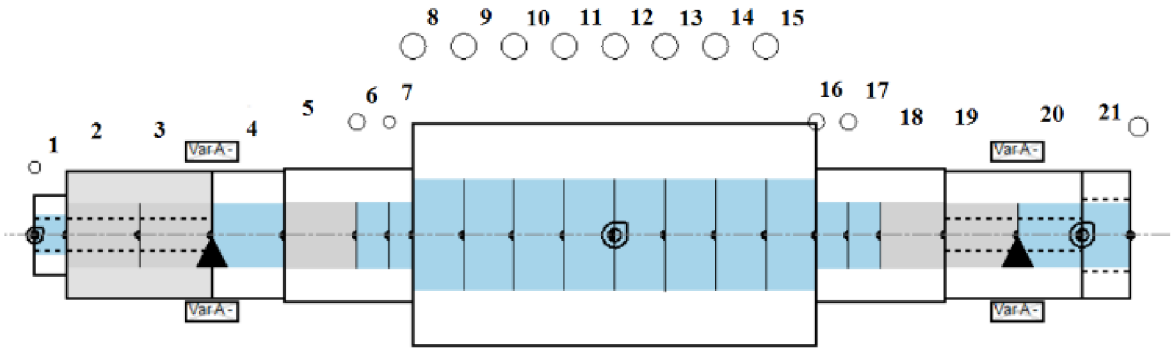
Tlumení ložisek a jejich tuhost v závislost na otáčkách je nutné znát pro výpočet rotorové dynamiky (kritické otáčky). Pro navržený turbo-cirkulátor je uvažováno použití vzduchového ložiska. Fluidních ložisek existuje celá řada. Liší se mezi sebou druhem použitého fluidu a tvarem. Dle použitého fluida rozlišujeme ložiska aerodynamická a hydrodynamická. Aerodynamická ložiska mají za procesní medium plyn, zatímco hydrodynamická kapalinu. Pro konstruovaný turbo-cirkulátor bylo zvoleno jako nejvhodnější aerodynamické segmentované ložisko. Segmentová ložiska jsou schopna zajistit stabilitu rotoru téměř za všech podmínek [70]. Aby se na kluzné ploše segmentu mohl vytvořit dostatečně únosný film, mají aerodynamická ložiska na rozdíl od hydrodynamických pouze 3 segmenty. Segmenty ložiska obr. 3.22 odkaz 2, se naklápějí v polokulových zakončeních podpěr obr. 3.22 odkaz 3, jejíž poloha je nastavena pomocí zátek obr. 3.22 odkaz 4. V místě podepření dochází k opotřebení vlivem mikro pohybu v důsledku kmitání rotoru [71].



Obr. 3.22 Aerodynamické Ložisko s naklápěcími segmenty a [64].

Následně byl pro zvolený typ ložisek realizován, průmyslovým partnerem, iterační matematický návrh parametrů ložiska. Jedná se o poměrně komplikovanou návrhovou analýzu, kdy je zapotřebí nejprve posoudit dynamické parametry rotoru s ohledem na prvotně navržené parametry ložiskové soustavy. Následně průmyslový partner provedl samotné posouzení soustavy rotoru s ložisky. Na základě takto provedených analýz se následně provedly další optimalizace ložiskové soustavy a rotoru. Výsledkem provedeného návrhu je optimalizovaný tvar rotoru stroje a vhodné geometrické parametry ložiska pro stabilní chod tohoto stroje.

Protože jsou po předchozích krocích rozměry a charakteristiky rotoru i ložisek již známy, byla dalším krokem detailní analýza rotorové dynamiky. Pro analýzu rotorové dynamiky byla provedena analýza průmyslovým partnerem prostřednictvím 2 D konečně prvkové analýzy. Rotor byl rozdělen na 21 částí, tak jak je ukázáno na obr. 3.23. Vzdálenost mezi ložisky je 100 mm. Vlastnosti rotorové dynamiky byly vyšetřeny do 160 000 ot/min. To umožňuje přesně určit hodnotu prvních kritických otáček. Vypočtené kritické otáčky a tlumení jsou uvedeny v tabulce 3.11.



Obr. 3.23 Model rotoru pro analýzu rotorové dynamiky.

Vzhledem k malé tuhosti ložisek ve srovnání s tuhostí hřídele odpovídají vypočtené čtyři nejnižší módy módům tuhého tělesa na plynovém filmu. Tyto cylindrické a kónické módy mají tlumení více než 50 % a proto generují pouze nepatrné zvýšení amplitudy. První kritické otáčky se vyskytují až na 221 286 ot/min. To je dostatečný odstup od provozních otáček rovnající se 1,84násobku jmenovitých otáček. Běžně užívaným kritériem pro zvolený druh ložisek je to, že kritické otáčky musí být alespoň 1,8násobek provozních otáček. Toto kritérium zajišťuje, že rotor pracuje v podkritických otáčkách a splňuje požadavky rotorové dynamiky. Při výpočtu dynamiky bylo předpokládáno oběžné kolo o hmotnosti 52g a hliníkový disk o průměru 50mm. Tento disk nahrazuje axiální ložisko obr. 1.9.

TABULKA 3.11 KRITICKÉ OTÁČKY ROTORU.

Pořadí kritických otáček	Kritické otáčky [ot/min]	Poměrný útlum [-]
1. cylindrické	8 286	57,4
2. konické	11 196	61
3. cylindrické	15 518	69,4
4. konické	20 733	69,9
1. ohybové, protiběžná precese	166 858	0,2
1. ohybové, souběžná precese	221 286	0,2

4 Výběr topologie vysokootáčkového stroje

Tato kapitola srovnává tři typy vysokootáčkových strojů pro aplikaci v turbo-cirkulátoru hélia. Je srovnán indukční motor s plným rotorem a klecí nakrátko, synchronní stroj s plným válcovým magnetem a synchronní stroj s magnety na povrchu v Halbachově uspořádaní. Všechny tyto stroje jsou navrženy tak aby pracovaly jako motor s výstupním výkonem 6 kW při 120 000 ot/min.

Každý z těchto vysokootáčkových strojů má své výhody a nevýhody. V této kapitole jsou stroje srovnány z několika hledisek, které zahrnují elektromagnetismus, oteplení a mechanickou analýzu. Pro ostatní vysokootáčkové aplikace umožňuje prezentovaný srovnávací postup vybrat topologii elektrického stroje analyzováním popsaných kritérií.

4.1 Provedení srovnávaných strojů

Jak již bylo ukázáno v úvodu této práce, dva nejvíce populární typy elektrických strojů pro vysokootáčkové aplikace jsou indukční stroje a stroje s permanentními magnety [72], [73]. V následujících odstavcích jsou představeny dva synchronní stroje a jeden indukční. Tyto stroje byly speciálně navrženy pro aplikaci v turbo-cirkulátoru hélia.

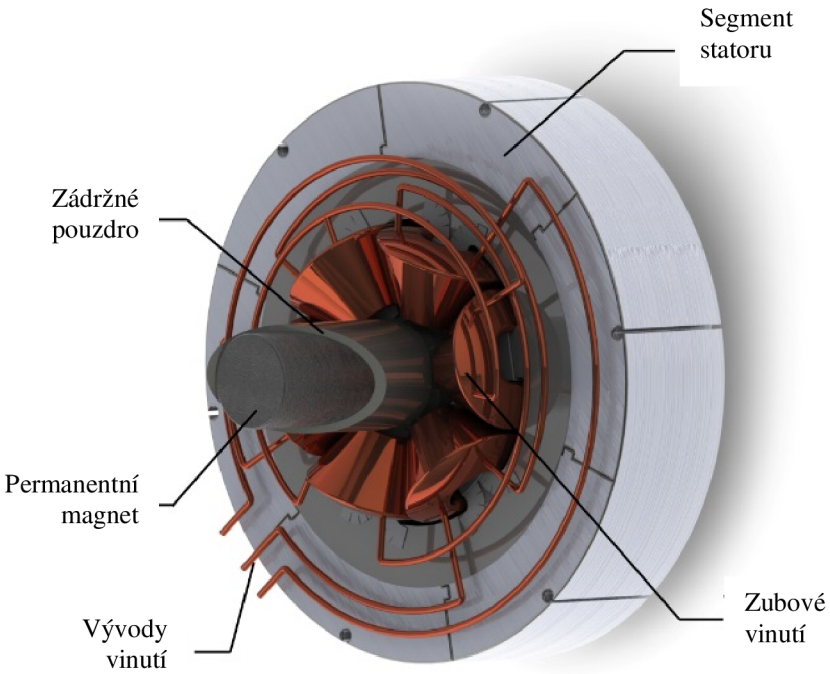
Obr. 4.1 ukazuje model a popis synchronního stroje s plným válcovým permanentním magnetem (dále značen jako HS PMSM – High Speed permanent magnet machine). Tento stroj byl navržen ve spolupráci s Lappeenranta University of Technology v rámci autorovy pracovní stáže na této univerzitě. Magnet je vyroben z jednoho plného válcového kusu což značně zjednodušuje proces výroby rotoru. Pro zajištění potřebné odolnosti vůči vysokým otáčkám je magnet umístěn v pouzdře z titanu. Toto pouzdro je uloženo na magnetu s přesahem. Titan má vyšší mez kluzu a rezistivitu než ocel. Dále je levnější a snadnější pro technologii výroby ve srovnání s karbonovými vlákny, které se v praxi také uplatňují pro zapouzdření permanentních magnetů. Pro lepší znázornění struktury rotoru je na obr. 4.1 rotor vysunut ze statoru a zadržené pouzdro je částečně odříznuto.

Výběr zubového vinutí pro HS PMSM je proveden na základě rozboru uvedeného v [74]. Podle tohoto rozboru má podobný stroj s rozloženým vinutím o málo nižší ztráty, nicméně zubové vinutí má jiné výhody. Celková délka stroje se zubovým vinutím je podstatně nižší což vede k redukci délky rotoru. Kratší rotor umožňuje vyšší otáčky bez rizika běhu v oblasti kritických otáček. Další výhodou je přímé chlazení vinutí prouděním chladicího média mezi statorovými cívkami. Pro zvýšení činitele plnění mědi a zjednodušení výrobního procesu je stator složen ze šesti segmentů. Na každý segment, je před spojením s ostatními segmenty nejdříve navinuto vinutí. V otevření statorových zubů, které vznikne složením segmentů dohromady, jsou instalovány semi-magnetické klíny.

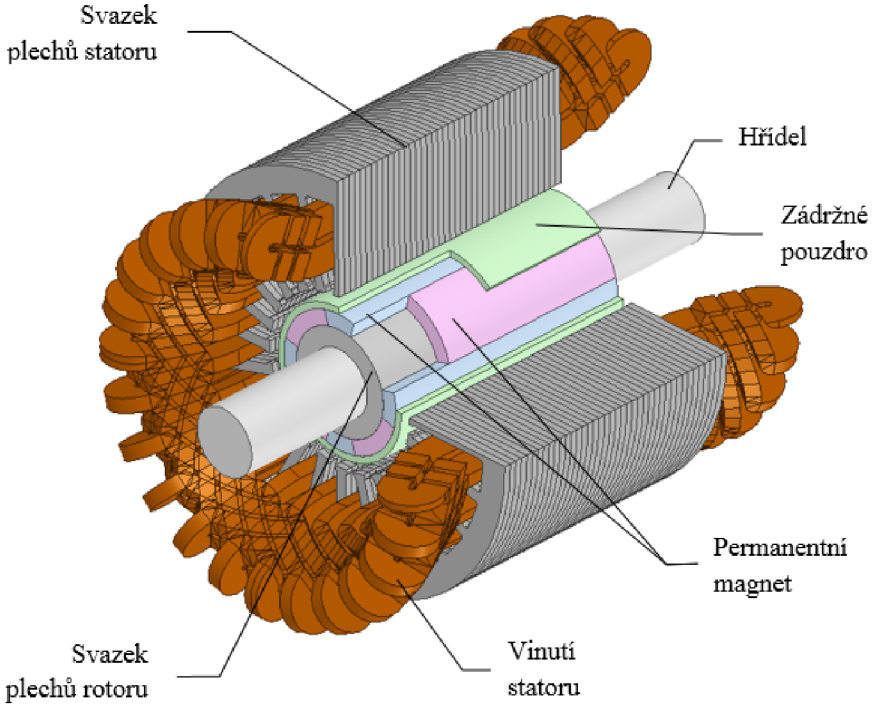
Dalším srovnávaným strojem je synchronní stroj s magnety na povrchu rotoru v Halbachově uspořádání (dále značen jako HS SM PMSM – High speed surface mounted permanent magnet synchronous machine). Tento stroj je navržen jako čtyřpólový s 24 drážkami ve statoru a vychází ze stroje publikovaného v [75] s autorovým svolením. Podobně jako navržený indukční stroj v rámci kapitoly 3 má i HS SM PMSM dvouvrstvé vinutí statoru se zkráceným krokem pro potlačení vyšších harmonických složek magnetické indukce ve vzduchové mezeře. Permanentní magnety jsou magnetizovány do Halbachovy topologie [76]. Pole magnetů v Halbachově uspořádání vytváří sinusové rozložení magnetické indukce ve vzduchové mezeře. To má za následek menší ztráty v železe, sinusový průběh indukovaného napětí a menší zvlnění momentu. Skupina osmi magnetů je umístěna pod zpevňovacím pouzdrem, tak jak je ukázáno na obr. 4.2. Zádržné pouzdro je stejně jako u HS SMPM uloženo na magnetech HS SM PMSM s přesahem.

Posledním srovnávaným strojem je indukční stroj (dále značen jako HS IM) s plným rotorem a klecí nakrátko obr. 4.3. Tento stroj byl navržen v rámci kapitoly 3, kde byl i podrobněji popsán. Hlavní parametry srovnávaných strojů jsou uvedeny v tabulce 4.1.

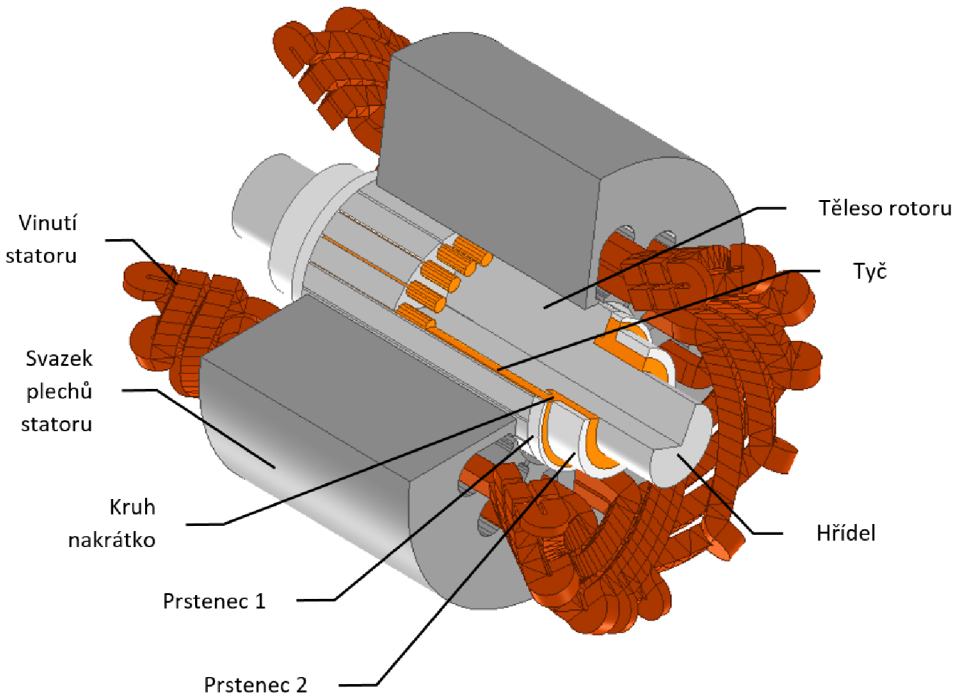
Stroje byly navrženy se stejnými specifikacemi a okrajovými podmínkami za účelem řádného srovnání. Nicméně kvůli specifickým vlastnostem topologií jsou některé parametry rozdílné. Například, pro implementování Halbachova uspořádání magnetů, které efektivně sníží množství magnetického toku penetrujícího pod magnety, je nutné provést stroj alespoň jako čtyřpólový. To pro HS SM PMSM vede na nominální frekvenci 4000 Hz. Tato úroveň frekvence klade další nároky na frekvenční měnič. Proto je napájecí napětí tohoto stroje zvoleno nižší ve srovnání s ostatními porovnávanými stroji. Napájecí frekvence indukčního stroje je nad 2000 Hz z důvodu kompenzace skluzu pro dosažení pracovních 120 000 ot/min.



Obr. 4.1 Synchronní stroj s plným válcovým magnetem 3D model stroje [74].



Obr. 4.2 Model synchronního stroje s Halbachovým uspořádáním magnetů.



Obr. 4.3 Model asynchronního stroje s plným rotorem.

TABULKA 4.1 HLAVNÍ PARAMETRY SROVNÁVANÝCH STROJŮ 6 KW, 120 000 OT/MIN.

Komponenta	HS PMSM	HS IM	HS SM PMSM
Počet pólových dvojic	1	1	2
Počet fází	3	3	3
Jmenovitá napájecí frekvence, [Hz]	2 000	2 015	4 000
Počet drážek statoru	6	12	24
Počet tyčí rotoru	-	18	-
Vnější průměr statoru, [mm]	102	90	60
Vnitřní průměr statoru, [mm]	36	32,5	25,4
Aktivní délka statoru, [mm]	32	50	40
Aktivní délka rotoru, [mm]	40	50	40
Vnější průměr rotoru, [mm]	33	30,7	22,4
Obvodová rychlost rotoru, [m/s]	207	193	141
Sdružené napětí, [V]	350	350	147
Zapojení vinutí statoru	Hvězda	Hvězda	Hvězda
Tangenciální napětí rotoru, [kPa]	6,15	6,44	15,15
Materiál svazku paketu statoru	M250-35A	M250-35A	M250-35A
Materiál magnetu rotoru	SmCo	-	SmCo
Materiál pouzdra rotoru	Ti-6AL-4V	Ti-6AL-4V	Inconel 718
Materiál rotorového paketu	-	41CrMo4	M250-35A
Materiál klece nakrátko	-	Glidcop Al-15	-

Tangenciální napětí rotoru (2.24) je vyšší pro HS SM PMSM uspořádání v porovnání s HS PMSM a HS IM. Tento rozdíl je dán podstatně menším průměrem rotoru HS SM PMSM. Jho statoru HS PMSM a HS IM bylo navrženo mimořádně vysoké pro snížení ztrát ve statorovém jhu (více kapitola 3.4.). Délka aktivních částí je srovnatelná pro všechny tři stroje. Pro omezení momentových ztrát je délka magnetů u HS PMSM a HS SM PMSM větší než aktivní délka statoru, a to na základě studie provedené v [77].

Permanentní magnet je pro oba synchronní stroje realizován ze Sm_2Co_{17}. Prvním důvodem je jeho tolerance k vysokým teplotám bez rizika trvalé demagnetizace. Vybraný typ magnetů je schopen tolerovat pracovní teploty dosahující až 350 °C. Například pro HS PMSM byl použit magnet Recoma® 30S pro zajištění stabilního provozu při vysokých teplotách. Křivky tohoto magnetu pro rozdílné teploty jsou uvedeny v příloze B. Pro stroj HS SM PMSM byl při návrhu uvažován magnet Recoma® 28. Křivky jsou taktéž uvedeny v přílohové části této práce. Dalším důvodem pro použití Sm_2Co_{17} je, že tento materiál má oproti NeFeB menší remanentní indukci což vede ke vhodné úrovni magnetické indukce ve vzduchové mezeře.

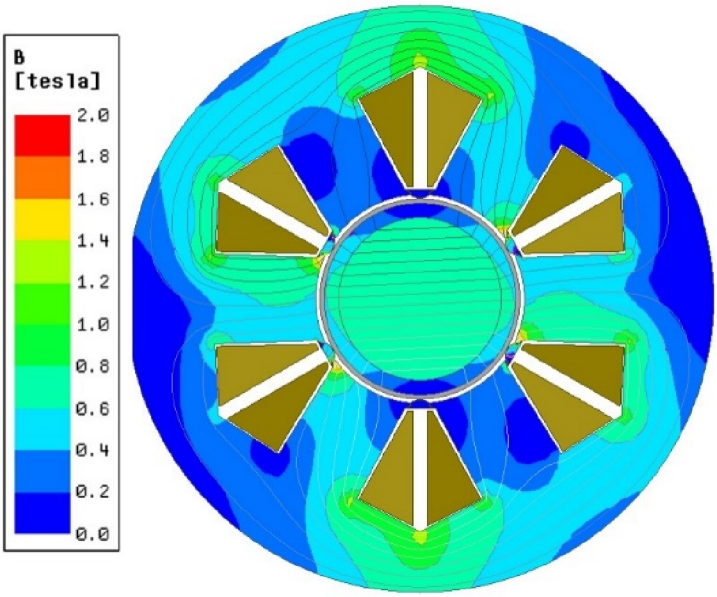
4.2 Elektromagnetické srovnání

Rozložení magnetické indukce a siločáry při jmenovitých podmínkách jsou pro srovnávané stroje zobrazeny na obr. 4.4 až 4.6. Díky vysokému jhu navržených strojů nepřesahuje magnetická indukce v něm úroveň 1,2 T. V případě HS PMSM jsou saturovány pouze okraje hlav zubů statoru obr. 4.4.

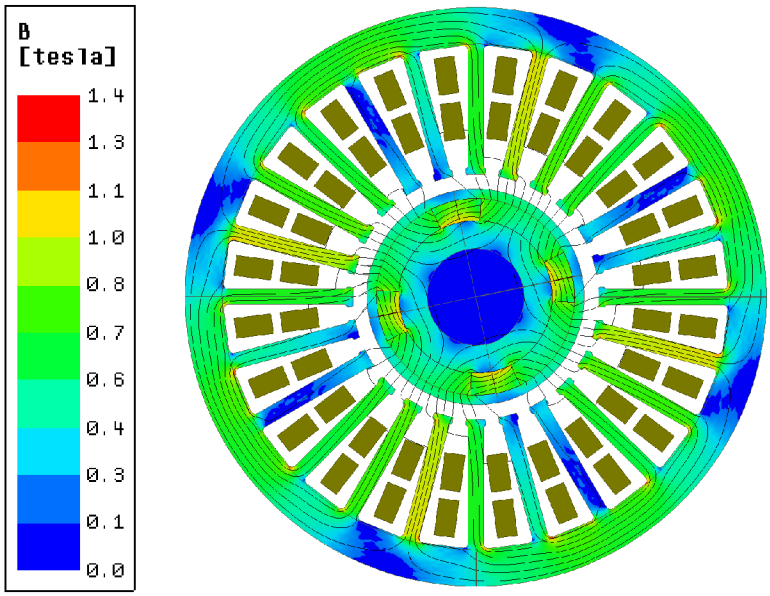
Rozložení magnetické indukce pro HS SMPMSM je ukázána na obr. 4.5. Sycení jha statoru a zubů je obdobné jako u HS PMSM a HS IM. Žádná část magnetického obvodu není u této topologie přesycena. Navzdory feromagnetickému rotorovému jhu se

magnetický tok převážně uzavírá permanentními magnety. To je způsobeno principem halbachovy topologie uložení magnetů.

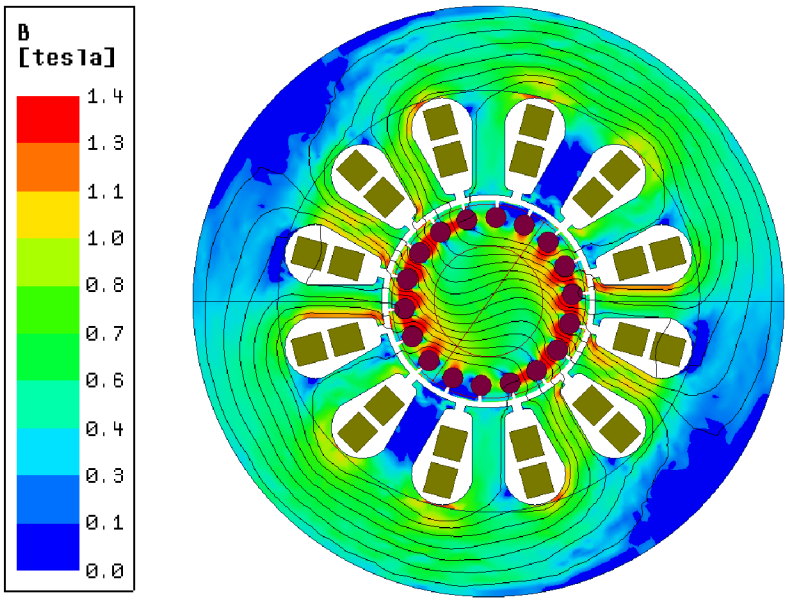
Srovnávaný HS IM obr. 4.6 má přibližně magnetickou indukci 0,6 T uprostřed statorového jha v nejvíce syceném místě. Uprostřed zubu statoru pak okolo 0,8 T. Červené oblasti v rotoru obr. 4.6 jsou nad kolenem BH křivky použitého materiálu pro rotor (příloha B). Magnetická indukce mezi tyčemi v rotoru dosahuje 1,5 T. Povrch rotoru je lokálně saturován, což má za následek nárůst hloubky vniku vířivých proudů. Převážná část ztrát rotoru je generována právě těmito vířivými proudy, které se vyskytují uvnitř oblasti hloubky vniku a rotorových tyčí.



Obr. 4.4 Rozložení magnetické indukce při jmenovitém zatížení v příčném řezu HS PMSM.



Obr. 4.5 Rozložení magnetické indukce při jmenovitém zatížení v příčném řezu HS SMPMSM.



Obr. 4.6 Rozložení magnetické indukce při jmenovitém zatížení v příčném řezu HS IM.

Srovnání rozložení ztrát sledovaných topologií je provedeno na obr. 4.7. Tyto ztráty nejsou na rozdíl od těch uvedených v kapitole 3.4.6 vynásobeny korekčními činiteli. Dodatečné ztráty jsou vypočteny jako 0,5 % z výstupního výkonu, a proto jsou stejné pro všechny tři srovnávané stroje. Ventilační ztráty jsou vypočteny analyticky při uvažování hélia ve vzduchové mezeře postupem popsaným v kapitole 2.3.2. Pro tento výpočet je uvažována stejná rychlost strojů a hladký povrch rotoru pro všechny srovnávané případy. Rozdílné ventilační ztráty srovnávaných topologií jsou způsobeny dvěma hlavními faktory – rozměry rotoru a radiální délkou vzduchové mezery. Díky malému průměru rotoru jsou ventilační ztráty HS SMPMSM pouze 71 W. Naopak HS PMSM má největší průměr rotoru a díky tomu i největší vypočtené ventilační ztráty mezi srovnávanými stroji. Pro přesnější analýzu třecích a ventilačních ztrát, která by vzala v potaz také drážkování a 3D efekty, by musel být použit výpočet fluidní dynamiky – CFD.

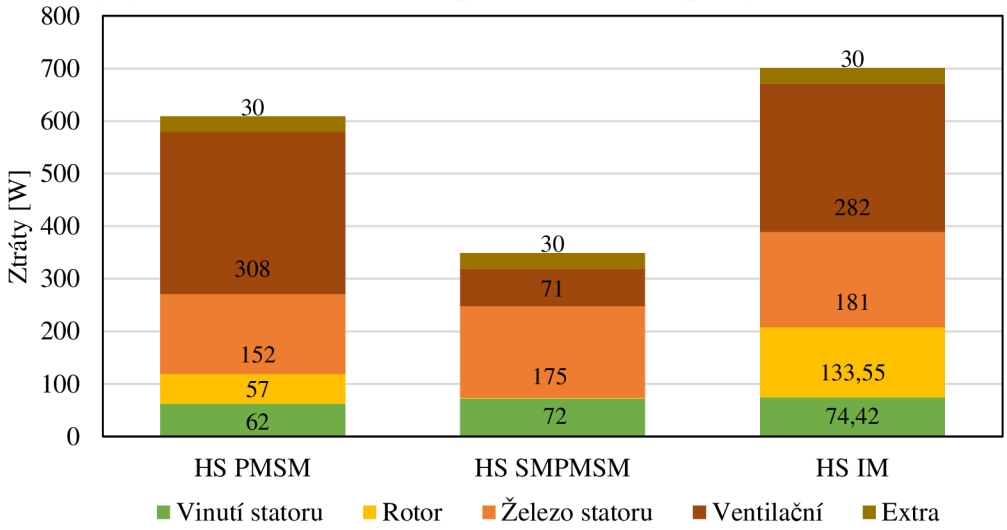
Ztráty v rotoru elektromagnetického původu jsou způsobeny vířivými proudy indukovanými v plných materiálech (2.58). U HS IM se tyto ztráty vytvářejí v kleci nakrátko a plném materiálu rotoru obr. 3.14d. U synchronních strojů jsou soustředěny ve zpevňovacích pouzdrech a magnetech. Vnější povrchy rotorů srovnávaných strojů jsou vystaveny vysokofrekvenčním variacím magnetického toku, a to díky drážkování statoru (podrobněji kapitola 2.2.2). Hloubka vniku vířivých proudů záleží na frekvenci a materiálových charakteristikách rotoru. Saturovaný povrch HS IM zvyšuje hloubku vniku vířivých proudů. To vede k výraznému navýšení ztrát povrchu rotoru a tím ke zhoršení elektromagnetického výkonu ve srovnání s ostatními sledovanými stroji. Na rozdíl od ostatních topologií má HS SMPMSM velmi malé ztráty rotoru. To je dáno skutečností, že magnetická indukce ve vzduchové mezeře HS SMPMSM má velmi malé celkové harmonické zkreslení (total harmonic distortion - THD). Navíc objem zadrženého pouzdra je výrazně menší u tohoto stroje než u HS PMSM. Nízké rotorové ztráty jsou jednou z klíčových výhod této topologie.

Velikost ztrát v železe statoru je počítána v ANSYS Maxwell vztahem (2.59). Použité koeficienty k_h a k_e, byly vypočteny na základě katalogových údajů výrobce plechů, příloha B a jsou závislé na objemu magnetického obvodu (2.60) a (2.61). Objem statoru lze určit následujícím vztahem:

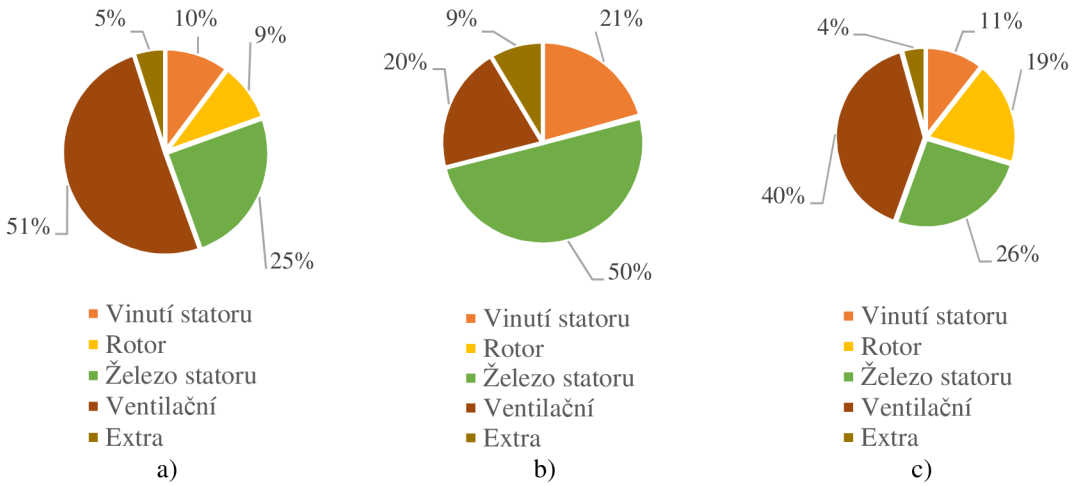
$$V_S = (\pi(r_{se}^2 - r_{si}^2) - S_{cus}Q_S)l_S \tag{3.10}$$

Vypočtené objemy magnetického obvodu statoru jsou $2{,}1\cdot10^{-4}$ m^3 pro HS IM, $2{,}2\cdot10^{-4}$ m^3 pro HS PMSM a $0{,}48\cdot10^{-4}$ m^3 pro HS SMPMSM. Nejmenší objem statoru tak má HS SMPMSM, avšak díky dvojnásobné napájecí frekvenci jsou ztráty srovnatelné se zbývajícími dvěma srovnávanými stroji.

Srovnání ztrát ve vinutí statoru (2.57) souvisí s analýzou elektromagnetického výkonu topologií. Výsledky analýzy elektromagnetického výkonu jsou uvedeny v Tabulce 4.2. HS IM má nejvyšší ztráty ve vinutí, protože má nejnižší účiník rovný 0,62. Oba sledované synchronní stroje mají účiník blízký 1, protože jejich proud má malou složku v d-ose způsobující demagnetizaci. Díky nižší úrovni napětí, je proud HS SMPMSM výrazně vyšší v porovnání s HS PMSM. Nicméně jedna z nevýhod studované HS PMSM topologie je činitel vinutí rovný 0,5. Činitel vinutí je určen rovnicí (2.30). V případě HS PMSM má zubové vinutí počet drážek na pól a fázi q=1, úhel drážkové rozteče statoru β=2π/Q_s a zkrácení kroku $W_{\tau p}$ = 1/3. Ve výsledku vedou tyto faktory k přibližně stejným ztrátám vinutí statoru pro srovnávané topologie.



Obr. 4.7 Srovnání složek ztrát studovaných topologií.



Obr. 4.8 Srovnání procentního příspěvku do celkových ztrát a) HS PMSM b) HS SMPMSM c) HS IM.

TABULKA 4.2 VYPOČTENÉ PARAMETRY SROVNÁVANÝCH TOPOLOGIÍ.

Parametry	HS PMSM	HS SM PMSM	HS IM
Výkon na hřídeli, [kW]	6	6	6
Elektromagnetická účinnost, [%]	95,2	95,6	94
Účiník	0,99	0,98	0,62
Proud fází statoru, [A]	10,2	24,6	17,25

Efektivní hodnota proudu je obdobná u HS IM a HS SMPMSM. HS PMSM má oproti ostatním srovnávaným topologiím výrazně nižší efektivní hodnotu proudu. Nižší efektivní hodnota proudu umožňuje výběr menšího frekvenčního měniče a tím i snížení celkových nákladů.

Podle výsledků uvedených v tabulce 4.2 jsou elektromagnetické parametry HS IM nejhorší ve srovnání se synchronními stroji pro danou aplikaci. HS SMPMSM má nejvyšší elektromagnetickou účinnost. Rozdíl je ještě podstatnější v případě zahrnutí ventilačních ztrát. Musí být však bráno v potaz, že pro HS SMPMSM byla provedena multi-fyzikální optimalizace [21].

V kapitole 2.3.2 byl ukázán vztah (2.55) vyjadřující závislost ztrát na otáčkách stroje. Tento vztah ukázal, že magnetizační ztráty stroje jsou nezávislé na otáčkách stroje. Ztráty, které jsou na otáčkách závislé, jsou ztráty hysterezí. Ztráty vířivými proudy rostou s kvadrátem otáček a ztráty ventilační s třetí mocninou.

Obecně jsou ztráty vířivými proudy významněji zastoupeny u strojů indukčních než u synchronních. To vychází mimo jiné z principu činnosti indukčních strojů. Rotor indukčního stroje pracuje na skluzových otáčkách, což vede k indukování proudů do rotoru na skluzové frekvenci. Pro vysokootáčkové stroje, kde je napájecí frekvence vysoká, je rovněž vysoká i frekvence proudů indukovaných do rotoru. Díky tomu jsou ztráty vířivými proudy u vysokootáčkových strojů výrazně zastoupeny.

Synchronní stroje s permanentními magnety umožňují vyšší hustotu výkonu elektrického stroje. Ve výsledku tak může být rotor synchronního stroje menší ve srovnání s rotorem indukčního stroje. Protože ztráty třením rostou se čtvrtou mocninou průměru rotoru, může toto snížení objemu rotoru vést k podstatnému zlepšení účinnosti stroje. Příkladem je analyzovaný HS SM PMSM, kde vnější průměr rotoru byl ve srovnání s ostatními menší. Ztráty třením jsou tedy u něj podstatně méně procentuálně zastoupeny ve srovnání s ostatními topologiemi.

Ztráty hysterezí záleží na magnetickém zatížení magnetického obvodu a na implementovaných materiálech ve stroji. Tyto ztráty mohou mít stejnou velikost jak u indukčních, tak u synchronních strojů určených pro vysokootáčkové aplikace. Tato skutečnost je rovněž patrná u provedeného srovnání, kdy materiály statoru jsou stejné a rovněž i sycení je na přibližně srovnatelné úrovni.

Lze předpokládat, že ztráty související s magnetizací budou menší u synchronních strojů. To vychází z faktu, že u synchronních strojů je magnetizace magnetického obvodu zajištěna převážně magnety. V závislosti na nastavení pracovního bodu může synchronní stroj pracovat v podbuzeném či přebuzeném režimu nebo s $\cos\varphi=1$. U indukčního stroje je naopak celá magnetizace magnetického obvodu zajištěna vinutím statoru a jím procházejícím proudem. Tomuto pak odpovídají i výsledné účiníky a ztráty ve vinutí statoru srovnávaných strojů.

4.3 Tepelné srovnání

Tepelné poměry ve vysokootáčkových strojích jsou kritické, protože v relativně malém objemu je koncentrováno poměrně velké množství ztrát. Přehřívání kritických míst má za následek poruchu stroje a může tak vést k dodatečným nákladům. Pro všechny stroje jsou zejména kritická vinutí, speciálně pak jejich čela. Pro stroje s permanentními magnety je rovněž kritická teplota magnetů.

Srovnávané topologie strojů mají rozdílnou strukturu, rozložení ztrát, nejteplejší místa a možnosti chlazení. Vlastní tepelná síť byla vyvinuta pro každý z uvažovaných strojů. Pro HS IM se jedná o síť popsanou v kapitole 3.5. Tepelná síť pro synchronní stroje vychází z tepelné sítě publikované v [78].

První tepelný výpočet uvažoval nucené chlazení vzduchem se stejným objemovým průtokem pro všechny stroje. Vstupní teplota vzduchu je 40 °C. Vypočtené teploty v kritických částech strojů ukazuje tabulka 4.3.

Teplota čel vinutí statoru bývá kritická, neboť je obvykle vyšší než teplota vinutí v drážkách. Teploty pro stroje splňují limity stanovené dle normy IEC 60085 pro izolaci třídy 155 (předchozí značení F).

Teplota permanentního magnetu je pro oba synchronní stroje přes 200 °C. Rozdíl v rotorových ztrátách neměl vliv na oteplení magnetů pro HS PMSM a HS SMPMSM. Vybraná jakost magnetů SmCo je schopna práce při teplotách dosahujících až 350 °C bez rizika trvalé demagnetizace.

Jak bylo ukázáno v kapitole 3.5 použitím hélia lze oteplení jednotlivých částí stroje snížit. Nevýhodou využití hélia je navýšení třecích ztrát ve srovnání se vzduchem v cílové aplikaci. Použití hélia u synchronních strojů by snížilo oteplení magnetů a tím také eliminovalo riziko demagnetizace použitých magnetů.

TABULKA 4.3 VÝSLEDKY TEPELNÉHO VÝPOČTU.

Část stroje	HS PMSM	HS IM	HS SM PMSM
Čela vinutí statoru, [°C]	125	121	122
Permanentní magnet, [°C]	207	-	252
Povrch rotoru, [°C]	201	172	228

4.4 Mechanické srovnání

Relativně velký průměr rotoru v navržených strojích vede na poměrně vysokou obvodovou rychlost rotoru. Obvodové rychlosti rotorů jsou uvedeny v tabulce 4.1. Vysoká obvodová rychlost rotoru dohromady s vysokými rotorovými teplotami generuje značné mechanické namáhání rotoru. Aby rotor snesl toto namáhání, je nutné použít speciálních konstrukčních úprav a materiálů. Tabulka 4.4 uvádí použitý materiál pro každou část rotoru, jeho mez kluzu, vypočtené maximální mechanické napětí a bezpečnostní faktor. Data jsou rozdělena do tří skupin, kde každá skupina souvisí s příslušným srovnávaným strojem.

Rotor indukčního stroje se skládá ze čtyř hlavních komponent, které byly popsány v kapitole 3.6. Hlavní topologický rozdíl oproti konvenčnímu provedení IM jsou titanové prstence umístěné přes kruhy nakrátko.

Podle 3D mechanické analýzy pomocí metody konečných prvků se nejvyšší mechanické namáhání HS IM nachází nad a pod tyčemi. Maximální mechanické napětí v rotorových tyčích a kruzích nakrátko je nižší ve srovnání s titanovými prstenci. Nicméně

nejnižší bezpečnostní faktor je v kruzích nakrátko. To je dáno tím, že mez kluzu Glidcop AL-15 je nižší než u titanu. Proto by pro navýšení bezpečnostního faktoru kruhu nakrátko bylo nutné použít pevnější materiál, jako je například Glidcop AL-60. Další možností je modifikování tvaru kruhu nakrátko. Glidcop AL-60 má ve srovnání s použitým typem Glidcop AL-15 nižší vodivost, a tak by jeho použití ovlivnilo parametry HS IM.

Optimalizace provedení rotoru s permanentním magnetem je velmi důležité pro vysoké otáčky. Principiální provedení rotoru obou sledovaných strojů je obdobné a bylo ukázáno dříve na obr. 2.4a, b. Magnety obou strojů jsou umístěny ve zpevňovacím pouzdře. Maximum napětí v tomto místě je způsobeno přesahem uložení mezi magnetem a zpevňovacím pouzdrem (kapitola 2.1.2). Napětí generované HS PMSM je nižší než v HS SMPMSM. To je způsobeno tím, že u HS SMPMSM je mechanické napětí zvýšeno přesahem mezi hřídelí a rotorovým paketem a mezi rotorovým paketem a magnety tepelnou roztažností. Názorně byla obdobná situace vykreslena na obr. 2.6. V případě HS PMSM je magnet homogenní cylindr díky čemuž je z mechanického hlediska výhodnější než topologie rotoru HS SMPMSM.

Přesah uložení magnet-pouzdro byl optimalizován, a to tak, aby byly získány co nejmenší hodnoty namáhání při provozních otáčkách a teplotách. V případě HS SMPMSM přesah činí 25 µm. Detaily o provedení HS SMPM jsou popsány v [22]. Mez kluzu titanu se snižuje s rostoucí teplotou. Tento jev nebyl brán při výpočtu u srovnávaných topologií v potaz. Vysoké teploty tak sníží bezpečnostní faktory uvedené v tabulce 4.4 pro srovnávané stroje.

Z pohledu rotorové dynamiky je HS PMSM nejvýhodnější ze srovnávaných strojů. To je dáno tím, že má nejkratší rotor s největším vnějším průměrem. Malá délka rotoru oproti ostatním dvěma typům je dosažena i díky realizaci vinutí pomocí tzv. zubových cívek. Tento druh vinutí má krátkou délku čel a díky tomu může být hřídel stroje kratší. HS SMPMSM je ve srovnání s HS IM kratší, a to díky čtyřpólovému provedení. Nejdelší hřídel má stroj v topologii HS IM díky velké délce čel vinutí, která je typická pro dvojpólové stroje.

TABULKA 4.4 VÝSLEDKY MECHANICKÉHO VÝPOČTU.

Parametr	Materiál	Mez kluzu, [MPa]	Maximální napětí, [MPa]	Bezpečností faktor
HS IM				
Tyče	GLIDCOP AL-15	469	249,62	1,69
Kruhy nakrátko	GLIDCOP AL-15	455	443,69	0,76
Těleso rotoru	16 523.3	760	682,12	1,12
Prstenec	TiAl6V4	1000	856,04	1,16
HS PMSM				
Pouzdro	TiAl6V4	1000	221	4,5
HS SM PMSM				
Pouzdro	Inconel 718	1172	374	2,6

4.5 Vyhodnocení volby typu stroje

Kapitola 4 prezentovala tři rozdílné koncepty pro vysokootáčkový stroj určený k pohonu turbo-cirkulátoru hélia. Výstupní výkon strojů byl 6 kW při 120 000 ot/min. Provedená multidisciplinární analýza strojů ukázala výhody a nevýhody každé vyšetřované topologie pro danou aplikaci.

HS IM nemá ve své konstrukci permanentní magnety, takže u něj není riziko demagnetizace. Výběr této topologie je pro výrobní podnik výhodný v případě, že má zkušenosti s výrobou převážně konvenčních indukčních strojů. Indukční stroj má navíc potencionálně nižší pořizovací náklady než stroj synchronní. Nicméně, tento stroj má malý účiník a účinnost než uvedené synchronní stroje. Navíc jak bylo ukázáno, tento typ stroje potřebuje díky své horší účinnosti lepší chlazení.

HS PMSM a HS SM PMSM mají vysokou účinnost a dobrý účiník. Rotorové ztráty HS SM PMSM jsou nízké a oteplení magnetů je pro oba stroje pod kritickou mezí. HS PMSM má vyšší bezpečností faktor díky své jednoduché rotorové konstrukci. Kratší rotor u HS PMSM garantuje provoz pod kritickými otáčkami. Ve srovnání s HS IM potřebují synchronní stroje často pro své řízení otáčkové čidlo, ale kvůli hermetickému uzavření turbo-cirkulátoru a natlakovanému héliu by jeho instalace vedla ke zvýšení ceny systému a k riziku zhoršení spolehlivosti. Z tohoto důvodu pro pohon synchronních strojů může být nutné implementovat bezsenzorové řízení. Oproti tomu indukční stroj dokáže pracovat bez čidla otáček, a to navíc i s menšími nároky na řízení.

V této studii byl HS SM PMSM navržen více kompaktní ve srovnání se zbývajícími dvěma topologiemi. Multidisciplinární analýza ukázala, že i při tangenciálním napětí rotoru 15 kPa je možné mít akceptovatelné rotorové teploty. Ve výsledku je pak HS SMPMSM tvořen pouze 22 % objemu HS PMSM.

Jednoduchá konstrukce rotoru a možnost využití segmentovaného statoru v navrženém HS PMSM snižují výrobní náklady. Objem permanentních magnetů použitých v HS SMPMSM je nižší než u HS PMSM. Nicméně, Halbachova řada magnetů může mít i tak vyšší cenu než jediný magnet použitý v HS PMSM. Nízká hodnota efektivního proudu HS PMSM snižuje velikost a cenu frekvenčního měniče.

5 Výroba a sestavení

Vysokootáčkový stroj klade vysoké nároky na implementované materiály, preciznost a volbu technologie výroby. V první fázi tak byly ověřeny mechanické vlastnosti materiálů pro výrobu klece nakrátko rotoru. Jak bylo ukázáno v kapitole 3.6, je právě klec nakrátko nekritičtější součástí celé rotorové sestavy. Druhou fází bylo testování sestavení rotoru pomocí různých technologických postupů. Zkoušeno bylo svařování, různé druhy pájení a skládání pomocí přesahů. Současně s výrobou rotoru probíhala i výroba statorového svazku a dalších dílů sestavy turbo-stroje.

Tato kapitola prezentuje jednotlivé kroky výroby. Popsané technologické a výrobní postupy poslouží při budoucí výrobě dalších strojů obdobného typu s vyšší přidanou hodnotou.

5.1 Ověření vlastností implementovaných materiálů

5.1.1 Ověření elektrovodných vlastností materiálů klece nakrátko

Odpor vzorků materiálů Glidcop Al-15 a CuCrZr zakoupených pro výrobu rotoru byl ověřen mikro-ohmmetrem CROPICO DO5000. Z naměřených výsledků tabulka 5.1 plyne, že oba sledované materiály vykazují poměrné dobré elektrovodné vlastnosti.

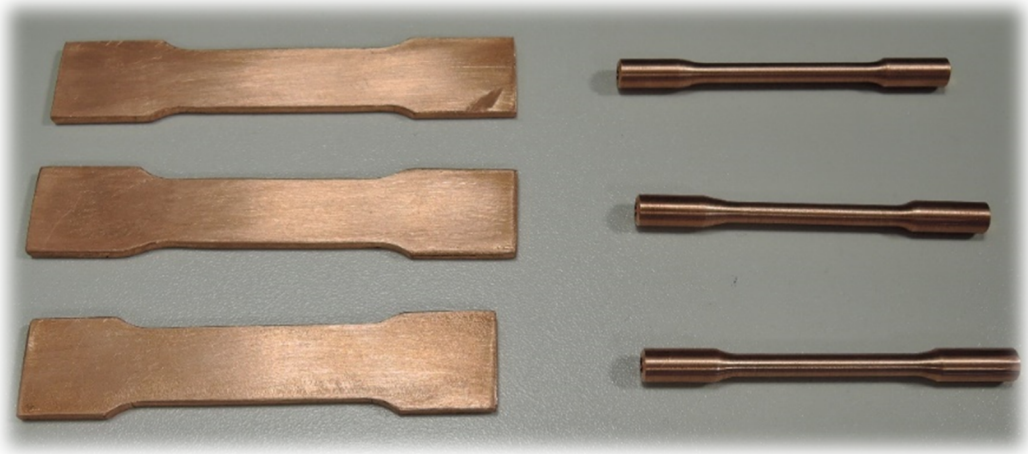
TABULKA 5.1 VÝSLEDKY MĚŘENÍ ODPORU.

Materiál	Měrný elektrický odpor [Ωmm²/m]	Poměr k mědi [-]
Měď	0,0178	1
Glidcop AL-15	0,01882	0,94
CuCrZr	0,01984	0,89

5.1.2 Metodika pevnostních zkoušek

Testování mechanických vlastností materiálů je dnes běžně využíváno výrobci elektrických strojů. Nejčastěji jsou zjišťovány parametry, jako je mez kluzu, mez pevnosti a modul pružnosti. Typický testovací přípravek se skládá z horní pohyblivé a dolní stacionární hlavy. Svěrky, které jsou umístěny na hlavách, svírají testovaný vzorek. Vzorky jsou mechanicky namáhány postupným pohybem hlav od sebe, a to až do roztržení vzorku. Během měření jsou data zaznamenávána a využita pro odvození mechanických vlastností testovaného materiálu.

Požadavky na rozměry testovaných vzorků jsou popsány ve standardu [79]. Podle tohoto standardu byly vyrobeny vzorky kruhového (tyče) a obdélníkového průřezu (plátky) obr. 5.1. Tyče slouží pro ověření mechanických vlastností materiálu použitého pro tyče rotorové klece. Mechanické vlastnosti materiálu pro kruh nakrátko jsou ověřeny na plátcích.



Obr. 5.1 Ukázka vzorků připravených pro trhací zkoušky.

Vzorky jsou zúženy ve své střední části a rozšířeny na svých koncích. Za rozšířené konce je pak vzorek uchycen do svěrek hlav testovacího přípravku. Sníženou šířkou střední části je zajištěno, že k přetržení vzorku dojde zrovna v této části. Mechanické napětí generované ve vzorku je určeno následujícím vztahem:

$$\sigma = \frac{F}{S} \tag{5.1}$$

kde S je v tomto vzorci plocha průřezu vzorku. Činitel poměrného prodloužení je určen z poměru změny délky vzorku během testování vůči jeho původní délce:

$$\varepsilon = \frac{l - l_0}{l_0} \tag{5.2}$$

kde l v tomto vzorci je délka prodlouženého vzorku a l_0 je jeho původní délka. Do bodu, než napětí v tahu překročí mez úměrnosti, je prodloužení testovaného vzorku dáno lineární závislostí $\sigma = \sigma(\varepsilon)$. Tato závislost je známa jako Hookův zákon. Z něj může být dopočten modul pružnosti v tahu:

$$E = \frac{\sigma}{\varepsilon} \tag{5.3}$$

Kde σ v tomto vzorci je mechanické napětí.

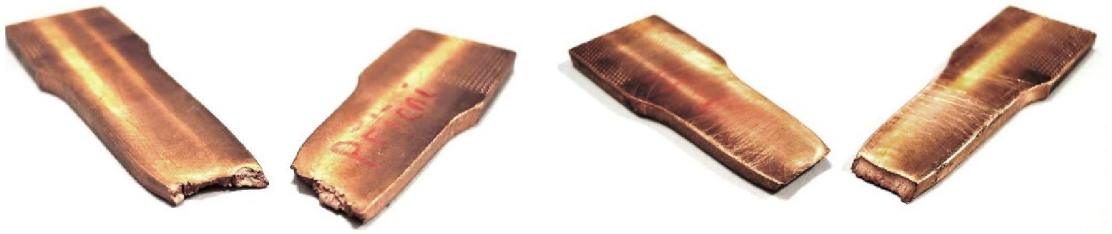
5.1.3 Výsledky pevnostních zkoušek

Pevnostní zkoušky byly provedeny pro materiál Glidcop AL-15 a CuCrZr. U pěti zkoušených vzorků tyček Glidcop AL-15 je určená mez kluzu téměř shodná a odpovídá v průměru 424 MPa (katalogová hodnota 469 MPa [80]). Výsledky trhacích zkoušek pro plátky Glidcop AL-15 v podélném a příčném jsou přibližně shodné a odpovídají v průměru 345 MPa (katalogová hodnota 455 MPa).

U třech zkoušených vzorků tyček CuCrZr je určená mez kluzu téměř shodná a odpovídá v průměru 523,81 MPa. U třech zkoušených plátků CuCrZr mez kluzu odpovídá v průměru 268,28 MPa .

Udávané katalogové hodnoty pro Glidcop AL-15 jsou vyšší než hodnoty měřené. Přestože se CuCrZr jeví pro tyče jako pevnější materiál tak pro spojovací kruh vykazuje horší vlastnosti. Vhledem k tomu, že právě spojovací kruh (viz. kapitola 3.6) je kritickým místem struktury není vhodné použití CuCrZr. Glidcop má také další velkou výhodu ve srovnání s CuCrZr a tou je jeho stálost mechanických vlastností i při vystavení vysokým teplotám [81]. Výsledky získané z pevnostních zkoušek jsou uvedeny v příloze C.

Na vzorcích plátků Glidcop Al-15 po trhací zkoušce obr. 5.2 je patrná anizotropie materiálu. I přesto dle naměřených výsledku je mez kluzu plátku v příčném směru srovnatelná s mezí kluzu v podélném směru.



a) b)

Obr. 5.2 Vzorky Glidcop AL-15 po trhací zkoušce a) příčné b) podélné.

5.2 Výroba elektrického stroje

Před začátkem výroby rotoru byla zkoumána vhodná technologie sestavení rotoru. Zejména šlo o způsob spojení tyčí se spojovacími kruhy, a to tak aby spoj zaručoval požadované elektrické a mechanické vlastnosti. Postupně byly ověřeny následující technologické postupy ve spolupráci s Ústavem přístrojové techniky Akademie věd České republiky (ÚPT AVČR):

- Svařování elektronovým svazkem, kdy se podařilo vytvořit spoje a hloubka průvaru byla max. 3 mm.
- Vakuové pájení s pájkou Ag72Cu, přičemž pájka difundovala do objemu Glidcop Al-15 a spoj se nevytvořil.
- Vakuové pájení s pájkou Ag72Cu s niklovou vrstvou jako difuzní brzdou, kde byla niklová vrstva vytvořena pomocí chemického niklování. Chemická vrstva byla porézní, a jako difuzní brzda nedostatečná. Spoj se nevytvořil.
- Pájení na vzduchu s plynovým hořákem a pájkou Ag55Sn, u kterého byly spoje na vzorcích úspěšné a splnily požadavky na jejich kvalitu.
- Složení rotoru pomocí uložení jednotlivých částí s přesahem. Tato sestava splnila požadavky na kvalitu.

Tato podkapitola podává detailnější popis sestavení rotoru pomocí pájení na vzduchu s plynovým hořákem a pájkou Ag55Sn a skládáním s přesahy.

5.2.1 Sestavení rotoru pomocí pájení

Pájení bylo ověřováno na vzorcích, které byly v měřítku s navrženým rotorem. Vzorky se skládaly ze tří hlavních částí zobrazených na obr. 5.3. Destička z Glidcop Al-15 nahrazovala spojovací kruh, ocelový prstenec pak vlastní tělo rotoru. Cílem bylo

vytvořit spoj mezi tyčkou a destičkou z Glidcop Al-15, bez toho aniž by došlo ke spojení těchto částí k ocelovému prstenci. Proto bylo nutné zajistit, aby pájecí slitina nezatékala mezi destičku a ocelový prstenec a dále do děr v prstenci. Případné zatečení pájecí slitiny do těchto míst by totiž vedlo k fixnímu spojení mezi Glidcop Al-15 a ocelí. Toto je nežádoucí, neboť u skutečného rotoru by pevné spojení klece nakrátko s tělesem rotoru vedlo ke zvýšení mechanického namáhání. Dále bylo nutné vyvinout úsilí pro minimalizaci přehřívání spojovaných částí. Zahříváním totiž dochází ke snížení pevnosti použitých materiálů. Proto spoj musí být proveden v co nejkratším možném čase. Jak bylo uvedeno výše, úspěšných testů bylo dosaženo až v kombinaci použití pájecí slitiny Ag55Sn s plynovým hořákem. Slitina Ag55Sn byla také volena s ohledem na její pájecí teplotu ~670°C. Tato teplota měla zaručit, při dostatečně krátkém čase pájení, zachování vlastností materiálu tělesa rotoru a klece nakrátko.

Z několika testů vyplynulo, že aby pájka zatekla, tak musí být díly vyrobeny tak, aby mezi nimi byla mezera 0,1 mm. Testy na vzorcích také ukázaly, že po provedení pájení je nutné řešit problém se zoxidovaným povrchem a přebývající pájkou (otázka vzhledu a vyvážení). Na vzorcích také bylo zjištěno, že pájka by do ocelového tělesa neměla zatékat.

Obr. 5.3 Ukázka vzorků vyrobených pro ověření technologie pájení.

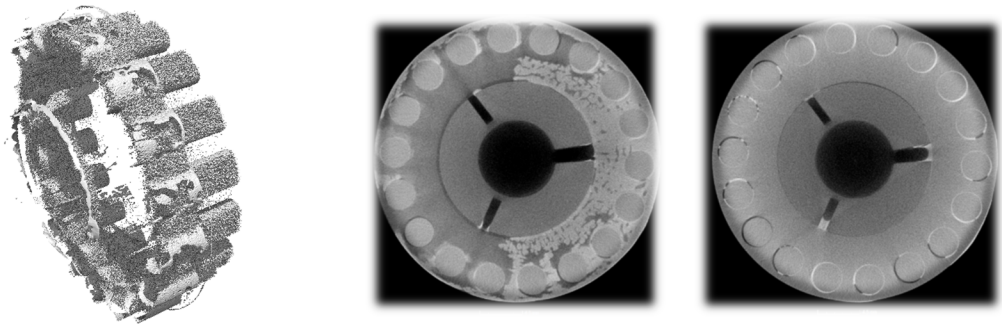
Po testech pájení na zjednodušených vzorcích, bylo testováno pájení na rotoru provedeného ve Var. 1 z kapitoly 3.6.1. Pro pájení rotoru musel být vyroben rozpínací trn. Trn sloužil pro fixaci rotorových součástí v žádaných pozicích během pájení. Při pájení se ukázalo jako problém prohřát součásti rotoru pro vytvoření spoje pájecí slitinou. Výsledný rotor po zapájení je ukázán na obr. 5.4. Pájecí slitina vytvořila i nežádoucí pevný spoj mezi trnem a rotorem. Vzhledem k povaze tohoto spojení by bylo nutné rozpínací trn odvrtat. Při bližším pohledu na čelo rotoru obr. 5.4 je vidět, že ne všechny tyče jsou v rotoru uloženy souose.

Pro ověření kvality provedeného spoje byl proveden průmyslový sken počítačovou tomografii (CT-sken) jednoho konce rotoru. Jeho výsledky jsou uvedeny na obr. 5.5. Obr. 5.5a znázorňuje ve 3D vizualizaci místa kde se nachází pájecí slitina. Ta je na tomto obrázku viditelná jako celistvá stříbrná vrstva. Tečkovanými body jsou pak znázorněny tyče a spojovací kruh. Je ukázáno, že pájecí slitina nevyplňuje celý prostor mezi tyčí a spojovacím kruhem. Naopak povaha spoje je porézní. Různé tyče mají různou kvalitu tohoto spojení s kruhem nakrátko. Jejich přechodový odpor se spojovacím kruhem může být tak rozdílný. Rovněž se mohou lišit mechanické vlastnosti jednotlivých spojů. Dále lze na tomto obrázku vidět, že dle poznatků získaných na testovaných vzorcích pájecí slitina nezatekla do otvorů železného tělesa rotoru.

Na obr. 5.5b je ukázán snímek v příčném řezu rotoru v místě styku spojovacího kruhu s tělesem rotoru. Výrazná stříbrná barva odpovídá pájecí slitině. Pájecí slitina tedy protekla na jedné polovině mezi spojovací kruh a těleso rotoru. Rovněž je patrná vrstva pájky téměř po celém vnějším obvodu rotoru v tomto místě. Z hlediska mechaniky je pájka v těchto místech nežádoucí. Pevné spojení spojovacího kruhu k tělesu rotoru znemožňuje axiální prodloužení klece vlivem oteplení. V konečném důsledku tak roste namáhání kritických částí rotoru při provozu stroje.

Nakonec obr. 5.5c ukazuje rovinu příčného řezu uprostřed axiální délky spojovacího kruhu. Z obrázku je dobře patrná nesouosost jednotlivých tyčí a nedokonalé zatečení pájecí slitiny.

Obr. 5.4 Rotor v provedení Var. 1 po procesu pájení.



a) b) c)

Obr. 5.5 Výsledky průmyslového skenu počítačovou tomografií pro jeden konec pájeného rotoru a) 3D vizualizace b) Snímek v příčné rovině mezi kruhem nakrátko a tělesem rotoru c) Snímek v příčné rovině v polovině axiální délky kruhu nakrátko.

Z výsledků získaných CT- skenováním plyne, že praktické použití pájeného rotoru v získané kvalitě by bylo velice problematické. Jednou z možností opravy rotoru je opětovné pájení. To je ale nevhodné z následujících důvodů:

- Vysoká teplota mění mechanické vlastnosti implementovaných materiálů.
- Dle odborníků z ÚPT AVČR pájka nepřilne k povrchu, ale vytvoří kuličky.
- Pájka se na sestavovaném rotoru dostala i na nežádoucí místa (mezi kruh a rotor). Při zahřátí může do těchto míst protéct ještě více pájecí slitiny.
- Hrozí porušení soudržnosti rotoru při běhu tudíž pravděpodobné zničení turbo-stroje.
- Tyče nejsou v otvorech souosé, přepájením nelze opravit.

Sestavení rotoru pomocí pájení se tak projevilo jako velice nevhodné. I po velké sérii testů na vzorcích nebylo na reálném rotoru dosaženo požadované kvality spoje. S ohledem na tato zjištění byly pokusy o sestavení rotoru pomocí pájení zastaveny a zahájily se práce na přípravě nového rotoru upraveného pro sestavení pomocí lisování.

5.2.2 Sestavení rotoru pomocí uložení rotorových součástí s přesahy

Po neúspěšném sestavení pomocí pájení bylo vyvinuto sestavení rotoru pomocí lisování. Při tomto druhu sestavení není použita pájecí slitina a díky tomu odpadá riziko jejího zatečení do nežádoucích míst. Lisovaná sestava rovněž zajistí souosé zajištění tyčí a shodné přechodové odpory mezi jednotlivými tyčemi a spojovacím kruhem. Další výhodou lisování je, že nedochází k ohřívání materiálů sestavy na vysoké teploty, jako je tomu během procesu pájení. Odpadá tak riziko pevnostních změn vlastností implementovaných materiálů. Naopak nevýhodou jsou vysoké nároky na přesnost rozměrů jednotlivých součástí sestavy. Jejich výrobní rozměrové tolerance se pohybují v jednotkách mikrometrů.

Sestavení je ověřeno na rotoru Var. 4 popsaného a mechanicky analyzovaného rámci kapitoly 3.6.2. Přesahy uložení mezi jednotlivými součástmi byly optimalizovány tak aby rotorová sestava byla soudržná a zajišťovala dostatečný kontaktní styk mezi tyčemi a spojovacím kruhem v širokém rozsahu provozních otáček a teplot. Touto technologií byly vyrobeny dva kusy rotoru. První rotor sloužil pouze pro ověření vyvinutého postupu sestavení. Oproti originálnímu rotoru byl v něm použit místo Glidcop AL-15 pro klec nakrátko materiál CuCrZr. CuCrZr je použit pro svou snadnou dostupnost na trhu v České Republice a nižší cenu ve srovnání s Glidcop Al-15. Druhý sestavovaný rotor byl již výsledným rotorem pro pohon turbo-cirkulátoru hélia. Proces vlastního lisování vyrobených součástí byl prováděn v kooperaci s ÚPT AVČR. Samotné lisování lze shrnout do čtyř kroků

1) Lisování prstence na spojovací kruh před výrobou děr pro tyče.
2) Lisování tyčí.
3) Lisování menších prstenců na spojovací kruhy.
4) Lisování rotoru na hřídel.

Tyto kroky jsou podrobněji popsány v následujících odstavcích.

Lisování prstence na spojovací kruh před výrobou děr pro tyče

V tomto kroku je přes zmražený polotovar kruhu nakrátko přetažen titanový prstenec. Polotovar kruhu nakrátko obsahoval radiální drážky. Vnější povrch polotovaru kruhu nakrátko je vyroben tak aby zamezil axiálnímu pohybu titanového prstence. Radiální drážkování slouží po sestavení s prstencem k výrobě kruhových otvorů pro zasunutí tyčí. Před lisováním se spojovací prstenec prochladil v tekutém dusíku a zpevňovací prstenec se předehřál v horkém vzduchu o teplotě 250°C. Jako složité se ukázalo navedení dílů vůči sobě. Lisování probíhalo rychle z důvodu zamezení vyrovnání teplot.

Ukázalo se, že je vhodné doplnit centrovací naváděcí prvky. Toto zjištění bylo bráno v potaz při vyhotovení originálního rotoru.

Lisování tyčí

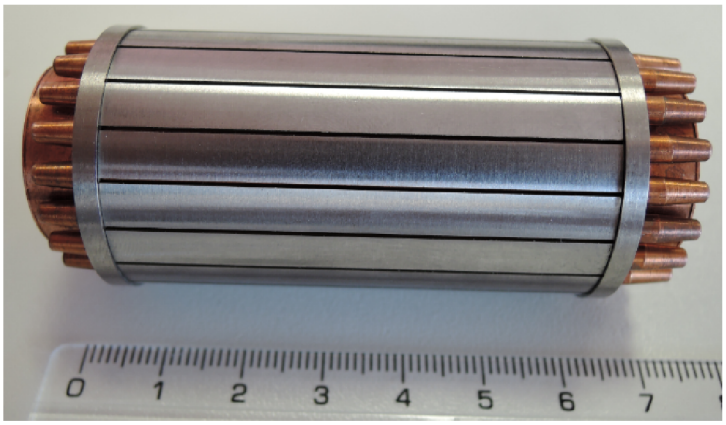
Při tomto kroku se tyče lisovali do spojovacích kruhů. Nejprve byly jedny konce tyčí zalisovány do prvního spojovacího kruhu. Tyče byly podchlazeny v tekutém dusíku a spojovací kruh předehříván horkým vzduchem o teplotě 250 °C. Přesah tyčí přes propojovací kruh byl zvolen tak, aby i na druhé straně byla dostatečná délka válcové části tyče pro zalisování druhého spojovacího kruhu. Tímto způsobem byl řešen problém s rozdílnou velikostí roztečného průměru spojovacího kruhu a rotoru na různých teplotách na jedné straně. Zalisované tyče šly snadno zasunout do rotoru. Druhý spojovací kruh se nalisoval naráz na všechny tyče. Rotor s tyčemi se prochladil, druhý spojovací kruh byl předehrán horkým vzduchem o teplotě 250 °C. Vzhledem k náběhům na tyčích proběhl tento krok lisování bez problémů. Rotor po tomto kroku, s patrnými náběhy na obou koncích tyčí je ukázán na Obr. 5.6a.

Lisování menších prstenců na spojovací kruhy

Jako poslední proběhlo lisování menších titanových prstenců. Na prstencích ani kruzích nebyly vyhotoveny žádné naváděcí prvky. Navíc okraj spojovacího kruhu byl opatřen osazením na větší průměr, které mělo zajistit po nalisování, titanový prstenec proti axiálnímu posunutí. Po prochlazení rotoru a změření průměru se spojovací kruh zmenšil o 0,07 mm, což pro nalisování prstence nebylo dostačující. Bylo nutné tak prstenec ještě předehřát tentokrát na 600 °C s dobou ohřevu 10 minut. To vedlo k mírné oxidaci materiálu prstence. Při lisování prvního prstence došlo k poškození dílu spojovacího kruhu. Zřejmě vlivem nesesazení byl odkrojen kus osazení pro zajištění titanového prstence. Tento materiál byl odstraněn pinzetou a lisování bylo co nejrychleji dokončeno. Lisování druhé strany už proběhlo bez zmíněných komplikací.

Na zkušebním rotoru se ukázalo jako vhodné doplnit centrovací naváděcí prvky. Vypustit osazení pro zajištění prstence a provést zajištění až po nalisování prstenců (například pomocí temování). Toto zjištění bylo bráno v potaz při vyhotovení originálního rotoru.

Rotor po tomto kroku sestavení je ukázán na Obr. 5.6b.



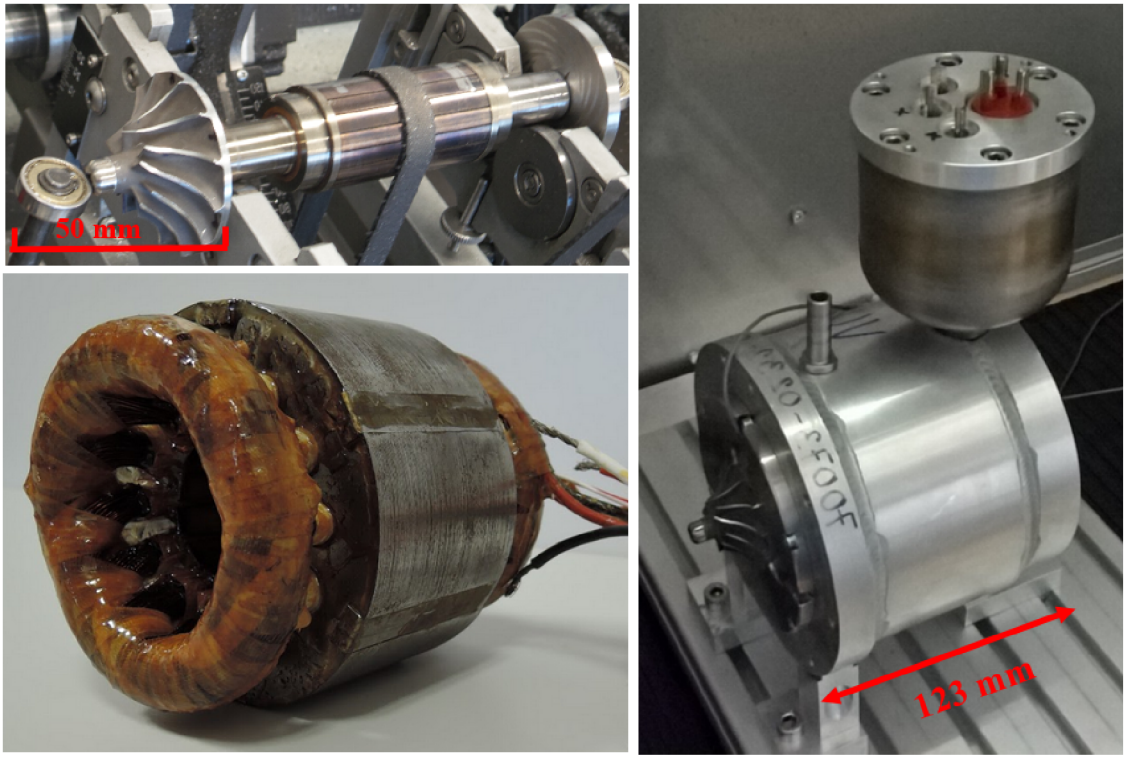
a)

b)

Obr. 5.6 Rotor a) po zalisování tyčí b) po provedení lisování menších prstenců na spojovací kruhy.

5.2.3 Kompletace turbo-cirkulátoru

Po sestavení rotoru pomocí uložení s přesahy byl rotor umístěn s přesahem na hřídel. V dalším kroku byl vyvážen odebráním materiálu z jeho povrchu. Společně s rotorem probíhala i výroba statoru. Plechy statorového svazku byly vyrobeny laserem. Svazek je paketován pomocí sponek umístěných v drážkách na vnějším obvodu paketu. Tato metoda paketování je podle [36] výhodná z hlediska ztrát v železe statoru. Do obou statorových čel bylo vloženo platinové teplotní čidlo. Vinutí statoru je provedeno do hvězdy bez vyvedeného středu. Čela vinutí jsou stlačena co nejvíce ke statorovému svazku a to proto, aby byly splněny vnitřní rozměrové nároky turbo-cirkulátoru. Rotor byl společně se statorem použit pro kompletaci turbo-cirkulátoru. Turbo-cirkulátor bez namontovaného kompresorového pouzdra společně s jeho elementy je ukázán na obr. 5.7.



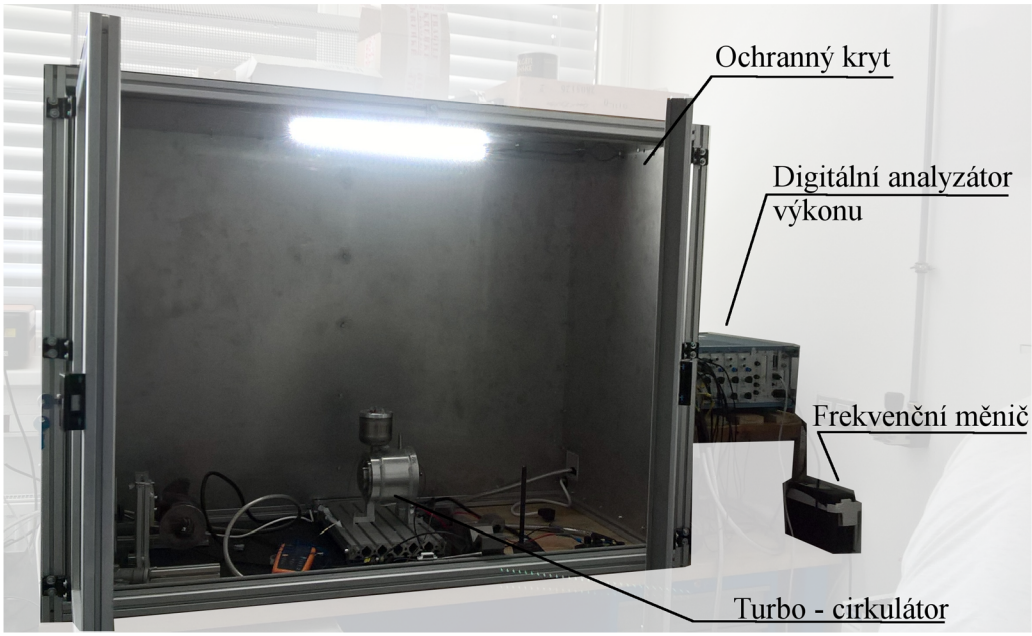
Obr. 5.7 Sestavený turbo-cirkulátor hélia, rotor během vyvažování a navinutý stator.

6 Měření na prototypu

Tato poslední kapitola se věnuje ověření vlastností sestaveného turbo-cirkulátoru hélia. Získané výsledky jsou srovnány s výsledky získanými pomocí konečně prvkových metod. Hlavním účelem této kapitoly a měření je ověřit správnost přístupu k návrhu a výrobě prototypu vysokootáčkového stroje pro pohon turbo-cirkulátoru hélia.

6.1 Pracoviště pro měření

Obr. 6.1 ukazuje měřicí pracoviště pro měření turbo-cikrulátoru bez namontovaného kompresorového pouzdra. Stroj je pevně uchycen k ocelové desce uvnitř ochranného krytu tak aby bylo zamezeno pohybu stroje během testování. Ochranný kryt je vyroben z vysoko pevnostních plechů z bezpečnostních důvodů, neboť stroj dosahuje až 120 000 ot/min při obvodové rychlosti 193 m/s. Frekvenční měnič, ze kterého je stroj napájen, je na pravé straně obr. 6.1. Měření elektrických veličin ve třech fázích napájení stroje je zajištěno výkonovým analyzátorem Yokogawa. Pro některá měření je stroj doplněn filtrem pro potlačení vyšších harmonických složek napájecího napětí. Filtr tak zajišťuje sinusovější průběh napájecího napětí a tím snižuje ztráty v měřeném stroji.



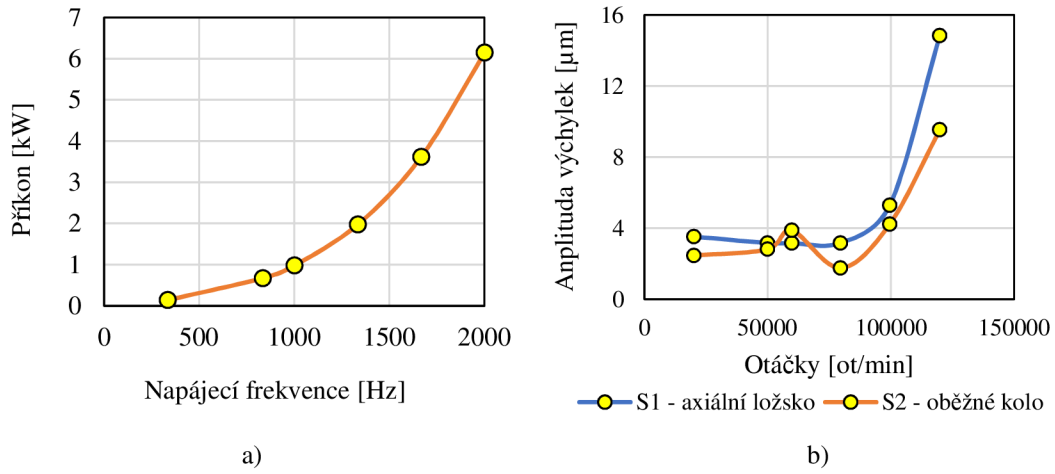
Obr. 6.1 Měřicí pracoviště pro měření turbo-cirkulátoru bez kompresorového pouzdra.

6.2 Měření bez kompresorového pouzdra

Měření bez kompresorového pouzdra bylo provedeno za účelem ověření chování ložisek a stroje až do provozních otáček 120 000 ot/min. Vzhledem k tomu, že rotor byl s oběžným kolem vyvážen jako celek, nebylo možné měřit rotor naprázdno, tj. bez oběžného kola. Měření bylo provedeno od napájecí frekvence 333,3 Hz až po 2015 Hz. Rotor byl tedy otestován i na provozních otáčkách. Měřený příkon z tohoto testu je vynesen v grafu na Obr. 6.2a.

Během tohoto testu byly měřeny i relativní výchylky rotoru. Za tímto účelem byly použity dva snímače pracující na principu vířivých proudů. První ze snímačů byl umístěn za oběžné kolo a druhý k axiálnímu ložisku pro měření výchylek ložiskového disku. Z naměřených dat obr. 6.2b je vidět, že výchylky na obou koncích rotoru byly do 100 000 ot/min velmi nízké, efektivní hodnota relativních výchylek nepřesahovala hodnotu 5,3 µm. Při otáčkách nad 100 000 ot/min došlo u stroje k výraznému rozkmitání obou konců rotoru. Výchylky rotoru u oběžného kola při otáčkách 120 000 ot/min byly 9,5 µm a u disku axiálního ložiska až 14,9 µm. Maximální dovolená amplituda výchylek je u této konstrukce stroje 7,5 µm.

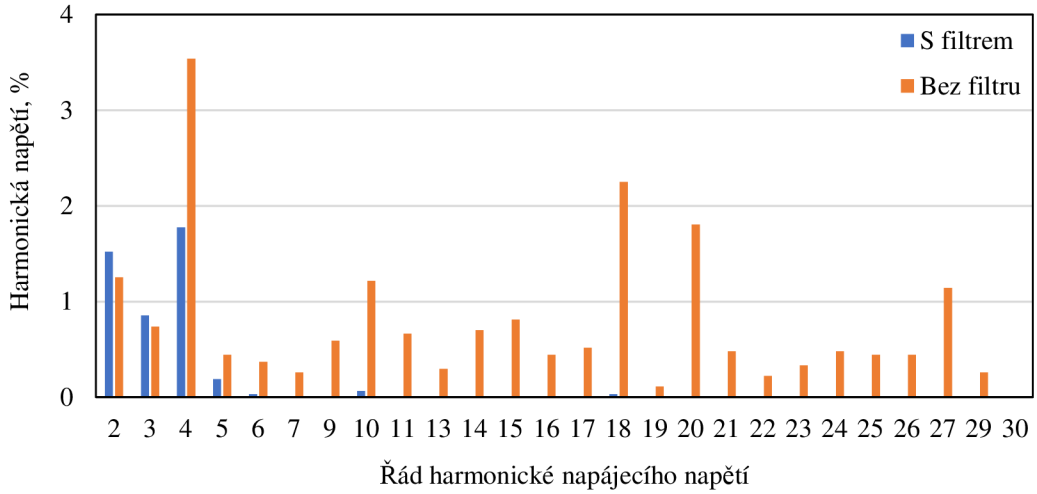
Z naměřených dat vyplývá, že rotor není možné bezpečně provozovat při jeho provozních otáčkách (120 000 ot/min). Tento test rovněž ale demonstroval, že rotor je z pevnostního hlediska, provozu na jmenovitých otáčkách schopen a tím je ověřen přístup k mechanickému provedení rotoru a jeho výroby. Vyšší hodnoty házení mohly být zapříčiněny jednak nedosažením předepsaných tolerancí při výrobě nebo mohlo nastat při testech prohnutí rotoru, posunutí nalisovaných prvků rotoru apod. Identifikace příčiny a její odstranění je tak cílem budoucí práce.



Obr. 6.2 Měření turbo-cirkulátoru hélia bez kompresorového pouzdra pro frekvence 333,3 Hz až 2015 Hz a) Závislost příkonu na napájecí frekvenci b) Závislost efektivní hodnoty relativních výchylek na otáčkách rotoru.

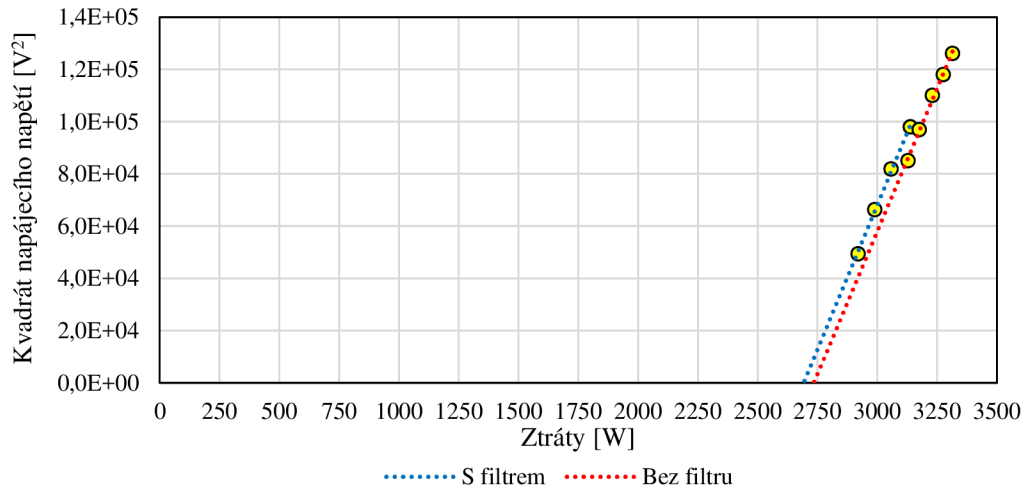
Vzhledem ke zjištěným problémům dynamiky rotoru bylo ověření elektromagnetického výpočtu proti měření provedeno na otáčkách nižších než jmenovitých. Měření bez kompresorového pouzdra bylo provedeno na frekvenci 1666 Hz, která odpovídá synchronním otáčkám 100 000 ot/min. Tedy otáčkám, které byly určeny z měření výchylek jako provozně bezpečné. Na této napájecí frekvenci bylo postupně snižováno napájecí napětí a tím se získala data pro další zpracování. Měření proběhlo jak pro napájení přímo z frekvenčního měniče, tak pro variantu, kdy mezi

frekvenční měnič a motor byl zařazen filtr. Spektrum harmonických složek napájecího napětí s filtrem a bez filtru ukazuje obr. 6.3. Hodnoty jsou vyneseny jako procentuální hodnoty z první harmonické.



Obr. 6.3 Změřené harmonické složky napájecího napětí, s frekvencí první harmonické 1666 Hz, začínající od druhé harmonické fázového napětí. Základní harmonická je 316 V pro variantu s filtrem a 272 V pro variantu bez filtru.

Příkon stroje během takto provedeného měření je využit na krytí jeho ztrát elektromagnetického původu a ztrát ventilačních. Tyto ztráty byly popsány v kapitole 2.3.2. Na obr. 6.4 je vynesena závislost ztrát stroje na kvadrátu napětí. Z těchto ztrát byly vynechány ztráty ve vinutí statoru, které byly vypočteny ze změřeného odporu vinutí, teploty vinutí a proudu. Takto získaná hodnota ztrát ve vinutí statoru byla vynásobena korekčním činitel 2 a to proto, aby byl brán v potaz jev blízkosti a povrchový jev [66]. Při volbě tohoto činitele bylo rovněž uváženo, že výrobce vinutí provedl vinutí statoru bez transpozice vodičů. Konstantní složka ztrát na obr. 6.4 by měla přibližně odpovídat ventilačním ztrátám. Tyto ztráty jsou značné, a to díky oběžnému kolu, které stroj zatěžuje. Proměnná složka ztrát na obr. 6.4 představuje ztráty v železe statoru a rotoru, Joulovy ztráty v plném rotoru a jeho tyčích. Přesná separace ztrát z uvedených dat je problematická.



Obr. 6.4 Závislost kvadrátu napájecího napětí na ztrátách, snížených o ztráty ve vinutí statoru, při napájecí frekvenci 1666 Hz.

Výsledky tohoto měření byly ověřeny pomocí výpočtu metodou konečných prvků na vytvořeném elektromagnetickém modelu stroje. Tento model byl vytvořen a použit již při návrhu v rámci kapitoly 2.2. Získané ventilační ztráty z obr. 6.4 byly použity pro nastavení zatížení stroje během simulace. Pro zvýšení přesnosti byl elektromagnetický model pro výpočet napájen ze zdroje, který do stroje dodával i významné harmonické složky. Velikost těchto harmonických složek byla zjištěna během měření (obr. 6.3).

Získané výsledky metodou konečných prvků jsou uvedeny a srovnány s měřením v Tab. 6.1. Vypočtené ztráty v železe stroje v Ansys Maxwell byly násobeny stejně jako v kapitole 3.4.6 koeficientem 1,8 dle doporučení [36]. Ztráty v plném rotoru pak koeficientem 1.2. Chyba výpočtu korigovaného koeficienty a měření se pohybuje pod 5 %, což vypovídá o dobré přesnosti konečně prvkového modelu. Tímto je ověřen simulační a výpočtový model v kombinaci s korekčními činiteli, který byl využit v rámci návrhu vysokootáčkového elektrického stroje.

Tabulka. 6.1 Porovnání naměřených a vypočtených dat při napájecí frekvenci 1666 Hz a použití filtru.

Sdružená hodnota napájecího napětí (1. harmonická), [V]	Ztráty MKP, [W]	Ztráty MKP a ventilační (příkon), [W]	Měřený příkon, [W]	Chyba, [%]
315,16	694,21	3396,21	3318,80	2,33
287,66	590	3290,25	3236,40	1,66
259,82	503	3203,39	3166,40	1,17
224,70	421	3121,80	3099,60	0,77

7 Závěr

V této dizertační práci byl nastíněn význam a současné aplikace vysokootáčkových elektrických strojů. Aspekty a s tím spojená úskalí jejich návrhu byly jednotlivě popsány a vysvětleny. Stěžejním cílem bylo provést návrh indukčního stroje s klecí nakrátko a plným rotorem pro výkon na hřídeli 6 kW při 120 000 ot/min. Na této náročné aplikaci je ukázáno, jak postupovat od volby rozměrů, přes výběr materiálů, topologie rotoru až po výrobu a samotné testování.

Kapitola 2 popsala nejdůležitější aspekty spojené s návrhem vysokootáčkových strojů. Tyto poznatky byly prakticky demonstrovány na návrhu prototypu elektrického stroje pro pohon turbo-cirkulátoru hélia v dalších kapitolách.

Dizertační práce v kapitole 3 prezentovala metodologii návrhu vysokootáčkového stroje. Popsaná metodologie vede čtenáře od počátečních fází návrhu až po výrobu a sestavení. Na této metodologii bylo ukázáno, že návrh vysokootáčkového stroje je velmi komplexním úkolem a je proto nezbytné použít iterační proces elektromagnetického, mechanického a tepelného návrhu. Pro zaplnění mezer v aktuálním poznání vysokootáčkových strojů tak jak je publikováno v současné době, byly poskytnuty hodnoty mechanických konstant a doporučených tangenciálních napětí pro velké množství vodou chlazených vysokootáčkových strojů s klecí nakrátko. Tato data vychází z výzkumu dostupných dat průmyslových výrobců těchto strojů. Rovněž byla v této kapitole navržena a optimalizována různá konstrukční řešení rotoru s klecí nakrátko umožňující provoz při vysokých obvodových rychlostech. Jako výhodná se ukázala tato kombinace několika metod řešení kruhu nakrátko a to: zpevnění pomocí prstenců s vysokou mezí kluzu a soustředění většiny hmoty kruhu nakrátko na co nejmenším poloměru. Takto řešený rotor byl použit pro výrobu prototypu.

Přestože se tato práce zabývala návrhem vysokootáčkového indukčního stroje s klecí nakrátko pro turbo-cirkulátor hélia, byl proveden i výzkum dopadu vhodné volby typu stroje. Podle výsledků se pro cílovou aplikaci jeví jako výhodnější synchronní stroj s permanentními magnety než indukční stroj s klecí nakrátko. Bylo ukázáno, že výběr topologie může mít výrazný dopad na parametry celého vysokootáčkového systému. Výběr vhodné topologie elektrického stroje by tak měl proveden pečlivě na úplném začátku návrhového procesu. Navrhovaná kritéria srovnání v rámci kapitoly 4 mohou být použita pro jakoukoliv vysokootáčkovou aplikaci k výběru topologie elektrického stroje.

Navržený stroj z kapitoly 3 byl použit pro výrobu prototypu. Dva rozdílné technologické přístupy k výrobě rotoru byly podrobněji popsány v kapitole 5. Prvním bylo pájení stříbrnou pájecí slitinou a plynovým hořákem. Druhým způsobem bylo skládání pomocí uložení s přesahy. Obě metody byly dlouhodobě vyvíjeny a testovány na vzorcích. Tento vývoj ukázal, že pro výrobu prototypu je výhodnější použití složení s uložením s přesahy.

Úspěšnost návrhu a výroby byla demonstrována testy na vyrobeném prototypu. Testy na prototypu prokázaly schopnost navrženého stroje provozu v požadovaném rozsahu. Naměřená data vykázala dobrou schodu s vypočtenými prostřednictvím metody

konečných prvků. Další testování vyrobeného stroje bude náplní budoucí práce a publikací.

Výsledky této dizertační práce a publikovaného výzkumu spojeného s dizertační prací mohou být využity pro návrh a výrobu vysokootáčkových strojů s klecí nakrátko pro náročné vysokootáčkové aplikace s vysokou přidanou hodnotou.

Za hlavní přínosy této práce lze považovat následující:

- Byl ukázán postup návrhu vysokootáčkového elektrického stroje od zadání, přes výrobu a sestavení až po samotné testování.
- Na základě průmyslových dat byly zkoumány a prezentovány nové hodnoty mechanických konstant a tangenciálních napětí plných rotorů s klecí nakrátko pro vodou chlazené vysokootáčkové indukční stroje.
- Byly prezentovány možnosti zvyšování elektromagnetických parametrů vysokootáčkových strojů s plným rotorem a klecí nakrátko.
- Byl proveden vývoj nového konstrukčního provedení plného rotoru s klecí nakrátko pro vysokootáčkové aplikace. Výsledkem bylo vyvinutí rotoru s dvěma titanovými prstenci a kruhem nakrátko ve schodovitém tvaru.
- Bylo ukázáno, že výběr topologie vysokootáčkového elektrického stroje může mít stěžejní dopad na parametry poháněného systému. Navržená srovnávací kritéria mohou být využita pro výběr topologie stroje v jakékoliv vysokootáčkové aplikaci.
- V práci bylo prezentováno několik metod výroby plného rotoru s klecí nakrátko z materiálu Glidcop. Pájení stříbrnou pájecí slitinou se ukázalo jako nevhodné, a je tak nutný další výzkum tohoto postupu. Druhou prezentovanou metodou bylo složení s přesahy vyvinuté pro navržený rotor. Tato metoda umožnila sestavení navrženého rotoru a její jednotlivé kroky byly v této práci detailně popsány.
- Vyvinuté metody byly ověřeny při testování navrženého stroje na jeho jmenovitých otáčkách.
- Výsledky výzkumu mohou být využity pro návrh a výrobu vysokootáčkových elektrických strojů s plným rotorem a klecí nakrátko v náročných vysokootáčkových aplikacích.

7.1 Náměty pro budoucí výzkum

Předložený návrh vysokootáčkového elektrického stroje začíná stanovením základních rozměrů stroje. Pro tyto účely je výhodné vyjít ze zkušeností z již vyrobených strojů. V této práci byly uvedeny mechanické konstanty pouze pro indukční stroje s klecí nakrátko. Tyto konstanty by bylo vhodné doplnit o konstanty platné i pro jiné typy vysokootáčkových strojů, jako jsou například stroje synchronní. Mechanické konstanty optimálně navržených strojů zjednoduší a urychlí návrhový proces.

Přínosem pro průmyslovou praxi by bylo vyvinout modulární elementy, které by se daly využít u vysokootáčkových strojů pro různé otáčky a výkony. Vyvinutý modulární element např. rotoru s konkrétním objemem by se využíval do strojů o výstupním výkonu, který by byl dán jeho provozními otáčkami. S rostoucími otáčkami by byl rotorový element využíván do strojů s vyšším výstupním výkonem (s rostoucími otáčkami roste hustota výkonu stroje). Tímto způsobem by se daly vyvinout řady vysokootáčkových elektrických strojů založené na předem navržených standardních elementech. Výzkumem a testováním těchto elementů by se zajistila i spolehlivost vyráběných vysokootáčkových elektrických strojů.

Urychlení samotného návrhu je možné dosáhnout výzkumem přesných analytických metod pro výpočet vlastností stroje. U stroje s plným rotorem a klecí nakrátko by bylo výhodné vyvinout analytické postupy pro stanovení ztrát generovaných vířivými proudy v plném rotoru. Vyvinutí analytických postupů pro mechanické výpočty pro stanovení namáhání ve struktuře plného rotoru s klecí nakrátko by značně urychlilo celý návrhový proces.

Přesnou predikci vlastností stroje pomocí numerického výpočtu by umožnil výzkum korekčních činitelů. Tyto činitelé by měly zohlednit výrobní faktory plechů statoru, vhodně upravit ztráty v plném rotoru určené při výpočtu na 2D elektromagnetickém modelu a vliv povrchového jevu a jevu blízkosti ve vodičích statoru. Pro stanovení činitelů může být využito modelování stroje ve 3D, testování reálných strojů a modelování všech dílčích vodičů ve statoru. Korekční činitelé umožní využití rychlého ověření vlastností stroje s dostatečnou přesností 2D konečně prvkovými metodami.

Pokusy o sestavení rotoru s klecí nakrátko pájením, z materiálu Glidcop, nebyly úspěšné. Protože se ale Glidcop jeví jako vhodný materiál pro tento typ stroje, mělo by být vyvinuto další úsilí ve výzkumu metod jeho spojování prostřednictvím pájení. Vyvinutí vhodné reprodukovatelné metody by mohlo usnadnit budoucí výrobu strojů tohoto typu.

Hraniční možnosti vysokootáčkového indukčního stroje s plným rotorem a klecí nakrátko by měly být předmětem dalšího výzkumu. Pro dosažení výrobní hranice těchto strojů by mělo být dále zdokonalováno provedení konstrukce rotoru. To pomůže dále překonat limity těchto strojů a zvětšit jejich aplikační rozsah a tím i jejich uplatnitelnost na trhu.

Literatura

[1] F. Birol, L. Cozzi, A. Bromhead, T. Gould, and M. Baroni. *World Energy Outlook 2014*. Paris, 2014.

[2] World Energy Council (2013). *World Energy Resources 2013 A Survey*. [Online.] Dostupné z: http://www.worldenergy.org/.

[3] N. Bianchi, S. Bolognani, and F. Luke. *High Speed Drive Using a Slotless PM Motor*. vol. 2, no. c, pp. 458–463, 2004.

[4] S. Morimoto, Y. Asano, T. Kosaka, and Y. Enomoto. *Recent technical trends in PMSM*. Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014 - ECCE-ASIA), 2014 International. pp. 1997–2003, 2014.

[5] D. T. Mcguiness, M. O. Gulbahce, and D. A. Kocabas. *Novel Rotor Design for High-Speed Solid Rotor Induction Machines.* in Electrical and Electronics Engineering (ELECO), 2015 9th International Conference on, 2015, pp. 579–583.

[6] J. Pyrhönen, J. Nerg, P. Kurronen, and U. Lauber. High-speed high-output solid-rotor induction-motor technology for gas compression. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 1, pp. 272–280, 2010.

[7] A. Tenconi, S. Vaschetto, and A. Vigliani. Electrical Machines for High-Speed Applications: Design Considerations and Tradeoffs. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 6, pp. 3022–3029, 2014.

[8] D. Gerada, A. Mebarki, N. Brown, C. Gerada, A. Cavagnino, and A. Boglietti, High-speed electrical machines: Technologies, trends, and developments, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 6, pp. 2946–2959, June 2014.

[9] Larjola J.: *High-Speed Turbomachinery and Its Application in the Conversion of Energy*. ASME Winter Annual meeting, Anaheim, USA, December 7 –12, 1986, ASME publ. 86-WA/FE-4, 1986.

[10] Larjola J. *ORC-plant with high-speed gas lubricated turbogenerator*. VDI-Berichte 539: ORC-HP-Technology (proceedings of VDI-Seminar: ORC-HP-Technology, September 10–12, 1984, ETH Zurich), pages 697 –705, Dusseldorf 1984

[11] Klečková Z, Macháčková A. *Minimalizace emisí při energetickém využití odpadů*. V Ostravě: Marionetti Press, 2011. ISBN 978-80-260-1279-5.

[12] J. Redina, P. Lasak, P. Schustr. *Turbo-Compressor with High-Speed Electrical Machine ATUR 233/40*. XXXII, Electric drives conference, June 14-16, 2011, Plzen, Czech Republic

[13] Bladon Jets. *Turbo-Molecular Pumps*. April 2016. [online]. Dostupné z: http://www.bladonjets.com/applications/turbo-molecular-pumps/

[14] George Roe. *Boening Flywheel Energy Storage Technology*. April 2016 [online]. Dostupné z: https://www.uaf.edu/files/acep/BoeingFlywheelOverview_06_20_2012.pdf

[15] J. Driesen, R. Belmans. *Specific Problems of High-Speed Electrical Dives In Micro Gas Turbines*. (pp. 12-1–12-16). Educational notes RTO-EN-AVT-131, Paper 12, Neuilly-sur-Seine, France.

[16] A. Arkkio, T. Jokinen, E. Lantto. *Induction and permanent-magnet synchronous machines for high-speed applications*. in Proc. IEEE ICEMS, vol. 2, 2005, pp. 871–876.

[17] J. Pyrhönen, Calculating the effects of solid-rotor material on high-speed induction motor characteristics, *European Transactions on Electrical Power*. 11/2007; 1(6):301 - 310. DOI: 10.1002/etep.4450010602

[18] AHO, Tuomo. *Electromagnetic design of a solid steel rotor motor for demanding operation environments*. Lappeenranta: Lappeenranta University of Technology, 2007. ISBN 9789522144980.

[19] HUPPUNEN, Jussi. *High-speed solid-rotor induction machine: electromagnetic calculation and design*. Lappeenranta: Lappeenrannan Teknillinen Yliopisto, 2004. ISBN 9517649819.

[20] J. Pyrhönen, J. Nerg, P. Kurronen, U. Lauber. *High-Speed, 8 MW, Solid-Rotor Induction Motor for Gas Compression*. Proceedings of the 2008 International Conference on Electrical Machines, 978-1-4244-1736-0/08/$25.00 ©2008 IEEE

[21] J. Kurfurst, M. Skalka, and C. Ondrusek. *Simulation Results and Optimization Techniques of The High Speed Machine*. in XII International Conference on Low Voltage Electrical Machines, pp. 49–52, 2012.

[22] N. Uzhegov, E. Kurvinen, J. Nerg, J. Pyrhonen, J. Sopanen, and S. Shirinskii. Multidisciplinary Design Process of a 6-Slot 2-Pole High-Speed Permanent Magnet Synchronous Machine. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 0046, no. c, pp. 1–1, 2015.

[23] A. Borisavljević. *Limits, Modeling and Design of High-Speed Permanent Magnet Machines*. Springer, 2013, XXI, 215 p., ISBN 978-3-642-33456-6

[24] A. Arkkio, T. Jokinen, E. Lantto. *Induction and Permanent-Magnet Synchronous Machines for High-Speed Applications*. Electrical Machines and Systems, 2005. ICEMS 2005. Proceedings of the Eighth International Conference, ISBN: 7-5062-7407-8, IEEE

[25] H. Zhou, F. Wang. *Comparative study on high speed induction machine with different rotor structures*. Proceeding of International Conference on Electrical Machines and Systems 2007, Oct. 8~11, Seoul, Korea

[26] P. Novotny, G. Maurer. *Ultra-High-Strength Steels vs Titanium Alloys*. in Advanced Materials and Processes, November 2007, pp. 37-40

[27] C. P. Brown. *Design for Manufacturability of a High-Performance Induction Motor Rotor*. Massachusetts Institute of Technology, Massachusetts, Master of Science Dissertation 1996.

[28] W. L. Soong. Novel High-Speed Induction Motor for a Commercial Centrifugal Compressor. *IEEE Transaction on Industry Applications*, Vol. 36, No. 3, May/June 2000

[29] M. Caprio,V. Lelos, J. Herbst, J. Upshaw. *Advanced Induction Motor End-ring Design Features for High Speed Applications*. IEEE International Conference on Electrical Machines and Drives, 2005.

[30] J. Lhteenmki. *Design and Voltage Supply of High-Speed Induction Machines*. Finland: Finnish Academies of Technology, 2002, doctoral dissertation Helsinki University of Technology.

[31] Y.-K. Kim, M.-C. Choi, K.-H. Suh, Y.-C. Ji, and D.-S. Wang. *High-speed induction motor development for small centrifugal compressor*. in Electrical Machines and Systems, 2001. ICEMS 2001. Proceedings of the Fifth International Conference on, vol. 2, pp. 891–894 vol.2, Aug. 2001.

[32] D. Gerada, A. Mebarki, N. L. Brown, K. J. Bradley, and C. Gerada. Design aspects of high-speed high-power-density laminated-rotor induction machines. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 9, pp. 4039–4047, Sep. 2011.

[33] L. Papini, D. Gerada, and C. Gerada. *Development and testing aspects of high speed induction machines*. in 2016 19th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), pp. 1–6, Nov. 2016.

[34] L. Durantay, N. Velly, J. F. Pradurat, and M. Chisholm. New testing method for large high-speed induction motors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 53, no. 1, pp. 660–666, Jan. 2017.

[35] T. Epskamp, B. Butz, and M. Doppelbauer. *Design and analysis of a high-speed induction machine as electric vehicle traction drive*. in 2016 18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe), pp. 1–10, Sep. 2016.

[36] J. Pyrhonen, T. Jokinen, V. Hrabovcova. *Design of Rotating Electrical Machines*. Chichester, UK: John Wiley & Sons, 2008.

[37] J. Ráček. *Technická mechanika – Mechanika poddajných těles*. Vysoké učení technické v Brně, 2007. 10 s. ISBN 978-80-214-3202-5

[38] R. arsonneur. *Design and Control of Active Magnetic Bearing Systems for High Speed Rotation*. Zurich, 1990.

[39] J. Kurfürst. *Optimalizace stroje s permanentními magnety na rotoru pomocí umělé inteligence*. Dizertační práce, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Vysoké učení technické v Brně, 2014

[40] Pilkey. *Formulas for Stress, Strain, and Structural Matrices*. 2nd ed., Wiley, Hoboken, NJ.

[41] A. Arkkio. *Special course on electromechanics*. Lecture presentations, Department of Electrical Engineering, 2014, Aalto University, Finland

[42] Gasch, Robert, Pfutzner, Herbert a Juliš, Karel. *Dynamika rotorů*. 1. vydání. SNTL, Praha, 1980.

[43] Wiart, A. *New high-speed high-power machines with converter power supply*. Motorcon Proceedings, September 1982, pp. 641-6

[44] A. Arkkio. *Asynchronous electric machine and rotor and stator for use in association therewith.* United States Patent. US005473211A, uděleno prosinec 5, 1995

[45] T. Aho. *Electromagnetic Design of a Solid Steel Rotor Motor for Demanding Operation Environments*. Lappeenranta 2007, 147 p., Acta Universitatis Lappeenrantaensis 292, Diss. Lappeenranta University of Technology. ISBN 978-952-214-498-0, ISSN 1456-4491

[46] H. Toliyat, G. Kliman. *Handbook of electric motors 2nd ed*. CRC Press, 2004, ISBN: 20:0-8247-4105-6

[47] A. Arkkio. *Design of Electrical Machines*. Lecture presentations, Department of Electrical Engineering, Aalto University, Finland

[48] Heller B., Hamata V. *Harmonics Field Effects in Induction Machines*. Academia, Publishing House of the Czechoslovak Academy of Sciences, 1977

[49] A. Arkkio. *Special course on electromechanics*. Prezentace lekcí, Department of Electrical Engineering, 2015, Aalto University, Finland

[50] A. Arkkio. *Numerical Methods in Electromechanics*. Prezentace lekcí, Department of Electrical Engineering, Aalto University, Finland

[51] J. Saari. *Thermal Analysis of High-speed Induction Machines*. Acta Polytechnica Scandinavica. Electrical Engineering Series No. 90. Helsinki 1998. 73 p. Published by the Finnish Academy of Technology. ISBN 952-5148-43-2. ISSN 0001-6845. UDC 621.313

[52] J. Ráček. *Technická mechanika – Mechanika tekutin a termomechanika*. Vysoké učení technické v Brně, 2004. ISBN 978-80-214-3368-7

[53] Bilgen E., Boulos R. 1973. Functional dependence of torque coefficient of coaxial cylinders on gap width and Reynolds numbers. *Transactions of ASME, Journal of Fluids Engineering*, Series I, Vol. 95, No. 1, pp. 122–126.

[54] C. J. G. Ranf. *Mechanical design and manufacturing of high-speed induction machine rotor.* Ph.D. Dizertační práce, North-West University, 2010

[55] N. Uzhegov. *Design and Material Selection of High-Speed Rotating Electrical Machines*. Lappeenranta 2016, 60 s., Acta Universitatis Lappeenrantaensis 702, Dizertační práce Lappeenranta University of Technology. ISBN 978-952-265-965-1, ISBN 978-952-265-966-8 (PDF), ISSN-L 1456-4491, ISSN 1456-4491

[56] *Asynchronous motor elements, 2 pole types*. e+a Elektromaschinen und Antriebe AB, produktová dokumentace, datum citace 12.7.2017. [online]. Dostupné: https:/www.eunda.ch/fileadmin/user_upload/Type_Overview_AsM_2-pole.pdf

[57] *Asynchronous motor elements, 2 pole Elan types*. e+a Elektromaschinen und Antriebe AB, produktová dokumentace, datum citace 12.7.2017. [online]. Dostupné: https:/www.eunda.ch/fileadmin/user_upload/Type_Overview_AsM_2-pole_Elan.pdf

[58] *Partial motors asynchronous, 2 pole*. ate antriebstechnik und entwicklungs gmbh & co. KG, Leden 2006, produktová dokumentace, datum citace 12.7.2017 [online], http:/www.ate-system.de/en/donwloads.html

[59] K. Pokorný. *Stavba elektrických strojů II*. Nakladatelství technické literatury, 1983.

[60] M. Brázda, R. Staňa. *Výpočet asynchronního motoru*. TZ 1600, Výzkumný a vývojový ústav elektrických strojů točivých, Brno, 1973,

[61] V. Szekeres. *Optimalizace tvaru drážky asynchronního motoru.* Brno 2016. Diplomová práce, Vysoké učení technické v Brně. Fakulta Elektrotechniky a komunikačních technologií. Vedoucí práce Jan Bárta

[62] J. Bárta. *Výpočet synchronizovaného asynchronního motoru.* Brno 2012. Bakalářská práce. Vysoké učení technické v Brně. Fakulta Elektrotechniky a komunikačních technologií. Vedoucí práce Čestmír Ondrůšek

[63] J. Pyrhönen. *The High-Speed Induction Motor: Calculating the Effects of Solid-Rotor Material on Machine Characteristics*. Helsinki 1991. Dizertační práce. Lappeenranta University of Technology. ISBN 951-666-332-x. ISSN 0001-6845

[64] F. Gieras, J. Saari. *Performance Calculation for a High Speed Solid-Rotor Induction Motor*. IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society. DOI: 10.1109/IECON.2010.5675415

[65] J. Luomi. *Finite element methods for electrical machines.* Chalmers University of technology, Sweden, 1993. 159s

[66] M. van der Geest, H. Polinder, J. A. Ferreira and D. Zeilstra. Current Sharing Analysis of Parallel Strands in Low-Voltage High-Speed Machines. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 6, pp. 3064-3070, June 2014.

[67] A. Boglietti, A. Cavagnino, D. Staton, M. Shanel, M. Mueller, and C. Mejuto. Evolution and modern approaches for thermal analysis of electrical machines. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2009, vol. 56, no. 3, pp. 871–882.

[68] Vlach, R.; Huzlík, R. *Thermal Model of High Speed Asynchronous Machine*. Mechatronika 2016. 2016. s. 1-5. ISBN: 978-80-01-05882- 4.

[69] T. Bulin, P. Roupcova, C. Ondrusek, O. Schneeweiss, M. Hapla. *Magnetic and Transport properties of 41CrMo4 Steel*. In proceedings of Abstracts 24th International Conference on Metallurgy and Materials. Ostrava: TANGER Ltd., 2015. pp. 109-109, 2015.

[70] Šimek, J. *Speciální typy ložisek*. [online]. Dostupné: http://www.techlab.cz/cs/SpecLoziska.pdf

[71] Šimek, J. *Experimentální ověření vlastností vzduchových ložisek*. Technická zpráva TECHLAB č. 13-413

[72] Z. Kolondzovski, A. Arkkio, J. Larjola, and P. Sallinen. Power limits of high-speed permanent-magnet electrical machines for compressor applications. *IEEE Trans. Energy Convers*., vol. 26, no. 1, pp. 73–82, Mar. 2011.

[73] R. R. Moghaddam. High speed operation of electrical machines, a review on technology, benefits and challenges. in Proc. *IEEE Energy Conver*. Congr. Expo., ECCE 2014, Sept. 2014, pp. 5539–5546.

[74] N. Uzhegov. *Design and material selection of high-speed rotating electrical machines*. Dizertační práce, Lappeenranta 2016, Lappeenranta University of Technology, ISBN 978-952-265-951-1

[75] J. Kurfűrst. *Optimalizace stroje s permanentními magnety na rotoru pomocí umělé intelligence*. Dizertační práce. Brno 2014. Vysoké učení technické v Brně. Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Vedoucí práce Čestmír Ondrůšek

[76] D. Mayer. *Aplikovaný elektromagnetizmus*. Kopp nakladatelství. České Budějovice 2012, ISBN 978-80-7232-436-1

[77] J. Pyrhönen, V. Ruuskanen, J. Nerg, J. Puranen, and H. Jussila. Permanent-magnet length effects in AC machines. *IEEE Trans. Magn.*, vol. 46, no. 10, pp. 3783–3789, Oct. 2010.

[78] D. Borg-Bartolo, D. Gerada, C. Micallef, A. Mebarki, N. L. Brown and C. Gerada. *Thermal modelling and selection of a high speed permanent magnet surface mount electrical machine*. in Proc. 6th IET Int. Conf. Pow. Electron., Mach. and Drives (PEMD 2012), Bristol, 2012, pp. 1-6.

[79] ASTM Standard B557-06. *Standard test methods for tension testing wrought and cast aluminum- and magnesium-alloy products*.

[80] *GLIDCOP® Dispersion Strengthened Copper*. North American Hoganas, produktová dokumentace, datum citace 2.10.2017. [online]. Dostupné: ttps://www.hoganas.com/globalassets/media/sharepoint-documents/BrochuresanddatasheetsAllDocuments/GLIDCOP_AL15_NAH.pdf

[81] Scapin, M., Peroni, L., Fichera, C. J. *Mechanical Behavior of Glidcop Al-15 at High Temperature and Strain Rate*. (2014) 23: 1641. https://doi.org/10.1007/s11665-014-0918-7

[82] *Typical data for SURA ® M250-35A* [cit. 2017-11-01]. Dostupné z https://cogent-power.com/cms-data/downloads/m250-35a.pdf

[83] *Recoma 28* [cit. 2017-11-01]. Dostupné z http://c719676.r76.cf2.rackcdn.com/data_pm_recoma-28.pdf

[84] *Recoma 30S* [cit. 2017-11-01]. Dostupné z http://c719676.r76.cf2.rackcdn.com/data_pm_recoma-30S.pdf

[85] *GLIDCOP® Dispersion Strengthened Copper* [cit. 2017-11-01]. Dostupné z https://www.hoganas.com

Autorovy publikace k tématu dizertační práce

[A1] Bárta, J.; Ondrůšek, Č.; Lošák, P.; Vlach, R. *Design of High-Speed Induction Machine for the 6 kW, 120 000 rpm Helium Turbo- Circulator*. In USB Proceedings 2016 XXII International Conference on Electrical Machines (ICEM). 2016. s. 1554-1560. ISBN: 978-1-5090-2537- 4.

[A2] Barta, J.; Ondrusek, C. *Finite Element Analysis of High-Speed Solid Rotor Induction Machine with Copper Cage*. In Advanced Mechatronics Solutions. Springer International Publishing Switzerland, 2015. s. 195-200. ISBN: 978-3-319-23921- 7.

[A3] Barta, J. *The Eddy Current Losses of High-Speed Solid Rotor Induction Machine as Function of the Radial Air-Gap Length*. In Proceedings of the 22nd Conference STUDENT EEICT 2016. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2016. p. 507-511. ISBN: 978-80-214-5350- 0.

[A4] Uzhegov N., Barta J., Kurfurst J., Ondrusek C., Pyrhonen J. Comparison of High- Speed Electrical Motors for a Turbo Circulator Application. *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS*, 2017, č. 99, s. 1-10. ISSN: 0093-9994.

[A5] Barta, J., Uzhegov, N., Ondrusek, C., Pyrhönen, J. High-Speed Electrical Machine Topology Selection for the 6 kW, 120 000 rpm Helium Turbo- Circulator. *International Review of Electrical Engineering*, 2016, roč. Vol 11, č. No 1, s. 1-9. ISSN: 1827-6660.

[A6] Uzhegov N., Barta J., Kurfurst J., Ondrusek C., Pyrhonen J. *Comparison of High- Speed Electrical Motors for a Turbo Circulator Application*. In USB Proceedings 2016 XXII International Conference on Electrical Machines (ICEM). 2016. s. 690-696. ISBN: 978-1-5090-2537- 4.

Autorovy publikace mimo téma dizertační práce

[A7] Barta, J.; Ondrusek, Č. Rotor Design and Optimization of Synchronous Reluctance Machine. *MM Science Journal*, 2015, roč. 2015, č. march 2015, s. 555-559. ISSN: 1803- 1269.

[A8] Barta, J.; Ondrusek, Č. *Design and Optimization of Synchronous Reluctance Machine*. In 16th MECHATRONIKA 2014.First edition. 2014. s. 60-64. ISBN: 978-80-214-4817- 9.

[A9] Barta, J. *Computer Aided Rotor Design and Simulation of Synchronous Reluctance Machine*. In Proceedings of the 21st Conference STUDENT EEICT 2015. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2015. s. 595-599. ISBN: 978-80-214-5148- 3.

Příloha A – Mechanické napětí v soustavě tří válců

Výpočet mechanického napětí v soustavě tří válců je proveden řešením matice (2.10):

$$\mathbf{Ax}=\mathbf{f} \tag{A.1}$$

Kde matice **A** obsahuje geometrická a materiálová data:

$$\boldsymbol{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{E_1(1+\nu_1)}{1-\nu_1^2} & -\frac{E_1(1+\nu_1)}{(1-\nu_1^2)r_{01}^2} & -\frac{E_2(1+\nu_2)}{(1-\nu_2^2)} & \frac{E_2(1+\nu_2)}{(1-\nu_2^2)r_{i2}^2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{E_2(1+\nu_2)}{(1-\nu_2^2)} & -\frac{E_2(1+\nu_2)}{(1-\nu_2^2)r_{02}^2} & -\frac{E_3(1+\nu_3)}{(1-\nu_3^2)} & \frac{E_3(1+\nu_3)}{(1-\nu_3^2)r_{i3}^2} \\ r_{o1} & \frac{1}{r_{o1}} & -r_{i2} & -1/r_{i2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r_{o2} & 1/r_{o2} & -r_{i3} & -\frac{1}{r_{i3}} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1+\nu_3 & -\frac{1-\nu_3}{r_{02}^2} \end{bmatrix} \tag{A.2}$$

Kde r_{01} je vnější poloměr prvního válce, r_{i2} je vnitřní poloměr druhého válce, r_{02} je vnější poloměr druhého válce, r_{i3} je vnitřní poloměr třetího válce a r_{o3} je vnější poloměr třetího válce.

Vektor **f** obsahuje všechny síly, které jsou generovány rotačním pohybem a přesahy mezi válci.

$$\boldsymbol{f} = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{\omega^2}{8}(\rho_1(v_1+3)r_{o1}^2 - \rho_2(v_2+3)r_{i2}^2) \\ \frac{\omega^2}{8}(\rho_2(v_2+3)r_{o2}^2 - \rho_3(v_3+3)r_{i3}^2) \\ \frac{\omega^2}{8}\left(\frac{\rho_1(1-v_1^2)}{E_1}r_{o1}^3 - \frac{\rho_2(1-v_2^2)}{E_2}r_{i2}^3\right) - r_{o1} + r_{i2} \\ \frac{\omega^2}{8}\left(\frac{\rho_2(1-v_2^2)}{E_2}r_{o2}^3 - \frac{\rho_3(1-v_3^2)}{E_3}r_{i3}^3\right) - r_{o2} + r_{i3} \\ \frac{\rho_2\omega^2(1-v_2^2)(v_2+3)}{8E_2}r_{o2}^3 \end{bmatrix} \tag{A.3}$$

Pro všechny tři válce obsahuje vektor **x** neznámé integrační konstanty.

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} a_1 \\ b_1 \\ a_2 \\ b_2 \\ a_3 \\ b_3 \end{bmatrix} \tag{A.4}$$

Výsledek řešení byl ukázán na obr. 2.6 v kapitole 2.

Příloha B – Materiálové údaje

Typical data for SURA® M250-35A

T	W/kg at 50 Hz	VA/kg at 50 Hz	A/m at 50 Hz	W/kg at 100 Hz	W/kg at 200 Hz	W/kg at 400 Hz	W/kg at 1000 Hz	W/kg at 2500 Hz
0,1	0,02	0,06	26,8	0,04	0,08	0,21	0,98	4,09
0,2	0,06	0,15	35,7	0,14	0,33	0,90	3,65	14,8
0,3	0,13	0,27	41,8	0,31	0,73	1,93	7,58	30,6
0,4	0,21	0,40	47,5	0,51	1,23	3,24	12,7	51,7
0,5	0,31	0,56	53,4	0,75	1,82	4,81	18,8	78,8
0,6	0,41	0,74	60,0	1,01	2,49	6,69	26,3	113
0,7	0,52	0,95	67,9	1,31	3,26	8,82	35,2	155
0,8	0,66	1,21	77,5	1,64	4,12	11,2	45,7	208
0,9	0,81	1,52	90,0	2,00	5,07	14,0	58,1	273
1,0	0,98	1,92	107	2,41	6,14	17,1	72,6	352
1,1	1,15	2,46	133	2,87	7,33	20,6	89,6	
1,2	1,37	3,30	179	3,40	8,69	24,6		
1,3	1,65	4,97	284	4,03	10,3	29,2		
1,4	2,00	10,3	642	4,83	12,4	35,1		
1,5	2,35	30,0	1810	5,72	14,7	41,6		
1,6	2,65	75,7	4030					
1,7	2,87	153	7290					
1,8	3,06	267	11700					

Loss at 1.5 T , 50 Hz, W/kg	2,35
Loss at 1.0 T , 50 Hz, W/kg	0,98
Anisotropy of loss, %	10
Magnetic polarization at 50 Hz	
H = 2500 A/m, T	1,53
H = 5000 A/m, T	1,64
H = 10000 A/m, T	1,76
Coercivity (DC), A/m	40
Relative permeability at 1.5 T	660
Resistivity, μΩcm	55
Yield strength, N/mm²	455
Tensile strength, N/mm²	575
Young's modulus, RD, N/mm²	185 000
Young's modulus, TD, N/mm²	200 000
Hardness HV5 (VPN)	215

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

cogent
Surahammars Bruks AB

June 2008

Obr. B.1 Typická data M250-35A [82].

ARNOLD MAGNETIC TECHNOLOGIES

Recoma 28

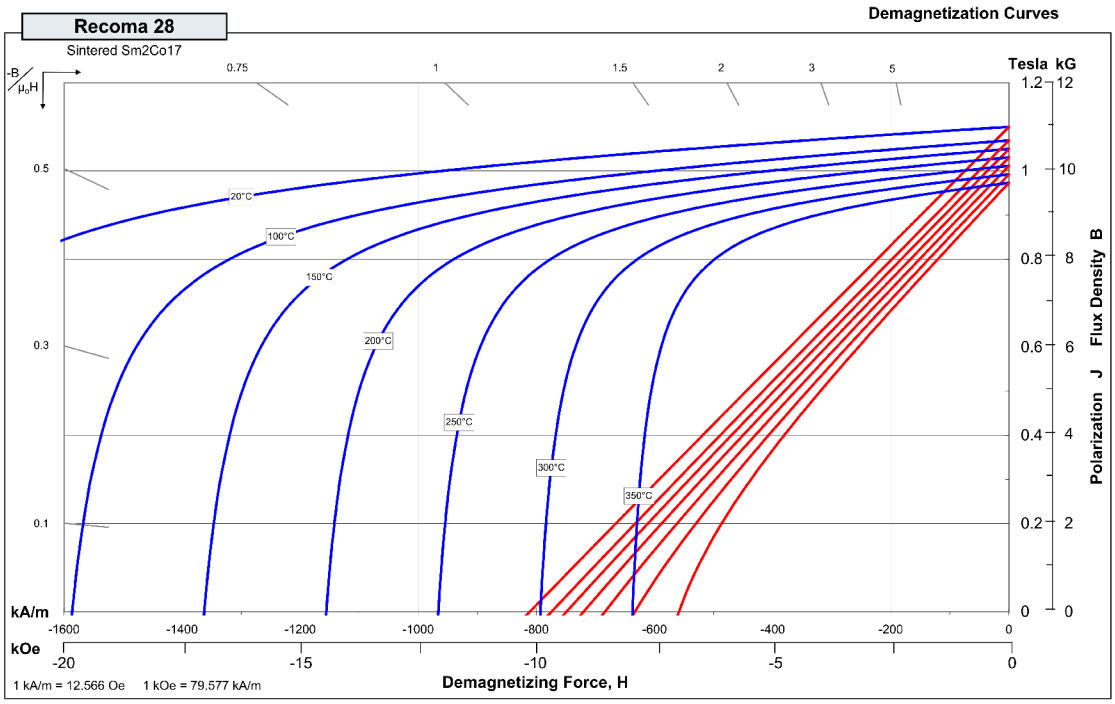
Recoma® Sintered Samarium Cobalt Magnets

These are also referred to as Rare Earth or SmCo magnets. They offer a combination of high magnetic output, excellent temperature stability and moderate corrosion resistance. Please contact Arnold for additional grade information and recommendations for protective coating. Assemblies using these magnets can also be provided.

	Characteristic	Units	min.	nominal
Magnetic Properties	**Br**, Residual Induction	Gauss	10,400	11,000
		Tesla	1.04	1.10
	H_{cB}, Coercivity	Oersteds	8,700	10,000
		kA/m	700	800
	H_{cJ}, Intrinsic Coercivity	Oersteds	15,000	25,000
		kA/m	1,200	2,000
	BHmax, Maximum Energy Product	MGOe	25	28
		kJ/m³	195	225

	Characteristic	Units	C //	C ⊥
Thermal Properties	Reversible Temperature Coefficients (1)			
	of Induction, α(Br)	%/°C	-0.035	
	of Coercivity, α(Hcj)	%/°C	-0.24	
	Coefficient of Thermal Expansion (2)	ΔL/L per °Cx10⁻⁶	11	13
	Thermal Conductivity	kcal/mhr°C	10	
	Specific Heat (3)	cal/g°C	350	
	Max. Recommended Use Temperature	°C	350	
	Curie Temperature, Tc	°C	825	
Other Properties	Flexural Strength	psi	17,400	
		MPa	120	
	Compressive Strength	psi	116,000	
		MPa	800	
	Young's Modulus	GPa	140	
	Density	g/cm³	8.3	
	Hardness, Vickers	Hv	600	
	Electrical Resistivity, ρ	μΩ • cm	90	

Notes: (1) Coefficients measured between 20 and 150 °C
(2) Between 20 and 200 °C (3) Between 20 and 150 °C



Notes The material data and demagnetization curves shown above represent typical properties that may vary due to product shape and size.
Demagnetization curves show nominal Br and Hcj.
Magnets can be supplied thermally stabilized or magnetically calibrated to customer specifications.
Additional grades are available. Please contact the factory for information.

Rev. 110911

© Arnold Magnetic Technologies Corp.

E-mail: info@arnoldmagnetics.com
www.arnoldmagnetics.com

Obr. B.2 Typická data Recoma 28 [83].

ARNOLD MAGNETIC TECHNOLOGIES

Recoma 30S

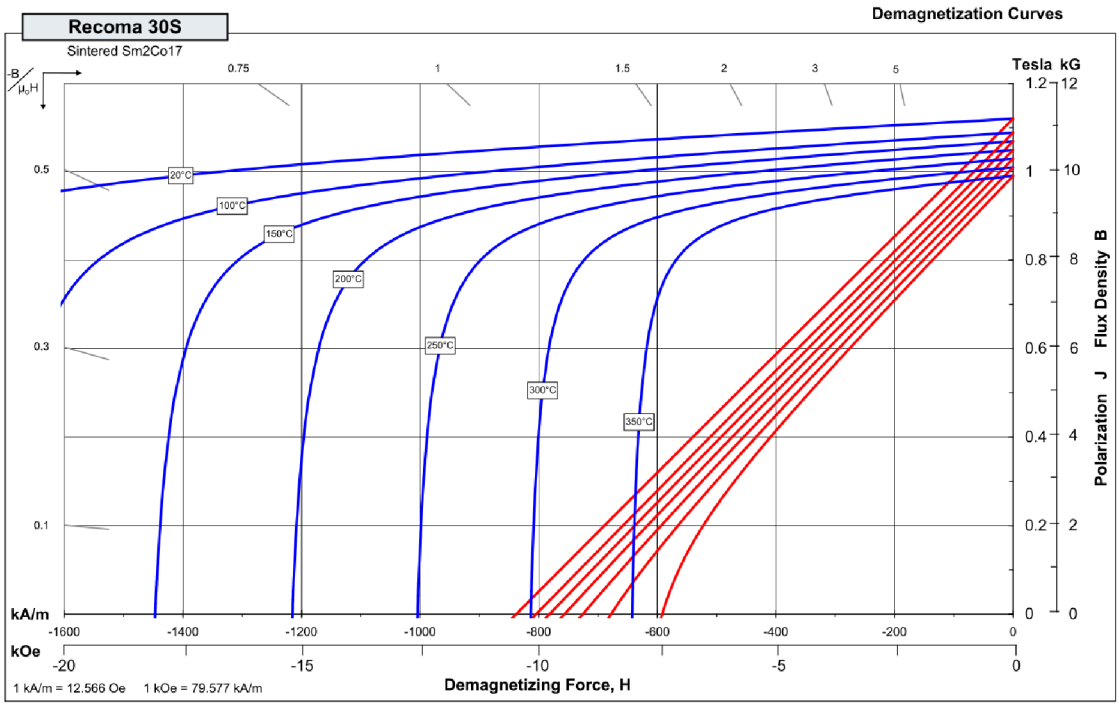
Recoma® Sintered Samarium Cobalt Magnets

These are also referred to as Rare Earth or SmCo magnets. They offer a combination of high magnetic output, excellent temperature stability and moderate corrosion resistance. Please contact Arnold for additional grade information and recommendations for protective coating. Assemblies using these magnets can also be provided.

	Characteristic	Units	min.	nominal
Magnetic Properties	**Br**, Residual Induction	Gauss	10,900	11,200
		Tesla	1.09	1.12
	H_{cB}, Coercivity	Oersteds	10,200	10,600
		kA/m	820	845
	H_{cJ}, Intrinsic Coercivity	Oersteds	22,000	27,000
		kA/m	1,750	2,150
	BHmax, Maximum Energy Product	MGOe	28	30
		kJ/m^3	225	235

	Characteristic	Units	C //	C ⊥
Thermal Properties	Reversible Temperature Coefficients (1)			
	of Induction, α(Br)	%/°C	-0.035	
	of Coercivity, α(Hcj)	%/°C	-0.25	
	Coefficient of Thermal Expansion (2)	$\Delta L/L$ per °C$\times 10^{-6}$	11	13
	Thermal Conductivity	kcal/mhr°C	10	
	Specific Heat (3)	cal/g°C	350	
	Max. Recommended Use Temperature	°C	350	
	Curie Temperature, Tc	°C	825	
Other Properties	Flexural Strength	psi	17,400	
		MPa	120	
	Compressive Strength	psi	116,000	
		MPa	800	
	Young's Modulus	GPa	140	
	Density	g/cm^3	8.3	
	Hardness, Vickers	Hv	600	
	Electrical Resistivity, ρ	μΩ • cm	90	

Notes: (1) Coefficients measured between 20 and 150 °C
(2) Between 20 and 200 °C (3) Between 20 and 150 °C



Notes The material data and demagnetization curves shown above represent typical properties that may vary due to product shape and size.
Demagnetization curves show nominal Br and Hcj.
Magnets can be supplied thermally stabilized or magnetically calibrated to customer specifications.
Additional grades are available. Please contact the factory for information.

Rev. 110911

© Arnold Magnetic Technologies Corp.

E-mail: info@arnoldmagnetics.com
www.arnoldmagnetics.com

Obr. B.3 Typická data Recoma 30 [84].

Physical properties

Melting Point	1083°C	1981°F
Density	8.90 g/cm³ at 20°C	0.321 lbs./in³ at 68°F
Electrical Conductivity *(σ)*	0.533 μ Ω-cm at 20°C	92% IACS at 68°F
Thermal Conductivity *(K)*	365 W/m/K at 20°C	211 Btu/ft²/ft/hr/°F at 68°F
Electrical Resistivity *(ρ)*	1.86 μ Ω-cm at 20°C	11.19 Ω circular-mil/ft. at 68°F
Coefficient of Thermal Expansion	16.6 μm/m/°C (20-150°C)	9.2 μin/in/°F (68-300°F)
Modulus of Elasticity (Tension) *(λ)*	130 Gpa	19 x 10⁶ psi

Mechanical properties

Typical room temperature properties of GLIDCOP® AL-15

Shapes	Thickness or Dia. mm	Thickness or Dia. in	Temper or Condition	Tensile Strength MPa	Tensile Strength ksi	Yield Strength MPa	Yield Strength ksi	Elongation %	Hardness HRB
Flat products	10	0.400	As Cons.*	413	60	331	48	20	62
	1.3	0.050	CW**88%	579	84	537	78	7	-
	0.6	0.025	CW 94%	620	90	579	84	7	-
	0.15	0.006	CW 98%	661	96	613	89	6	-
Plate	Up to 130	5.0	As Cons.	365	53	255	37	26	62
	25	1.0	CW 60%	476	69	427	62	10	-
	16	0.625	CW 75%	483	70	455	66	10	-
Rod	29	1.125	As Cons.	393	57	324	47	27	62
	19	0.75	CW 55%	427	62	407	59	18	68
	7	0.275	CW 94%	496	72	469	68	9	72
Wire	1.3	0.050	CW 99%	524	76	496	72	2	-
	0.4	0.015	CW 99.9%	606	88	579	84	1	-
Rounds	Up to 760	30	As Cons.	365	53	255	37	26	-

* As Consolidated ** Cold Work: % reduction in area

Samples and services

For further information or sample quantities for test, contact our Customer Service Department.

Material Safety Data

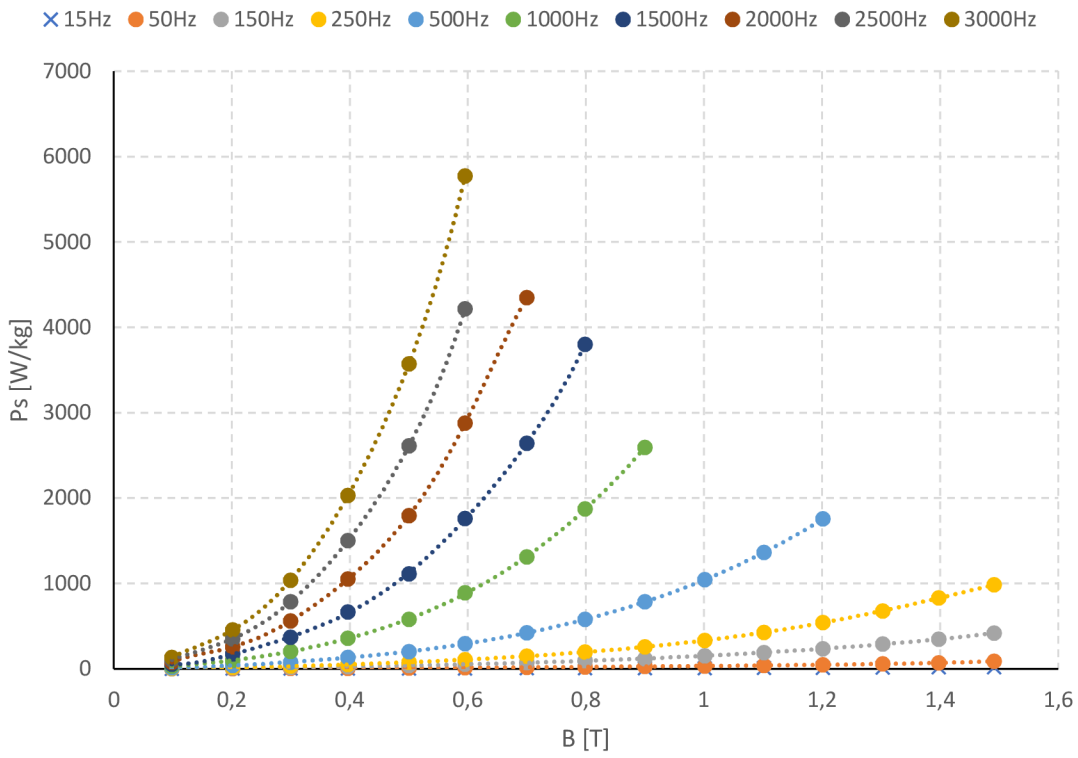
See MSDS before using this product.

© Höganäs AB, December 2013. 0667HOG

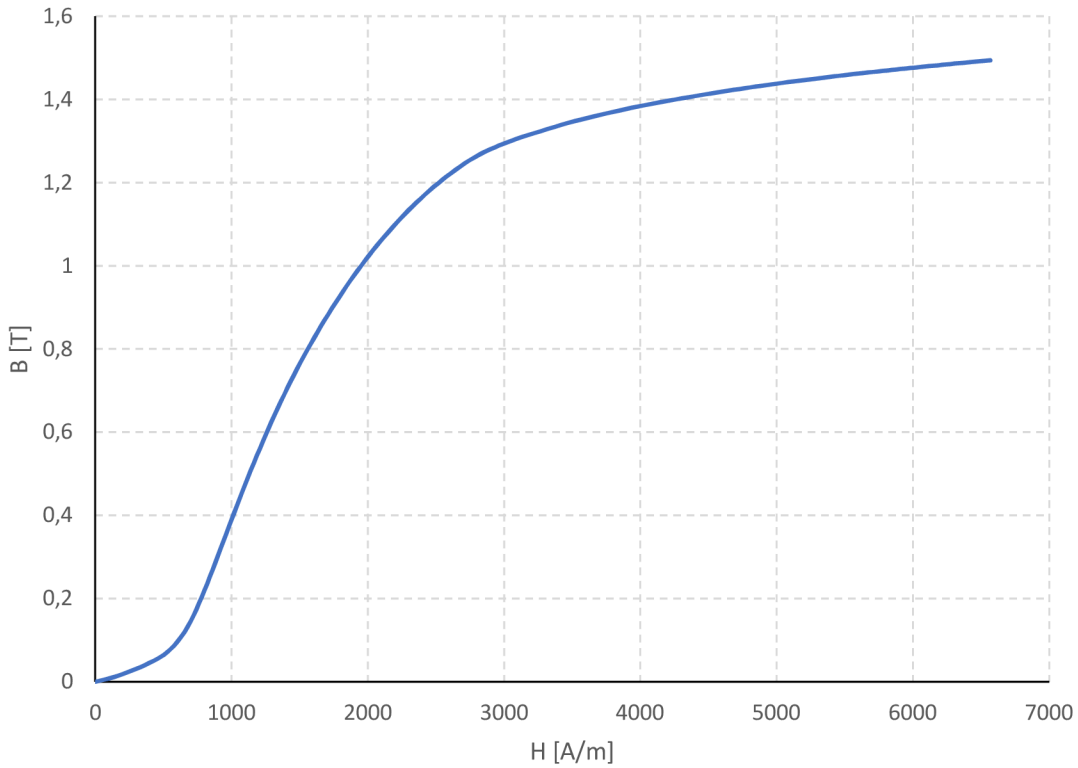
The recommendations and suggestions given in this data sheet are made without any representation of warranty, expressed or implied, in law or fact and upon the condition that purchasers make their own tests to determine the suitability of such products for their particular purposes. Statements concerning the possible use of the products or processes described are not intended as recommendations or permission to use the same in the infringement of any patent or to practice a patented invention without a license.

North American Höganäs High Alloys LLC
101 Bridge Street | Johnstown, PA 15902
Main Telephone: 814.533.7800
Customer Service Telephone: 814.361.6872
Customer Service FAX: 814.361.2265

Obr. B.4 Typická data Glidcop Al-15 [85].



Obr. B.5 Naměřené závislosti ztrát na magnetické indukci pro 41CrMo45 [69].



Obr. B.6 B-H křivka pro 41CrMo45 [69].

Příloha C – Výsledky trhacích zkoušek

TABULKA C.1 NAMĚŘENÉ VÝSLEDKY Z TRHACÍ ZKOUŠKY TYČEK GLIDCOP AL-15.

Číslo vz.	E modul	Rp 0.2	R_M	M	Fmax
	MPa	MPa	MPa	%	N
1	67416,70	423,16	445,23	1,68	7956,36
2	72562,97	424,29	449,66	1,99	7735,12
3	68848,40	424,13	442,17	1,50	7967,95
4	68440,79	428,47	441,40	1,25	7987,40
5	68262,03	423,85	445,35	2,07	8126,19

TABULKA C.2 NAMĚŘENÉ VÝSLEDKY Z TRHACÍ ZKOUŠKY PLÁTKŮ GLIDCOP AL-15.

Označení	Šířka	Tloušťka	E modul	Rp 0.2	R_M	M	F_{max}
	mm	mm	MPa	MPa	MPa	%	N
Podélný 2	14	3,18	80644,09	353,24	423,52	12,93	18854,98
Podélný 3	14,05	3,16	67976,91	340,79	403,46	10,98	17912,78
Příčný 1	14,08	3,16	66608,05	337,87	410,86	12,44	18280,50
Příčný 2	14,08	3,03	59907,82	345,82	412,94	11,84	17616,86
Příčný 3	14	3	66536,98	350,04	422,22	11,96	17733,16

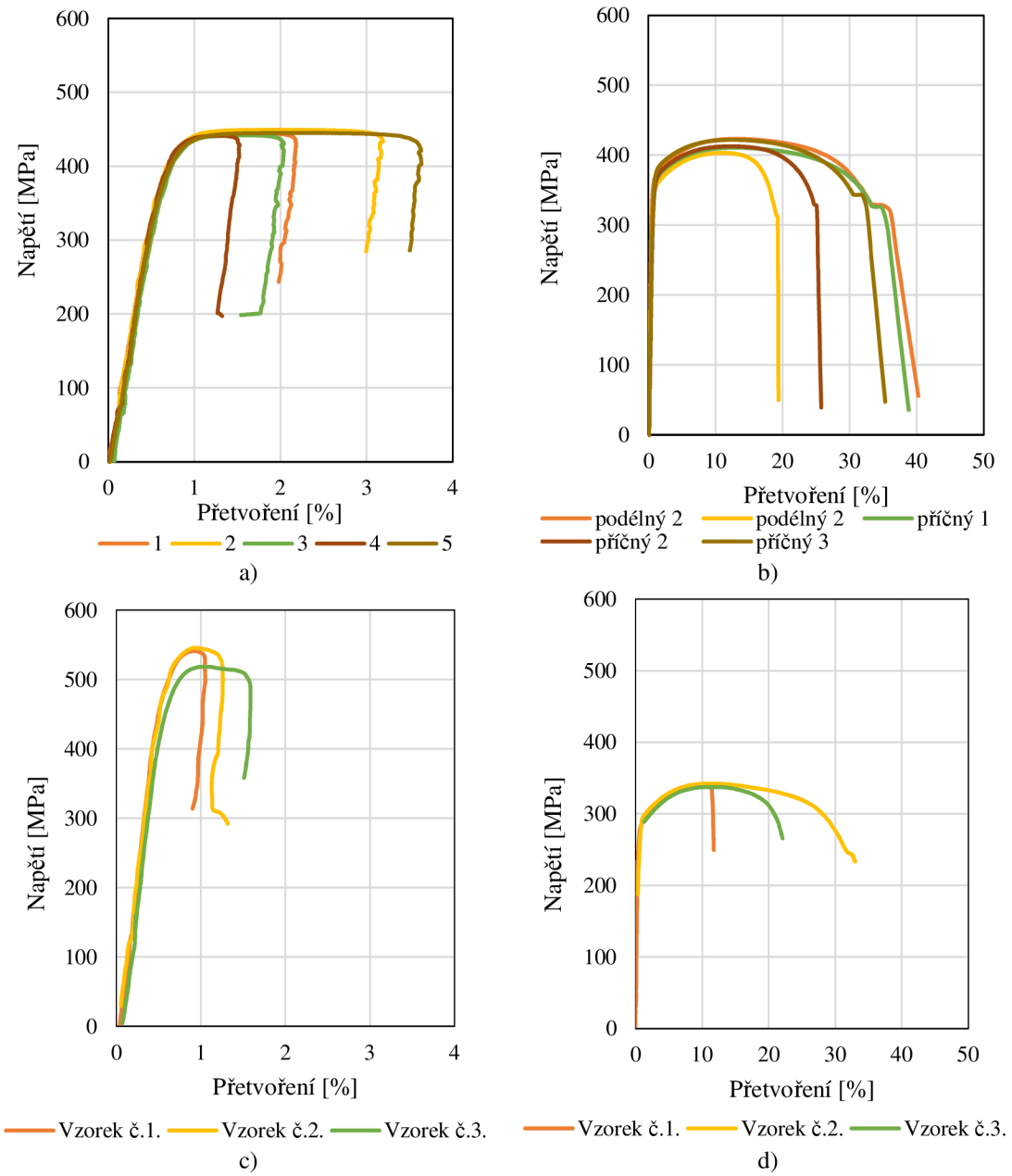
TABULKA C.3 NAMĚŘENÉ VÝSLEDKY Z TRHACÍ ZKOUŠKY TYČEK CUCRZR.

Číslo vz.	E modul	Rp 0.2	R_M	M	Fmax
	MPa	MPa	MPa	%	N
1	106944,41	532,46	546,13	0,89	6828,59
2	105746,33	530,60	540,93	0,86	6797,51
3	97709,19	508,38	517,93	0,96	6871,41

TABULKA C.4 NAMĚŘENÉ VÝSLEDKY Z TRHACÍ ZKOUŠKY PLÁTKŮ CUCRZR.

Číslo vz.	E modul	Rp 0.2	R_M	M	Fmax
	MPa	MPa	MPa	%	N
1	75521,00	269,61	338,00	11,23	12501,37
2	66862,27	272,04	339,05	10,05	13352,38
3	62686,97	263,19	342,48	11,12	14326,07

Poznámka: Vlivem chyby při měření nebyly změřeny výsledky pro podélný vzorek č. 1 (měření se vypnulo po přetvoření cca 10 %). U vzorků podélný 3 a příčně 2 nelze hodnotit tažnost.



Obr. C.1 Výsledky trhací zkoušky a) Glidcop AL-15 tyčky b) Glidcop AL-15 plátky c) CuCrZr tyčky d) CuCrZr plátky.