

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky  
a komunikačních technologií

DIPLOMOVÁ PRÁCE



# 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

## VYSOKOotáčkový SYNCHRONNÍ STROJ S VNĚJŠÍM ROTOREM

HIGH-SPEED OUTER ROTOR SYNCHRONOUS MACHINE

### DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

### AUTOR PRÁCE

AUTHOR

**Bc. Radek Král**

### VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

**Ing. Petr Klíma**

**BRNO 2021**

# Diplomová práce

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

Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky

**Student:** Bc. Radek Král

**ID:** 195670

**Ročník:** 2

**Akademický rok:** 2020/21

## NÁZEV TÉMATU:

### Vysokootáčkový synchronní stroj s vnějším rotorem

#### POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

1. Nastudujte problematiku vysokootáčkových synchronních strojů s vnějším rotorem.
2. Navrhněte vysokootáčkový synchronní stroj s vnějším rotorem podle zadání.
3. Ověřte návrh pomocí simulací.
4. Porovnejte výsledky.

#### DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] PYRHONEN, J.; JOKINEN t.; HRABOVCOVÁ V. Design of rotating electrical machines. John Wiley and Sons, 2007. ISBN 978-0-470-69516-6.

[2] BORISAVLJEVIĆ, Aleksandar. Limits, Modeling and Design of High-Speed Permanent Magnet Machines. Zutphen, The Netherlands: Wörmann Print Service, 2011. ISBN 978-90-8570-837-7.

[3] D. Gerada, A. Mebarki, N. L. Brown, C. Gerada, A. Cavagnino and A. Boglietti, "High-Speed Electrical Machines: Technologies, Trends, and Developments," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 61, no. 6, pp. 2946-2959, June 2014. doi: 10.1109/TIE.2013.2286777 URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=6644302&isnumber=6690243>

**Termín zadání:** 8.2.2021

**Termín odevzdání:** 24.5.2021

**Vedoucí práce:** Ing. Petr Klíma

**doc. Ing. Ondřej Vítek, Ph.D.**  
předseda rady studijního programu

#### UPOZORNĚNÍ:

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

## **ABSTRAKT**

Diplomová práce se zabývá konstrukcí a návrhem vysokootáčkového synchronního stroje s vnějším rotorem. Práce je uspořádána do tří hlavních kapitol. První kapitola se zabývá teorií návrhu stroje a také mechanickými limity, které jsou u vysokootáčkových strojů významné. V této kapitole jsou také uvedeny příklady aplikací těchto elektrických strojů. V druhé kapitole je analyticky spočten výchozí návrh stroje. Tento návrh stroje je optimalizován a ve třetí kapitole této práce jsou znázorněny výsledky simulací metodou konečných prvků včetně vyhodnocení těchto výsledků.

## **KLÍČOVÁ SLOVA**

Vysokootáčkový synchronní stroj, vnější rotor, elektromagnetický návrh, elektro-mechanický návrh, elektrický stroj, PM

## **ABSTRACT**

The master thesis deals with the construction and design of a high-speed synchronous machine with an outer rotor. The thesis is organised into three main chapters. The first chapter deals with machine design theory as well as mechanical limits, which are significant for high speed machines. This chapter also provides examples of applications of these electrical machines. In the second chapter, the initial design of the machine is calculated analytically. This machine design is optimised and the third chapter of this work shows the results of simulations using the finite elements method, including the evaluation of these results.

## **KEYWORDS**

High speed synchronous machine, outer rotor, electromagnetic design, electromechanical design, electric machine, PM

KRÁL, Radek. *Vysokootáčkový synchronní stroj s vnějším rotorem*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky, 2021, 59 s. Diplomová práce. Vedoucí práce: Ing. Petr Klíma

## Prohlášení autora o původnosti díla

<b>Jméno a příjmení autora:</b>	Bc. Radek Král
<b>VUT ID autora:</b>	195 670
<b>Typ práce:</b>	Diplomová práce
<b>Akademický rok:</b>	2020/21
<b>Téma závěrečné práce:</b>	Vysokootáčkový synchronní stroj s vnějším rotorem

Prohlašuji, že svou závěrečnou práci jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucí/ho závěrečné práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené závěrečné práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této závěrečné práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a/nebo majetkových a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon), ve znění pozdějších předpisů, včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

Brno .....

.....

podpis autora\*

## PODĚKOVÁNÍ

Rád bych tímto poděkoval vedoucímu diplomové práce panu Ing. Petru Klímovi za odborné a metodické vedení, cenné rady, ochotu konzultace kdykoli bylo třeba a především za trpělivost při vedení této diplomové práce.

# OBSAH

<b>Seznam obrázků</b>	<b>8</b>
<b>Seznam tabulek</b>	<b>9</b>
<b>Seznam symbolů a zkratk</b>	<b>10</b>
<b>Úvod</b>	<b>15</b>
<b>1 Vysokootáčkové synchronní stroje s vnějším rotorem</b>	<b>16</b>
1.1 Synchronní stroje s permanentními magnety . . . . .	17
1.2 Hlavní rozměry stroje . . . . .	19
1.3 Mechanické namáhání rotoru . . . . .	22
1.4 Přirozené mechanické rezonance rotoru . . . . .	23
1.5 Vzduchová mezera stroje . . . . .	24
1.6 Mechanické ztráty . . . . .	25
1.7 Výběr vinutí . . . . .	26
1.8 Magnetická indukce ve vzduchové mezeře . . . . .	29
1.9 Počet závitů a saturační faktor . . . . .	29
1.10 Geometrie statorového plechu . . . . .	30
1.11 Stanovení rozměrů permanentních magnetů . . . . .	31
1.12 Určení velikosti statorového a rotorového jha . . . . .	32
<b>2 Návrh vysokootáčkového synchronního stroje s vnějším rotorem</b>	<b>33</b>
2.1 Mechanické omezení návrhu stroje . . . . .	33
2.2 Vzduchová mezera . . . . .	35
2.3 Stanovení velikosti PM . . . . .	35
2.4 Šířka zubu a velikosti statorového a rotorového jha . . . . .	36
2.5 Moment síly stroje . . . . .	37
<b>3 Ověření navrženého stroje pomocí simulací</b>	<b>40</b>
3.1 Mechanické namáhání rotoru stroje . . . . .	42
3.2 Indukované napětí a ověření dosaženého vnitřního momentu stroje	44
3.3 Magnetická indukce, rozložení ztrát ve stroji a účinnost stroje . . .	45
3.4 Vliv volitelných parametrů stroje . . . . .	48
3.5 Různé konfigurace modelů . . . . .	52
<b>Závěr</b>	<b>54</b>
<b>Literatura</b>	<b>56</b>



# SEZNAM OBRÁZKŮ

1.1	Závislost mechanické konstanty na výkonu [7] . . . . .	21
1.2	Kritické mechanické rezonance rotoru: a) první, b) druhá [7] . . . . .	23
1.3	Typy uložení statorového vinutí: a) vícedrážkové, b) s minimálním počtem drážek, c) bezdrážkové [21] . . . . .	26
1.4	Rozložené smyčkové vinutí [7] . . . . .	27
1.5	Soustředné vinutí a) jednovrstvé, b) dvouvrstvé [7] . . . . .	27
1.6	Ukázka vodiče typu Litz [7] . . . . .	28
1.7	Hlavní rozměry zubu statoru u stroje s vnitřním rotorem [7] . . . . .	31
2.1	Geometrie konce vinutí pro výpočet indukčnosti čel [7] . . . . .	39
3.1	Ukázka modelu čtyřpólového synchronního stroje s vnějším rotorem se sítí řešených elementů . . . . .	40
3.2	Statorový plech . . . . .	41
3.3	Rozložení ekvivalentního mechanického napětí Von-Mises pro rotor a) bez PM, b) s PM, c) s redukcí rotorového jha a PM a d) s pryskyřicovou výplní mezi PM . . . . .	43
3.4	Časový průběh jednotlivých indukovaných napětí a svorkového napětí . . . . .	44
3.5	Časový průběh vnitřního momentu stroje . . . . .	45
3.6	Průběh magnetické indukce ve středu vzduchové mezery stroje . . . . .	45
3.7	Rozložení magnetické indukce ve stroji včetně siločár . . . . .	46
3.8	Rozložení ztrát v železe stroje a PM . . . . .	47
3.9	Časový průběh jednotlivých ztrát ve stroji . . . . .	47
3.10	Časový průběh vnitřního momentu stroje při různém pólovém krytí PM . . . . .	49
3.11	Časový průběh statorových (plné křivky) a rotorových + PM (tečkované křivky) ztrát ve stroji při různém pólovém krytí PM . . . . .	49
3.12	Časový průběh vnitřního momentu stroje při různém otevření statorové drážky . . . . .	50
3.13	Časový průběh statorových (plné křivky) a rotorových + PM (tečkované křivky) ztrát ve stroji při různém otevření statorové drážky . . . . .	50
3.14	Časový průběh vnitřního momentu stroje při různé délce vzduchové mezery . . . . .	51
3.15	Časový průběh statorových (plné křivky) a rotorových + PM (tečkované křivky) ztrát ve stroji při různé délce vzduchové mezery . . . . .	52
3.16	Model a) dvoupólového stroje b) šestipólového stroje . . . . .	53

## SEZNAM TABULEK

3.1	Použité materiály v modelu stroje . . . . .	40
3.2	Důležité parametry čtyřpólového modelu stroje . . . . .	41
3.3	Přehled jednotlivých ztrát ve stroji . . . . .	48
3.4	Přehled jednotlivých ztrát ve strojích různé konfigurace . . . . .	52
3.5	Porovnání účinnosti různých konfigurací modelů . . . . .	53

## SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK

$A_a$	Lineární proudová hustota, [A/m]
$b_d$	Šířka zubu, [m]
$b_{os}$	Velikost otevření statorové drážky, [m]
$b_v$	Šířka chladících kanálů, [m]
$B$	Magnetická indukce, [T]
$\vec{B}$	Vektor magnetické indukce, [T]
$\widehat{B}_d$	Střední hodnota magnetické indukce v zubu, [T]
$B_{max}$	Maximální magnetická indukce, [T]
$B_{PM}$	Magnetická indukce v permanentním magnetu, [T]
$B_r$	Remanentní indukce, [T]
$B_{yr}$	Magnetická indukce v jhu rotoru, [T]
$B_{ys}$	Magnetická indukce v jhu statoru, [T]
$B_\delta$	Magnetická indukce ve vzduchové mezeře, [T]
$\widehat{B}_\delta$	Střední hodnota magnetické indukce ve vzduchové mezeře, [T]
$\cos \varphi$	Účinník
$C'$	Koeficient zohledňující tvar
$C_{mec}$	Mechanická konstanta stroje, [Ws/m <sup>3</sup> ]
$C_M$	Momentový koeficient
$d_v$	Průměr vodiče, [m]
$D$	Průměr vzduchové mezery, [m]
$D_{in}$	Vnitřní průměr, [m]
$D_{MAX}$	Maximální průměr, [m]
$D_{out}$	Vnější průměr, [m]
$D_{PM}$	Průměr PM, [m]

$D_r$	Průměr rotoru, [m]
$D_s$	Průměr statoru, [m]
$E$	Modul pružnosti, [Pa]
$f$	Frekvence magnetického pole statoru, [Hz]
$\vec{F}$	Vektor síly, [N]
$h_{PM}$	Výška permanentního magnetu, [m]
$h_{yr}$	Výška rotorového jha, [m]
$h_{ys}$	Výška statorového jha, [m]
$H$	Intenzita magnetického pole, [A/m]
$H_C$	Koercitivní síla, [A/m]
$i_f$	Okamžitá hodnota elektrického fázového proudu, [A]
$I$	Elektrický proud, [A], druhý moment setrvačnosti, [m <sup>4</sup> ]
$I_{tot}$	Celkový elektrický proud, [A]
$I_v$	Elektrický proud v jednom vodiči, [A]
$k$	Koeficient bezpečnosti, koeficient drsnosti
$k_C$	Carterův činitel
$k_{Cu}$	Činitel plnění mědi
$k_{Fe}$	Činitel plnění železa
$k_w$	Činitel vinutí
$l$	Délka jádra, [m]
$l_{ew}$	Průměrná délka přesahu konce vinutí, [m]
$l_{max}$	Maximální délka jádra, [m]
$l_r$	Délka rotoru, [m]
$l_z$	Délka závitů vodiče, [m]
$\vec{l}$	Vektor délky vodiče, [m]

$l'$	Ekvivalentní délka jádra, [m]
$l_w$	Délka konce vinutí, [m]
$L_w$	Indukčnost čel u rozloženého vinutí, [H]
$m$	Počet fází stroje
$M_i$	Vnitřní moment stroje, [Nm]
$n$	Otáčky stroje, [ot./s], n-tá mechanická rezonance
$n_{syn}$	Synchronní otáčky stroje, [ot./s]
$n_v$	Počet chladících kanálů
$N_{ds}$	Počet závitů v jedné drážce statoru
$N_f$	Počet závitů na jednu fázi
$p$	Počet pólových dvojic
$P_{mec}$	Mechanický výkon, [W]
$P_n$	Jmenovitý výkon, [W]
$P_{\rho w1}$	Ztráty třením ve vzduchové mezeře stroje, [W]
$q$	Počet drážek na pól a fázi
$Q_s$	Počet statorových drážek
$r_r$	Poloměr rotoru, [m]
$r_\delta$	Poloměr vzduchové mezery, [m]
$r_{rMAX}$	Maximální poloměr rotoru, [m]
$R$	Elektrický odpor, [ $\Omega$ ]
$R_{100}$	Elektrický odpor při 100 °C, [ $\Omega$ ]
$Re_\delta$	Reynoldsovo číslo
$S$	Zdánlivý výkon, [VA], plocha, [m <sup>2</sup> ]
$S_{ds}$	Plocha statorové drážky, [m <sup>2</sup> ]
$u_i$	Okamžitá hodnota elektrického indukovaného napětí, [V]

$u_s$	Okamžitá hodnota elektrického svorkového napětí, [V]
$U$	Elektrické napětí, [V]
$U_f$	Elektrické fázové napětí, [V]
$U_{i,max}$	Maximální indukované napětí, [V]
$\widehat{U}_{m,ds}$	Magnetické napětí ve statorovém zubu, [A]
$\widehat{U}_{m,\delta}$	Magnetické napětí ve vzduchové mezeře, [A]
$\widehat{U}_{m,tot}$	Celkové magnetické napětí, [A]
$\widehat{U}_{m,yr}$	Magnetické napětí v rotorovém jhu, [A]
$\widehat{U}_{m,ys}$	Magnetické napětí ve statorovém jhu, [A]
$v$	Obvodová rychlost, [m/s]
$W_{ew}$	Délka čela vinutí, [m]
$\alpha$	Teplotní součinitel elektrického odporu, [1/K]
$\alpha_i$	Saturační faktor
$\delta$	Délka vzduchové mezery, [m]
$\delta_e$	Ekvivalentní délka vzduchové mezery, [m]
$\delta_{PM}$	Magnetická délka vzduchové mezery, [m]
$\gamma$	Koeficient vzduchové mezery
$\eta$	Účinnost
$\lambda_w$	Faktor permeace
$\lambda_{lew}$	Faktor permeace
$\lambda_{Wew}$	Faktor permeace
$\mu$	Dynamická viskozita, [Pa · s]
$\mu_0$	Permeabilita vakua, [H/m]
$\mu_{PM}$	Permeabilita permanentního magnetu, [H/m]
$\mu_{rPM}$	Relativní permeabilita permanentního magnetu

$\rho$	Hustota materiálu, [kg/m <sup>3</sup> ]
$\sigma$	Konduktivita, [S/m]
$\sigma_{ef}$	Efektivní proudová hustota, [A/m <sup>2</sup> ]
$\sigma_{Mech}$	Mechanické tahové napětí, [Pa]
$\tau_p$	Pólová rozteč, [m]
$\tau_{PM}$	Pólové krytí PM
$\tau_u$	Drážková rozteč, [m]
$\chi$	Poměr ekvivalentní délky jádra a průměru vzduchové mezery
$\omega$	Mechanická úhlová rychlost, [rad/s]
$\Delta P_{Fe}$	Ztráty v železe stroje, [W]
$\Delta P_{Cu}$	Ztráty ve vinutí stroje, [W]
$\Delta P_{mech}$	Mechanické ztráty, [W]
$\Delta P_{\rho w1}$	Mechanické ztráty třením ve vzduchové mezeře stroje, [W]
$\Delta T$	Rozdíl teplot, [K]
<b>MKP</b>	Metoda konečných prvků
<b>NdFeB</b>	Neodym-železo-bor
<b>PM</b>	Permanentní magnety
<b>PMSM</b>	Synchronní stroj s permanentními magnety
<b>SmCo</b>	Samarium-kobalt
<b>SRM</b>	Spínaný reluktanční motor

# ÚVOD

Přibližně polovina veškeré elektrické energie vyrobené na celém světě je využívána v elektromotorech. Kvůli velkým tokům elektrické energie je důležitým parametrem účinnost stroje nebo celého pohonu, a to zejména kvůli dopadu na životní prostředí. Jsou-li motory nevhodně navrženy nebo používány neefektivně, je tím zatěžováno životní prostředí nadbytečně.

Účinnost stroje a jeho ekologický dopad úzce souvisí s hustotou výkonu a miniaturizací rozměrů stroje. Tyto parametry jsou hlavní výhodou vysokootáčkových strojů. Vysokorychlostní elektrické stroje přitahují stále větší pozornost díky své vysoké hustotě výkonu, kompaktní velikosti, malé točivé setrvačnosti a díky tomu také i vysoké odezvě. Kromě toho lze náklady na údržbu a hluchost snížit odstraněním převodovek.

Vysokootáčkové stroje se v současné době uplatňují zejména v průmyslových odvětvích, leteckém průmyslu, autonomní energetice, ve vřetenech obráběcích strojů apod., ale také třeba i v kosmické energetice. Mimo tato odvětví mají tyto stroje také široké vyhlídky pro jejich využití v různých mikrosystémech. Dále pak vysokootáčkové stroje s vnějším rotorem jsou výhodné z pohledu dosažení většího momentu oproti strojům s vnitřním rotorem díky většímu průměru vzduchové mezery při zachování stejného objemu stroje s tím, že vnitřní prostor je efektivně vyplněn statorovým vinutím. Další výhodou je možnost připevnění poháněné aplikace přímo na rotor, a tím ušetřit další prostor a materiál. Nicméně tato konfigurace má také své nevýhody.

Hlavním cílem této diplomové práce je návrh vysokootáčkového synchronního stroje s vnějším rotorem. Jedná se o návrh elektromechanický. V návaznosti na hlavní cíl jsou stanoveny následující cíle, a to nastudovat problematiku návrhu vysokootáčkových synchronních strojů s vnějším rotorem, navrhnout vysokootáčkový synchronní stroj s vnějším rotorem dle zadaných parametrů, ověřit tento návrh pomocí simulací a vyhodnotit výsledky.



# 1 VYSOKOotáČKOVÉ SYNCHRONNÍ STROJE S VNĚJŠÍM ROTOREM

Vysokootáčkové elektrické stroje díky své vysoké hustotě výkonu na sebe přitahují stále větší pozornost. Využití vysokootáčkových strojů může zlepšit účinnost a spolehlivost systému ve srovnání s převodovými motory, kde lze náklady na údržbu a hlučnost snížit právě odstraněním převodovek [1, 2]. Příkladem využití vysokootáčkových generátorů jsou miniaturní plynové turbíny. Turbíny jsou slibným prostředkem přeměny mechanické energie na energii elektrickou. Tyto turbíny jsou koncipovány tak, aby byly přímo spojeny s vysokootáčkovým generátorem. Výsledným zařízením je vysoce účinná napájecí jednotka vhodná jako přenosný zdroj napájení. Nově vyvinuté turbíny jsou schopny otáčet se rychlostí až 1 milion otáček za minutu [3].

Pro vysokorychlostní aplikace se běžně používají čtyři koncepty strojů, a to indukční stroje, synchronní stroje s permanentními magnety (PMSM), spínané reluktanční stroje (SRM) a homopolární synchronní stroje [1]. Pozornost po celém světě se v dnešní době zaměřuje především na PMSM kvůli jejich vyšší účinnosti ve srovnání s jinými typy strojů a klesající ceně materiálů permanentních magnetů (PM) [1, 3]. Příklady vysokootáčkových synchronních strojů s PM jsou v pracích [4–6].

Při návrhu synchronního stroje je nutné vycházet ze vstupních a požadovaných parametrů. Těmito parametry mohou být napětí (napájení přímo ze sítě nebo pomocí frekvenčního měniče), proud a tedy i výkon (stroj jej může odebírat ze sítě nebo do sítě dodávat) ať mechanický (motor) nebo elektrický (generátor), jmenovité otáčky stroje (použití převodovky nebo přímé spojení s aplikací), typ prostředí a jeho specifické parametry (teplota okolí, prašnost apod.) a další. V konstrukci stroje existuje také řada volitelných parametrů. Mezi tyto parametry se řadí například délka statorového svazku, velikost vzduchové mezery, průměr vzduchové mezery, geometrie statorového (případně i rotorového) zubu, počet drážek na pól a fázi, střední a špičková hodnota magnetické indukce ve vzduchové mezeře a další. Tyto volné parametry jsou častokrát prostředkem optimalizace na největší účinnost stroje. Při návrhu je také ovšem nutné dbát na mechanické a tepelné limity navrhovaného stroje [7].

Z důvodu vysoké rychlosti rotoru je frekvence magnetického pole statoru vysoká, a tím i ztráty v železe stroje. Aby se tyto ztráty snížily, používají se neorientované plechy z křemíkové oceli tlusté 0,2 mm. Lze použít plechy tlusté i 0,1 mm ovšem hůře se s nimi manipuluje a celkový železný paket má menší činitel plnění z důvodu většího počtu izolačních vrstev. Současně lze navrhnout nižší hodnotu

magnetické indukce ve vzduchové mezeře, což také vede ke snížení ztrát v železe stroje. Dále pak, aby byla snižená frekvence magnetického pole statoru, navrhuje se co nejnižší počet pólů. To má ovšem za následek zvětšení rotorového a statorového jha a demagnetizujícího účinku reakce kotvy [8]. Vysokootáčkové stroje se ovšem nepotýkají jen s problematikou ztrát, ale jsou také značně mechanicky omezeny. Zejména pak vysokootáčkové stroje s vnějším rotorem, kde se vyskytují větší odstředivé síly než u strojů s vnitřním rotorem [9, 10]. Vlivem výskytu větších odstředivých sil mají vysokootáčkové stroje vysoké požadavky na miniaturizaci stroje. To se negativně odráží v menším prostoru pro statorové vinutí, tím se zhoršuje chlazení statoru a vytvářejí se vyšší ztráty. Obecně je známo, že u vysokorychlostních strojů s vnějším rotorem je chlazení stroje často řešeno pomocí vodního chlazení. Výhodou strojů s vnějším rotorem a PM je možnost dosáhnout většího momentu, oproti stroji s vnitřním rotorem při stejném objemu, vlivem většího průměru vzduchové mezery. Dále je také lepší chlazení rotoru, které bývá u vnitřního rotoru problematické [7].

Další problematikou u elektrického stroje s vnějším rotorem je tvarování PM nebo jejich umístění ve vnějším rotoru tak, aby docházelo k sinusovému rozložení magnetické indukce ve vzduchové mezeře [11]. Některé synchronní stroje s vnějším rotorem využívají sníženého počtu cívek statorového vinutí při rozdělení statorového zubu na více částí (tzv. Vernierův stroj) a tím snižují celkový objem železa [12, 13]. V práci [14] je zkoumán vliv šířky zubů na dosažitelný moment stroje. Příklady vysokootáčkových strojů s vnějším drápkovým rotorem jsou v pracích [9, 10, 15].

V posledních letech také dochází k vývoji hybridních strojů se spínaným budícím tokem. Tyto stroje mají permanentní magnety na statoru spolu s budícím stejnosměrným vinutím a střídavým vinutím a přes vnější rotor se uzavírá magnetický obvod [16–18]. V práci [8] je navržen vysokootáčkový synchronní stroj s PM a s toroidním vinutím z důvodu snížení Jouleových ztrát v čelech vinutí. Ovšem polovina vinutí netvoří užitečný moment. Tuto konfiguraci vylepšili autoři práce [19], kde se ve stroji vyskytuje dvojité rotor. Tedy stroj má vnější rotor s PM a vnitřní rotor na principu reluktančního stroje. Ovšem vlivem značné velikosti stroje není tato konfigurace příliš vhodná pro vysokootáčkové aplikace.

## 1.1 Synchronní stroje s permanentními magnety

Magnetický tok ve vzduchové mezeře synchronního stroje je možné vytvořit budícím vinutím, kterým protéká budící proud nebo permanentním magnetem. Hlavní předností použití magnetického systému s PM je, že není třeba kluzný

kontakt na napájení vinutí na rotoru stroje, jelikož se na elektrickém stroji nenachází žádné budící cívky ani ztráty v budícím vinutí. Významnou nevýhodou použití buzení pomocí PM je složitá regulace budícího magnetického toku, která také není vždy proveditelná [20].

Elektrické stroje s permanentními magnety jsou v posledních dvou desetiletích stále populárnější. Ve velkém množství elektrických pohonů nahradily indukční stroje. Tento trend je pravděpodobně důsledkem dvou faktorů. Prvním faktorem je hledisko ekonomické a efektivní. Ekonomické využívání zdrojů přineslo potřebu kompaktních a účinných elektromechanických systémů. To znamená, že účinnější elektrické stroje mají nahradit tradiční pneumatické, hydraulické a spalovací motory, nebo se fyzicky integrovat a přímo spojit s mechanickými systémy, např. obráběcí vřetena, setrvačníky, turbíny. Druhým faktorem je konkurenceschopnost a dostupnost magnetů ze vzácných zemin. Po letech pomalého vzestupu samarium-kobaltových magnetů (SmCo) se v osmdesátých letech poměrně rychle rozmohly neodymové magnety (NdFeB). V devadesátých letech dvacátého století začala v Číně vzkvétat výroba magnetů ze vzácných zemin. Díky tomu cena těchto magnetů klesla, a tím byla odstraněna hlavní překážka pro použití těchto silných magnetů v širokém spektru aplikací. Nejen že se cena těchto magnetů stala příznivější, ale také jejich vlastnosti se zlepšily, např. Curieova teplota, odolnost proti korozi a podobně [3].

Při výběru materiálu PM je důležité, aby pro vysokou hustotu výkonu na jednotku objemu a vysokou účinnost stroje měl materiál PM dobré magnetické vlastnosti, včetně remanentní indukce ( $B_r$ ), koercitivní síly ( $H_C$ ) a maximální energetický součin ( $BH_{\max}$ ) [20, 21]. Tento bod na demagnetizační křivce odpovídá maximální hodnotě součinu magnetické indukce ( $B$ ) a intenzity magnetického pole ( $H$ ). Součin ( $BH$ ) odpovídá vnější energii. Tato energie dosahuje svého maxima právě v bodě  $BH_{\max}$ . Tento bod je důležitým kvalitativním ukazatelem a používá se pro hodnocení užitkových vlastností materiálu PM [20].

Největší energie momentálně dosahují magnety NdFeB a to až  $300 \text{ kJ/m}^3$ . Současně vysoká remanentní indukce okolo 1,2 T a vysoká koercitivní síla přibližně 800 kA/m umožňují výrazné snížení velikosti PM. Avšak magnety NdFeB mají vysokou citlivost na teplotu. Některé magnety mají tepelnou odolnost až do 180 °C dle jejich tepelné třídy. Obecně však platí, že NdFeB magnetům se zvyšující se koercitivní silou klesá jejich tepelná odolnost. Záleží ovšem i na celkové geometrii magnetu. Tlusté magnety mají lepší tepelnou odolnost než tenké. Při aplikacích náročných na provozní teplotu je někdy vhodnější použití magnetů SmCo. Tyto magnety mají remanentní indukci 1 T, koercitivní sílu 700 kA/m, vnitřní energii přibližně  $200 \text{ kJ/m}^3$  a typicky je lze využívat do teplot 250 až 300 °C. Existují i tepelně odolnější, opět dle jejich tepelné třídy [7, 20].

Hlavními výzvami pro magnety při vysokých rychlostech jsou mechanická namáhání a vnitřní ztráty generované pulzací magnetického toku vlivem drážkování statoru. Ke snížení mechanického namáhání a ztrát v materiálu PM se používá axiální, radiální a obvodová segmentace PM. Toto namáhání je třeba snížit, jelikož materiály PM jsou velmi slabé v tahu, ale jsou schopny odolat velkému tlakovému namáhání. Právě to je velkou výhodou pro použití elektrického stroje s vnějším rotorem, kde PM na rotoru nejsou namáhány tahovou silou (jako je tomu u elektrických strojů s vnitřním rotorem), ale tlakovou silou [6].

## 1.2 Hlavní rozměry stroje

Návrh elektrického stroje vždy začíná požadovanými parametry stroje. Nejběžnější jsou těmito parametry jmenovité otáčky a jmenovitý výkon nebo moment stroje. Z těchto startovních hodnot je třeba vycházet a přizpůsobit tomu postup návrhu elektrického stroje. Obvykle jsou z těchto hodnot stanoveny hlavní rozměry stroje, a to jsou průměr vzduchové mezery a délka stroje. Neboť tyto veličiny přímo souvisejí s požadovaným výkonem a momentem stroje dle Ampérova zákona magnetické síly

$$\vec{F} = I \cdot (\vec{l} \times \vec{B}), \quad (1.1)$$

kde  $\vec{F}$  je vektor síly působící na vodič o délce  $l$  orientovaný v prostoru, tedy  $\vec{l}$ , kterým protéká elektrický proud  $I$ . Vodič leží v magnetickém poli, jehož velikost a směr vyjadřuje vektor magnetické indukce  $\vec{B}$ .

Ovšem je třeba brát v úvahu možné omezení těchto rozměrů. Příkladem takového omezení zejména u vysokootáčkových strojů je maximální mechanické namáhání dle použitého materiálu. Toto omezení limituje průměr nebo otáčky stroje. Dalším omezením je výskyt mechanických rezonancí součástí nebo celého stroje, a také tepelné limity stroje. U synchronních strojů s PM je tento limit nejdůležitější v oblasti PM, kde hrozí tepelná demagnetizace PM. Dále se stanovuje velikost vzduchové mezery, která má významný vliv na velikost a ztráty stroje. Následuje výběr vhodné kombinace počtu drážek statoru a případně rotoru (u strojů s PM na rotoru není potřeba vinutí v rotoru, a tudíž ani drážek na toto vinutí). Z počtu drážek se stanovuje činitel vinutí, který zohledňuje využití vinutí vzhledem k tvorbě využitelného momentu stroje. Dále pak návrh velikosti magnetické indukce ve vzduchové mezeře, která souvisí zejména s momentem stroje (dle rovnice 1.1), ale také významně se ztrátami tvořenými vířivými proudy. Pokud je toto všechno již navrženo, stanoví se počet vodičů v drážce,

šířka zubu v plechu, geometrie drážky a magnetické napětí v jednotlivých částech magnetického obvodu. Poté lze stanovit saturační faktor, který lze iteračně zohlednit v předchozích částech návrhu. Následně se stanovuje velikost statorového a rotorového jha. Velikost jha je důležitá, aby nedocházelo k přesycení jednotlivých částí, a tím k významnému vzniku ztrát. Na závěr se návrh ověřuje pomocí simulací a optimalizují se volitelné parametry stroje. Celý návrh by měl být také od počátku zohledňován ekonomicky [3, 7].

Vlastní konstrukce stroje začíná volbou hlavních rozměrů stroje. Pojem hlavní rozměry stroje označuje průměr vzduchové mezery a ekvivalentní délku jádra (zohledňující vliv magnetického pole na okrajích stroje, který se podílí na tvorbě užitečného momentu stroje). Výpočet této ekvivalentní délky jádra ukazuje rovnice 1.2

$$l' \approx l + 2\delta, \quad (1.2)$$

kde  $l'$  je ekvivalentní délka jádra,  $l$  je skutečná délka jádra a  $\delta$  je délka vzduchové mezery.

Uvažování ekvivalentní délky jádra při návrhu stroje je významné u kratších strojů. U delších strojů je výpočet ekvivalentní délky jádra také ovlivněn ventilačními kanály. Dále výpočet ekvivalentní délky jádra není zcela vhodný pro stroje s PM, jelikož je stanoven empiricky a tvar magnetických siločár PM je odlišný od tvaru magnetických siločár buzených proudem v budícím vinutí. Avšak pro výchozí návrh stroje je dostačující. Přípustné úrovně zatížení jsou pro stroj definovány na základě návrhu izolace a chlazení stroje. Návrh stroje je iterační proces, při kterém jsou nejdříve vybrány počáteční hodnoty pro rozměry stroje. Dále je stroj navržen elektromechanicky a nakonec je spočítáno chlazení stroje. Pokud je chlazení stroje nedostatečné, musí se rozměry stroje zvětšit a celý stroj znovu přepočítat, použít lepší materiály nebo zvolit účinnější systém chlazení [7]. U vysokorychlostních PMSM je vhodné nejdříve navrhnout mechanickou pevnost rotoru, a až poté elektromagnetický návrh stroje, jelikož je rotor vystaven velkým odstředivým silám během vysokorychlostního otáčení [1].

U dvupólových synchronních strojů je vhodné, aby se poměr ekvivalentní délky jádra a průměru vzduchové mezery pohyboval v mezích dle rovnice 1.3

$$\chi = \frac{l'}{D} = 1 - 3, \quad (1.3)$$

kde  $D$  je průměr vzduchové mezery stroje. U synchronních strojů s počtem pólů větších než jedna může být poměr ekvivalentní délky jádra a průměru

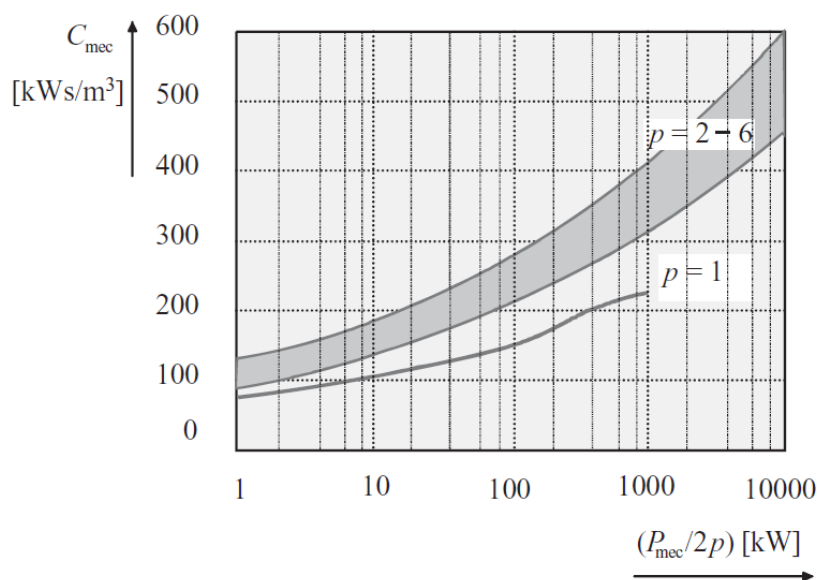
měru vzduchové mezery dle rovnice 1.4

$$\chi = \frac{l'}{D} \approx \frac{\pi}{4 \cdot p} \sqrt{p}, \quad (1.4)$$

kde  $p$  je počet pólových dvojic. Tyto dvě rovnice jsou platné zejména pro pomaloběžné stroje, ale lze je orientačně využít i pro návrh vysokootáčkového stroje. Je ovšem nutné dbát na limitující faktory rozměrů stroje. Závislost zdánlivého výkonu  $S$  na mechanickém výkonu stroje  $P_{\text{mec}}$  lze získat z účinníku  $\cos \varphi$  a účinnosti stroje  $\eta$ , kterou je nutné pro tuto fázi návrhu stroje odhadnout. Nyní lze zavést mechanickou konstantu stroje  $C_{\text{mec}}$ , jak znázorňuje rovnice 1.5

$$P_{\text{mec}} = \eta S \cos \varphi = \eta m UI \cos \varphi = C_{\text{mec}} D^2 l' n_{\text{syn}}, \quad (1.5)$$

kde  $m$  je počet fází stroje,  $U$  je elektrické napětí,  $I$  je elektrický proud a  $n_{\text{syn}}$  jsou synchronní otáčky stroje. Mechanická konstanta  $C_{\text{mec}}$  je vhodná zejména pro porovnání elektrických strojů [7].



**Obr. 1.1:** Závislost mechanické konstanty na výkonu [7]

Obr. 1.1 ukazuje závislost mechanické konstanty indukčních a synchronních strojů různých velikostí na výkonu, který je vztažen na počet pólů. Kvůli nízkým ztrátám ve strojích s PM a vyšší hustotě výkonu jsou konstanty pro PMSM vyšší než pro stroje s vinutým buzením. Ovšem při zohlednění omezení teploty pro PM z důvodu rizika demagnetizace jsou tyto hodnoty mechanické konstanty částečně také platné [7].

### 1.3 Mechanické namáhání rotoru

Většina synchronních strojů s PM a s vnitřním rotorem potřebuje pro upevnění PM obvaz (bandáž) ze skleněných nebo uhlíkových vláken nebo také objímku z titanu. Tím se však zvětšuje ekvivalentní délka vzduchové mezery a snižuje se účinnost odvodu tepla. U synchronních strojů s PM a s vnějším rotorem jsou PM na vnitřní ploše rotoru sice namáhány velkou tlakovou silou, avšak není nutná bandáž [9, 10, 22]. NdFeB je práškový materiál (spečený prášek), který je schopný vydržet tahové namáhání do 100 MPa a tlakové namáhání do 1 000 MPa [8].

Mechanické omezení vysokootáčkové aplikace je dáno velikostí obvodové rychlosti rotoru, jelikož na něj působí značné odstředivé síly. Obvodovou rychlost  $v$  lze vypočítat dle rovnice 1.6

$$v = \frac{\pi D_r n}{60}, \quad (1.6)$$

kde  $n$  jsou otáčky rotoru a  $D_r$  je vnější průměr rotoru v případě stroje s vnitřním rotorem. V případě stroje s vnějším rotorem je  $D_r$  vnitřní průměr rotoru. Toto rozlišení je dáno oblastí vzduchové mezery, ve které se nacházejí PM. Pokud obvodová rychlost překročí hodnotu 300 m/s, ztráty třením vzduchovou mezerou se často stanou dominantní ztrátovou složkou vysokorychlostního stroje [4, 9]. Mechanická pevnost elektrických ocelí omezuje obvodovou rychlost laminovaných rotorů přibližně na 200 m/s. To omezuje objem a točivý moment rotoru [9]. Proto u rychlostně náročnějších aplikací je vhodné zvolit rotor z plného materiálu, kde je maximální obvodová rychlost až 400 m/s [7].

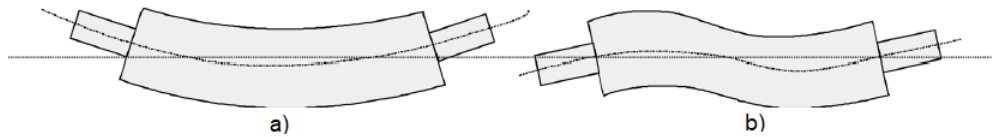
Dalším mechanickým omezením je maximální poloměr rotoru vysokorychlostního stroje, který je namáhán mechanickým napětím vyvolaným odstředivými silami. Při zvětšení rychlosti nebo velikosti rotoru lze snadno dosáhnout maximálního dovoleného napětí použitého materiálu v tahu [4, 7]. Toto mechanické tahové napětí je úměrné druhé mocnině úhlové rychlosti a lze jej stanovit z rovnice 1.7

$$\sigma_{\text{Mech}} = C' \cdot \rho \cdot r_r^2 \cdot \omega^2, \quad (1.7)$$

kde  $C' \approx 1$  pro tenký a dutý válcový tvar,  $\rho$  je hustota materiálu,  $r_r$  je poloměr rotoru a  $\omega$  je mechanická úhlová rychlost. Pro plné nebo válcové rotory s malým otvorem je konstanta  $C'$  závislá na Poissonově poměru. Tento vztah pro výpočet mechanického tahového napětí ale ovšem nezohledňuje hmotnost PM, a tedy i jejich tlak odstředivých sil, který přispívá k mechanickému tahovému namáhání rotoru. Dále pólové krytí PM nemusí být rovno 1, proto může být namáhání rotoru nehomogenní. Z těchto důvodů je vhodné mechanické namáhání rotoru řešit pro konkrétní velikost PM pomocí výpočetních metod [7].

## 1.4 Přirozené mechanické rezonance rotoru

Mezi další omezení návrhu stroje se řadí maximální délka rotoru, která je omezena především kritickými rychlostmi rotoru. Při kritické rychlosti má rotor jednu ze svých mechanických rezonancí. Při nejnižší kritické rychlosti se rotor ohýbá mezi dvěma body na krajích rotoru do tvaru písmene U. Při druhé kritické rychlosti se rotor ohne do tvaru písmene S se třemi uzly atd. Tyto ohyby jsou znázorněny na Obr. 1.2 [4, 7]. Existují i torzní ohyby, které také mohou omezit použití rotoru. Obvykle se činnost rotoru volí pod první kritickou rychlostí. Vyskytují se však i aplikace, kde rotor pracuje mezi svými kritickými otáčkami např. velké turbogenerátory [7, 23].



**Obr. 1.2:** Kritické mechanické rezonance rotoru: a) první, b) druhá [7]

Délku stroje, při které dojde k přirozené mechanické rezonanci, lze vypočítat dle rovnice 1.8

$$l_{\max} = \sqrt{n^2 \frac{\pi^2}{k\omega} \sqrt{\frac{EI}{\rho S}}}, \quad (1.8)$$

kde  $n$  je řád mechanická rezonance,  $k$  je bezpečnostní koeficient,  $\omega$  je mechanická úhlová rychlost,  $E$  je modul pružnosti použitého materiálu,  $I$  je druhý moment setrvačnosti (pro cylindrický tvar je  $I = \pi(D_{\text{out}}^4 - D_{\text{in}}^4)/64$ ),  $\rho$  je hustota použitého materiálu a  $S$  je plocha průřezu válce [2, 7, 23]. Pro tento návrh stroje je žádoucí zvolit délku rotoru menší, než vypočítanou délku rotoru pro první mechanickou rezonanci při jmenovitých otáčkách stroje.

Podrobná analýza dynamického chování rotoru se provádí analýzou konečných prvků. Určení kritických otáček je závislé i na tuhosti a druhu použitých ložisek. Některé aplikace vyžadují použití lepších ložisek z důvodu vysoké obvodové rychlosti hřídele, např. magnetických nebo vzduchových ložisek. Vzduchová ložiska ovšem dosahují menší tuhosti než běžnější kuličková ložiska, která jsou ale omezena menší obvodovou rychlostí. Zajímavou alternativou těchto dvou ložisek jsou magnetická ložiska, kde je možné nastavit tuhost ložiska velikostí magnetického pole [4, 5].



## 1.5 Vzduchová mezera stroje

Délka vzduchové mezery má významný vliv na vlastnosti elektrického stroje. Vlivem malé vzduchové mezery se zvyšují ztráty v PM a rotoru způsobené vířivými proudy v důsledku prostupu vyšších harmonických složek otevřenými nebo polouzavřenými drážkami. Také se zvyšují povrchové ztráty na rotoru. I když má vzduchová mezera velký význam, doposud nebylo vyřešeno žádné teoretické optimum pro její délku, ale obvykle jsou v definici vzduchové mezery použity empirické vztahy. Nejmenší technicky dostupná vzduchová mezera je dlouhá přibližně 0,2 mm [7]. U synchronních strojů je velikost vzduchové mezery limitována povolenou reakcí kotvy (viz rovnice 1.9)

$$\delta \geq \gamma \tau_p \frac{A_a}{\widehat{B}_\delta}, \quad (1.9)$$

kde  $\tau_p$  je pólová rozteč,  $A_a$  je lineární proudová hustota,  $\widehat{B}_\delta$  je střední hodnota magnetické indukce ve vzduchové mezeře a  $\gamma$  je koeficient vzduchové mezery. Hodnota tohoto koeficientu se liší pro jednotlivé typy strojů. Pro synchronní stroje s hladkým rotorem je hodnota tohoto koeficientu  $3 \cdot 10^{-7}$  [7].

Pro vysokootáčkové PMSM lze délku vzduchové mezery pro prvotní stádium návrhu stroje orientačně určit podobně jako pro asynchronní stroj dle rovnice 1.10

$$\delta = 0,001 + \frac{D_r}{0,07} + \frac{v}{400}, \quad (1.10)$$

kde  $D_r$  je vnější průměr rotoru a  $v$  je obvodová rychlost rotoru [7]. Ovšem finální velikost vzduchové mezery je předmětem následné optimalizace.

Na velikost vzduchové mezery má také vliv tloušťka PM, jelikož PM má permeabilitu podobnou vzduchu ( $\mu_{rPM} \approx 1,05$  pro NdFeB magnety). Ve strojích s PM na povrchu rotoru lze magnetickou vzduchovou mezeru stroje vypočítat dle rovnice 1.11

$$\delta_{PM} = \frac{h_{PM}}{\mu_{rPM}} + \delta_e = \frac{h_{PM}}{\mu_{rPM}} + k_C \delta, \quad (1.11)$$

kde  $h_{PM}$  je výška PM,  $\mu_{rPM}$  je relativní permeabilita PM a  $\delta_e$  je ekvivalentní délka vzduchové mezery (fyzická vzduchová mezera korigovaná Carterovým činitelem  $k_C$ ). Pokud jsou PM zapuštěny do materiálu rotoru, je výhodnější a přesnější použití numerických metod. Obecně je vzduchová mezera co nejmenší, aby se ušetřilo množství materiálu v permanentním magnetu. Ale u vysokootáčkových strojů může vyšší harmonický obsah vzduchové mezery a vysoká hodnota magnetické indukce způsobit velmi vysoké ztráty v materiálu PM nebo ve feromagnetickém materiálu pod PM. S vyššími ztrátami souvisí generování tepla, které

je rizikové pro PM z důvodu demagnetizace. V těchto případech je naopak nutné vzduchovou mezeru zvětšit [7].

## 1.6 Mechanické ztráty

Mechanické ztráty jsou důsledkem ztrát při tření ložisek, ventilačních ztrát a ztrát třením o vzduch ve vzduchové mezeře a u strojů s vnějším rotorem i s okolním prostředím. Ztráty v ložiscích závisí na rychlosti otáčení hřídele, typu ložiska, vlastnostech maziva a zatížení ložiska. Vztah pro výpočet třecích ztrát v ložiscích udávají výrobci ložisek. U vysokorychlostních strojů jsou často ztráty ve vzduchové mezeře, při obvodové rychlosti větší než 300 m/s, dominantní ztrátovou složkou [7, 9]. Tyto ztráty jsou důsledkem tření mezi rotujícími plochami a okolním plynem, obvykle vzduchem. Ztráty třením ve vzduchové mezeře lze určit z rovnice 1.12

$$P_{\rho w1} = \frac{1}{32} k C_M \pi \rho \omega^3 D_r^4 l_r, \quad (1.12)$$

kde  $k$  je koeficient drsnosti (pro hladký povrch  $k = 1$ , obvykle  $k = 1 - 1,5$ ),  $C_M$  je momentový koeficient,  $\rho$  je hustota okolního plynu,  $\omega$  je mechanická úhlová rychlost,  $D_r$  je průměr rotoru a  $l_r$  je délka rotoru. Momentový koeficient  $C_M$  je stanoven pomocí měření a lze jej stanovit dle empirických vztahů:

$$C_M = 10 \frac{(2\delta/D_r)^{0,3}}{Re_\delta} \quad \text{pro } Re_\delta < 64; \quad (1.13)$$

$$C_M = 2 \frac{(2\delta/D_r)^{0,3}}{Re_\delta^{0,6}} \quad \text{pro } 64 < Re_\delta < 5 \cdot 10^2; \quad (1.14)$$

$$C_M = 1,03 \frac{(2\delta/D_r)^{0,3}}{Re_\delta^{0,5}} \quad \text{pro } 5 \cdot 10^2 < Re_\delta < 10^4; \quad (1.15)$$

$$C_M = 0,065 \frac{(2\delta/D_r)^{0,3}}{Re_\delta^{0,2}} \quad \text{pro } 10^4 < Re_\delta, \quad (1.16)$$

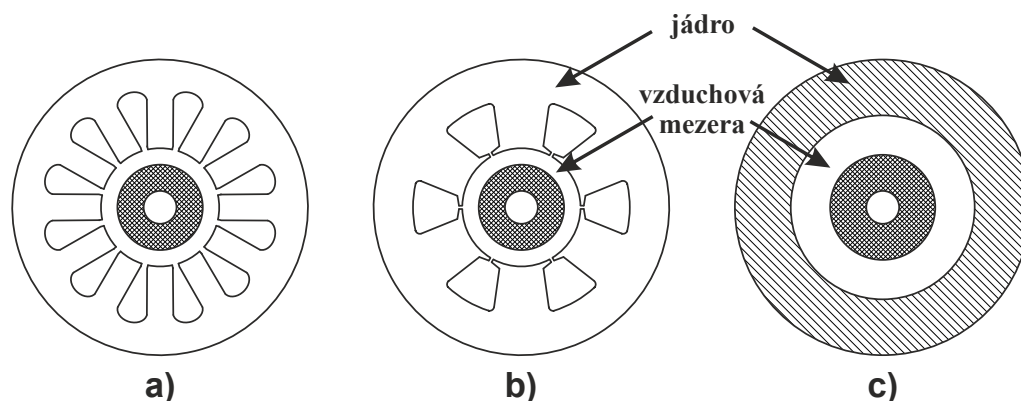
kde  $\delta$  je velikost vzduchové mezery,  $D_r$  je průměr rotoru a  $Re_\delta$  je Reynoldsovo číslo, které lze stanovit dle rovnice 1.17

$$Re_\delta = \frac{\rho \omega D_r \delta}{2\mu}, \quad (1.17)$$

kde  $\rho$  je hustota okolního plynu,  $\omega$  je mechanická úhlová rychlost,  $D_r$  je průměr rotoru,  $\delta$  je velikost vzduchové mezery a  $\mu$  je dynamická viskozita okolního plynu ve vzduchové mezeře stroje [2, 4, 7].

## 1.7 Výběr vinutí

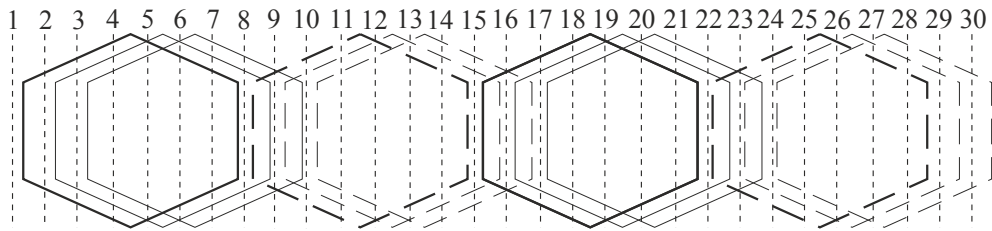
Běžně se u vysokootáčkových strojů používají tři typy provedení uložení statorového vinutí, jak si lze všimnout na Obr. 1.3. Prvním typem je vícedrážkové provedení (multi-slot), které má 12 nebo více drážek. Výhodou tohoto provedení je použití vinutí se zkráceným krokem, což je užitečné při odstranění vyšších harmonických složek způsobených vinutím, které vyvolávají momentové pulzace. Nevýhodou je, že s rostoucím počtem drážek roste frekvence pulzace magnetického pole na povrchu rotoru, a tím dochází ke zvyšování rotorových ztrát. Druhým typem je provedení s minimálním počtem drážek (minimal-slot). Výhody a nevýhody jsou v podstatě opačné, jako v případě vícedrážkového vinutí. Třetím typem je bezdrážkové provedení vinutí (slotless). Toto provedení má velkou vzduchovou mezeru, ve které je uloženo vinutí. V tomto typu uložení vinutí je rozložení magnetické indukce více rovnoměrné, oproti předchozím dvěma typům provedení uložení vinutí. Velká vzduchová mezera je také výhodná vzhledem k riziku demagnetizace PM, ale snižuje hodnotu magnetické indukce. Kompenzace zmenšení magnetické indukce se provádí zvětšením PM, a to se projevuje na ceně i na velikosti stroje [21].



**Obr. 1.3:** Typy uložení statorového vinutí: a) vícedrážkové, b) s minimálním počtem drážek, c) bezdrážkové [21]

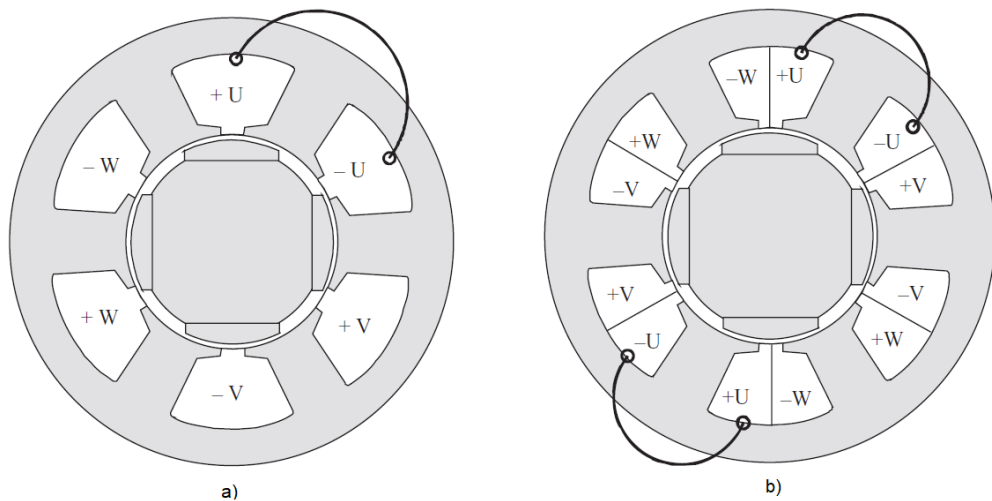
Samotné vinutí může být také navinuto více způsoby. Rozložené vinutí je hojně používaná varianta vinutí, zejména z důvodu jednoduchosti. Ovšem má několik nevýhod. Hlavní nevýhodou je velká výška čel, která je způsobená překrýváním vinutí jednotlivých fází, kvůli které vzniká velký objem nevyužitého vinutí (negeneruje užitečný magnetický moment), a tím vznikají další ztráty. Rozložené vinutí může být smyčkové nebo vlnové. Smyčkové vinutí je navinuté tak, že cívky mají tvar smyček, jak je patrné na Obr. 1.4. Hlavní výhodou je možnost navinutí se zkráceným krokem. Použití smyčkového vinutí je typické v aplika-

cích s nízkým napětím a velkým proudem. U aplikací s vyšším napětím a malým proudem se využívá vlnové vinutí [7].



**Obr. 1.4:** Rozložené smyčkové vinutí [7]

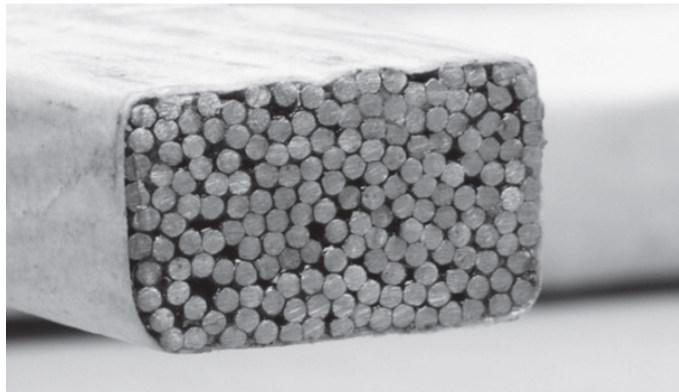
U synchronních strojů s PM se stále častěji používají soustředěná vinutí. Mají hlavní výhodu, a tou je nepřekrývající se čela vinutí, což má za následek ušetření materiálu, menší ztráty a menší celkové rozměry stroje oproti stroji, kde je použito rozložené vinutí. Soustředěné vinutí spočívá v tom, že kolem statorového zubu je vždy navinuta pouze jedna cívka, přičemž cívky jedné fáze jsou spojeny v sérii. Soustředěné vinutí může být jednovrstvé nebo dvouvrstvé. Rozdíl je znázorněn na Obr. 1.5 [7].



**Obr. 1.5:** Soustředěné vinutí a) jednovrstvé, b) dvouvrstvé [7]

Jednovrstvé soustředěné vinutí je jednodušší na navinutí, dosahuje vyššího činitele plnění mědi, ale není možné používat cívky se zkráceným krokem. U dvouvrstvého vinutí je časté provedení se zkráceným krokem nebo zlomkové vinutí. Cívka je vždy navinuta kolem jednoho statorového zubu, tudíž v každé drážce jsou dvě cívkové strany, proto se běžně vkládá mezi tyto cívkové strany další izolace, která ovšem snižuje činitel plnění mědi [7].

U vysokorychlostních aplikací vlivem vysoké frekvence statorového magnetického pole dochází k vytlačování elektrického proudu k povrchu vodiče. Tento jev se nazývá skin efekt a má významný vliv na ztráty ve vodiči vlivem vířivých proudů. Velmi účinný způsob jak tento jev omezit, je použití vícevláknových kroucených vodičů. Příkladem takového vodiče je Litz vodič. Použití Litz drátu je možné až do frekvence 1 MHz a nalézá využití také v rádiové technice, indukčních ohřivačích a ve spínaných napájecích zdrojích. Ukázka Litz vodiče je na Obr. 1.6 [7, 24, 25].



**Obr. 1.6:** Ukázka vodiče typu Litz [7]

## 1.8 Magnetická indukce ve vzduchové mezeře

Volba hodnoty magnetické indukce ve vzduchové mezeře přímo ovlivňuje dosažitelný moment stroje dle Ampérova zákona (rovnice 1.1). U PMSM musí být magnetická indukce ve vzduchové mezeře zvolena v rozumném poměru k remanentní magnetické indukci materiálu PM. Je doporučováno volit přibližně polovinu. Přesto se u pomaloběžných strojů využívá volby větší hodnoty zejména z důvodu snížení velikosti stroje. Avšak u vysokorychlostních strojů hodnota magnetické indukce výrazně ovlivňuje ztráty v železe stroje, jak je patrné v rovnicích 1.18 a 1.19. Proto se u vysokorychlostních aplikací volí nižší hodnoty magnetické indukce ve vzduchové mezeře, a tím i v celém stroji [7, 8].

$$\Delta p_{\text{Fe}} = p_h + p_c + p_e, \quad (1.18)$$

kde  $\Delta p_{\text{Fe}}$  jsou celkové ztráty v železe stroje,  $p_h$  je hysterezní část ztrát,  $p_c$  je část představující ztráty vířivými proudy a  $p_e$  jsou přídavné ztráty (ztráty magnetickým zpožděním nebo také abnormální ztráty). Tuto rovnici lze také rozepsat na rovnici 1.19

$$\Delta p_{\text{Fe}} = k_h \cdot f \cdot B_{\text{max}}^2 + k_c \cdot f^2 \cdot B_{\text{max}}^2 + k_e \cdot f^{1,5} \cdot B_{\text{max}}^{1,5}, \quad (1.19)$$

kde  $k_h, k_c, k_e$  jsou koeficienty jednotlivých ztrát, které jsou závislé na materiálu,  $f$  je frekvence magnetického pole a  $B_{\text{max}}$  je maximální hodnota magnetické indukce ve stroji [7, 26, 27].

## 1.9 Počet závitů a saturační faktor

Počet závitů cívky v sérii ve vinutí jedné fáze počítáno na jeden pól stroje, je dle rovnice 1.20

$$N_p = \frac{\sqrt{2}U_f}{\omega k_w l' \tau_p \alpha_i \widehat{B}_\delta}, \quad (1.20)$$

kde  $U_f$  je efektivní hodnota fázového napětí,  $\omega$  je mechanická úhlová rychlost,  $k_w$  je činitel vinutí,  $l'$  je ekvivalentní délka jádra,  $\tau_p$  je pólová rozteč,  $\widehat{B}_\delta$  je střední hodnota magnetické indukce ve vzduchové mezeře a  $\alpha_i$  je saturační faktor. Rovnici 1.20 lze upravit na podobu počtu závitů na jednu fázi stroje, jak znázorňuje rovnice 1.21

$$N_f = 2 \frac{\sqrt{2}U_f}{\omega k_w l' \tau_p \alpha_i \widehat{B}_\delta} \approx \frac{\sqrt{2}U_f}{\omega k_w r_\delta \widehat{B}_\delta}, \quad (1.21)$$

kde  $r_\delta$  je poloměr vzduchové mezery [7].

Saturační faktor vyjadřuje poměr střední hodnoty magnetické indukce ve vzduchové mezeře k maximální hodnotě magnetické indukce dle rovnice 1.22

$$\alpha_i = \frac{\widehat{B}_\delta}{B_{\max}}. \quad (1.22)$$

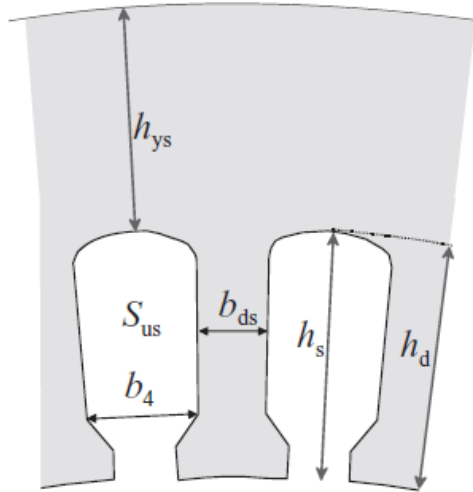
Saturační faktor  $\alpha_i$  je potřeba odlišovat pro stroje s PM. Kde u strojů s PM na povrchu rotoru je magnetická indukce více méně pravoúhlá, pokud má PM stejnou tloušťku nad pólovou roztečí. Pakliže je PM tvarově uzpůsobený k tvorbě sinusového magnetického toku nebo je PM zapuštěný do materiálu rotoru lze uvažovat, že  $\alpha_i \approx 2/\pi$  [7].

## 1.10 Geometrie statorového plechu

Geometrie statorového plechu je volena vzhledem k hodnotě magnetické indukce. K nejkritičtějšímu zhuštění magnetické indukce dochází v oblasti statorového a případně rotorového zubu. U běžných PMSM s hladkým rotorem se hodnota magnetické indukce v zubu volí v rozsahu 1,5 - 2 T. Ovšem u vysokofrekvenčních strojů může být nutné volit výrazně nižší hodnoty z důvodu omezení ztrát v železe stroje. Jakmile je zvolena hodnota magnetické indukce v zubu, lze spočítat předběžnou šířku zubu dle rovnice 1.23

$$b_d = \frac{l' \tau_u}{k_{Fe}(l - n_v b_v)} \frac{\widehat{B}_\delta}{\widehat{B}_d} + 0,0001, \quad (1.23)$$

kde  $l'$  je ekvivalentní délka jádra,  $\tau_u$  je drážková rozteč,  $k_{Fe}$  je činitel plnění železa,  $l$  je skutečná délka jádra,  $n_v$  počet chladících kanálů a  $b_v$  je šířka chladících kanálů. Vliv děrování chladících kanálů je v rovnici 1.23 zohledněn přidáním 0,1 mm k šířce zubu. Na Obr. 1.7 jsou znázorněny hlavní rozměry drážky statoru. Plocha drážky musí být dostatečně velká na to, aby bylo možné do této plochy umístit potřebné vinutí včetně zohlednění korekce plochy drážky pomocí činitele plnění mědi  $k_{Cu}$ . Tento činitel zohledňuje zaplnění drážky vinutím k celkové ploše drážky. Vinutí malých strojů jsou obvykle vyrobena z kulatého drátu, zatímco vinutí pro větší stroje mohou být z obdélníkového drátu. Pokud je použit obdélníkový drát, je činitel plnění mědi větší než u plnění z kulatého drátu. Obecně u strojů s nižším napětím je potřeba méně místa na izolaci a činitel plnění mědi je  $k_{Cu} \in (0,5 - 0,6)$ , zatímco u strojů s vyšším napětím je  $k_{Cu} \in (0,3 - 0,45)$ . Vlivem vysoké frekvence je někdy nutné použít upravené typy vodiče. Takovým typem může být Litz vodič, který vlivem kroucení a většího množství vodičů menšího průřezu dosahuje činitele plnění mědi  $k_{Cu} \in (0,3 - 0,4)$  [7].



**Obr. 1.7:** Hlavní rozměry zubu statoru u stroje s vnitřním rotorem [7]

## 1.11 Stanovení rozměrů permanentních magnetů

Pro určení rozměrů PM je nejdříve nutné stanovit potřebné magnetické napětí na pokrytí všech úbytků magnetického napětí ve stroji. Jednotlivé úbytky magnetického napětí jsou v rovnici 1.24

$$\widehat{U}_{m,tot} = \frac{B_r}{\mu_{PM}} h_{PM} = \widehat{U}_{m,\delta} + \widehat{U}_{m,ds} + \frac{B_{PM}}{\mu_{PM}} h_{PM} + \frac{\widehat{U}_{m,ys}}{2} + \frac{\widehat{U}_{m,yr}}{2}, \quad (1.24)$$

kde největší úbytek magnetického napětí je ve vzduchové mezeře stroje. Tento úbytek lze stanovit dle rovnice 1.25

$$\widehat{U}_{m,\delta} = \frac{\widehat{B}_\delta}{\mu_0} k_C \delta, \quad (1.25)$$

kde  $\mu_0$  je permeabilita vakua  $\approx$  vzduchu a  $k_C$  je Carterův činitel. Vlivem drážkování statoru není velikost magnetické indukce pod pólem (magnetem) konstantní, ale v místě otevření statorové drážky dochází k jejímu snížení, jelikož toto otevření drážky v podstatě zvětšuje délku vzduchové mezery. Vliv drážkování zohledňuje Carterův činitel. Z rovnice 1.24 lze vyjádřit výšku PM dle rovnice 1.26

$$h_{PM} = \frac{\widehat{U}_{m,\delta} + \widehat{U}_{m,ds} + \frac{\widehat{U}_{m,ys}}{2} + \frac{\widehat{U}_{m,yr}}{2}}{\frac{B_r - B_{PM}}{\mu_{PM}}}, \quad (1.26)$$



kde  $\mu_{PM} = \mu_{rPM}\mu_0$  ( $\mu_{rPM} \approx 1,05$  pro NdFeB magnety),  $B_r$  je remanentní indukce PM,  $B_{PM}$  je magnetická indukce v PM pro zvolený pracovní bod ( $B_{PM} \approx B_\delta$ ) [7].

Volbu velikosti PM je nutné ověřit na demagnetizační účinky. Demagnetizace PM může nastat při přesažení maximální dovolené teploty PM, ale také vlivem reakčního magnetického pole při maximálním proudu. Ačkoliv střední hodnota magnetické indukce pod pólem zůstane stejná, může dojít v některém místě vzduchové mezery, a tedy i v PM, na povrchu rotoru k tak silnému poklesu magnetické indukce, že nastane nevratná demagnetizace této části PM. Zatímco v jedné části každého PM se magnetická pole magnetizace PM a reakční pole, vyvolaná statorovými proudy, sčítají, v druhé části PM jsou orientována proti sobě a právě zde může být pokles magnetické indukce natolik výrazný, že dojde k nevratné demagnetizaci PM. U PMSM je určení vhodné vzduchové mezery a tloušťky samotných magnetů náročným optimalizačním úkolem, už z důvodu optimalizace ztrát ve stroji [7].

## 1.12 Určení velikosti statorového a rotorového jha

V indukčních strojích lze předpokládat, že v rotorovém jhu a ve statorovém jhu je magnetický tok stejný. U PMSM je magnetický tok v rotorovém jhu mírně větší než ve statorovém. Je to způsobeno tím, že se magnetické siločáry uzavírají i mimo stator stroje. Dále je v rotoru prakticky stojící magnetické pole vůči otáčení rotoru. Tohoto lze využít možností zvětšení magnetického sycení rotorového jha. Tyto vlivy je nejúčinnější zohlednit až pomocí analýzy metodou konečných prvků (MKP). Pro počáteční návrh jha rotoru a statoru lze použít rovnici 1.27

$$h_y = \frac{\alpha_i \widehat{B}_\delta \tau_p l'}{2k_{Fe} l B_y}, \quad (1.27)$$

kde  $\alpha_i$  je saturační faktor,  $\widehat{B}_\delta$  je střední hodnota magnetické indukce ve vzduchové mezeře,  $\tau_p$  je pólová rozteč,  $l'$  je ekvivalentní délka jádra,  $k_{Fe}$  je činitel plnění železa,  $l$  je skutečná délka jádra a  $B_y$  je zvolená magnetická indukce v jhu [7].

## 2 NÁVRH VYSOKOotáčkového SYNCHRONNÍHO STROJE S VNĚJŠÍM ROTOREM

Zadanými parametry pro návrh stroje jsou jeho jmenovité otáčky 80 000 ot./min a jmenovitý výkon stroje 5 kW. Stroj je třífázový a pro počáteční návrh je zvolen jako čtyřpólový ( $2p = 4$ ) z důvodu snížení frekvence magnetického pole statoru, a tím i ztrát v železe. U dvoupólového stroje je frekvence magnetického pole statoru sice menší, ale velikosti statorového a rotorového jha jsou dvojnásobné. U šestipólového stroje je možnost využít soustředěného vinutí, ale roste frekvence magnetického pole, a tím i ztráty v železe stroje. Výpočet frekvence statorového pole a mechanické úhlové rychlosti je

$$f = \frac{p \cdot n}{60} = \frac{2 \cdot 80\,000}{60} = 2\,666 \text{ Hz}; \quad (2.1)$$

$$\omega = 2\pi \frac{n}{60} = 2\pi \frac{80\,000}{60} = 8\,377,58 \text{ rad/s}. \quad (2.2)$$

### 2.1 Mechanické omezení návrhu stroje

Rotor je zvolen z plného materiálu nikoliv z plechů (laminovaný) z důvodu možnosti větší obvodové rychlosti, a to až 400 m/s dle [7] (maximální obvodová rychlost pro laminované rotory je přibližně 200 m/s [7, 9]) a většího dosažitelného momentu stroje. Také díky možnosti většího poloměru je více prostoru na vinutí statoru. Avšak použití plného rotoru je za cenu zvýšení ztrát. Maximální průměr rotoru vzhledem k maximální obvodové rychlosti je

$$v = \frac{\pi D n}{60} \Rightarrow D_{\text{MAX}} = \frac{v \cdot 60}{\pi n} = \frac{400 \cdot 60}{\pi \cdot 80\,000} = 95 \text{ mm}, \quad (2.3)$$

kde vypočtených 95 mm je maximální hodnota vnitřního průměru vnějšího rotoru. Obvodová rychlost je významná z hlediska mechanických ztrát a mechanického napětí v oblasti PM a vzduchové mezery [7]. Dalším omezením je materiálové omezení mechanickým napětím v tahu. Pro tento rotor je zvolený materiál ocel 41CrMo4 z důvodu její větší pevnosti v tahu oproti elektrotechnickým plechům, a také nízkým měrným ztrátám. Maximální poloměr rotoru, který je vyroben z oceli 41CrMo4, dle [7] je

$$\sigma_{\text{Mech}} = C' \cdot \rho \cdot r_r^2 \cdot \omega^2$$
$$r_{r\text{MAX}} = \sqrt{\frac{\sigma_{\text{Mech}}}{C' \cdot \rho \cdot \omega^2}} = \sqrt{\frac{750 \cdot 10^6}{1 \cdot 7\,850 \cdot 8\,377,58^2}} = 36,9 \text{ mm}, \quad (2.4)$$

kde pro ocel 41CrMo4 je maximální dovolené tahové napětí  $\sigma_{\text{Mech}} = 750$  MPa,  $C' \approx 1$  pro válcový tvar a  $\omega$  je mechanická úhlová rychlost. Pro vysokootáčkové aplikace je určení délky stroje omezeno rezonančním mechanickým kmitáním. Maximální délka stroje z důvodu kmitání rotoru v kritických otáčkách je dle [7]

$$l_{\text{max}} = \sqrt{n^2 \frac{\pi^2}{k\omega} \sqrt{\frac{EI}{\rho S}}} \quad (2.5)$$

kde pro cylindrický tvar je  $I = \pi(D_{\text{out}}^4 - D_{\text{in}}^4)/64$ . Pro tento výpočet je však nutné znát (alespoň přibližně) výšku rotorového jha. Výšku rotorového jha lze vypočítat dle [7]

$$h_{\text{yr}} = \frac{\alpha_i B_\delta \tau_p l'}{2k_{\text{Fe}} l B_{\text{yr}}} \approx \frac{\alpha_i B_\delta \tau_p}{2k_{\text{Fe}} B_{\text{yr}}}, \quad (2.6)$$

kde magnetická indukce v rotorovém jhu je zvolena na hodnotu  $B_{\text{yr}} = 1$  T a magnetická indukce ve vzduchové mezeře je zvolena na hodnotu  $B_\delta = 0,6$  T z důvodu eliminace ztrát. Činitel plnění železa u plného materiálu je  $k_{\text{Fe}} = 1$  a vnitřní průměr vnějšího rotoru je stanoven na hodnotu 43 mm. Pólovou rozteč a saturační faktor lze určit dle [7]

$$\tau_p = \frac{\pi \cdot D}{2p} = \frac{\pi \cdot 0,043}{4} = 34 \text{ mm}; \quad (2.7)$$

$$\alpha_i = \frac{\widehat{B}_\delta}{B_{\text{max}}} = \frac{0,6}{1} = 0,6; \quad (2.8)$$

a poté je předběžné určení výšky rotorového jha

$$h_{\text{yr}} \approx \frac{\alpha_i B_\delta \tau_{\text{pr}}}{2k_{\text{Fe}} B_{\text{yr}}} = \frac{0,6 \cdot 0,6 \cdot 0,034}{2 \cdot 1 \cdot 1} = 6 \text{ mm}. \quad (2.9)$$

Při předpokladu výšky rotorového jha 6 mm a vnitřního průměru 43 mm je vnější průměr rotoru 55 mm. Jestliže je předběžně určena výška rotorového jha a je znám vnitřní a vnější průměr rotoru, lze vypočítat maximální délku rotoru, kde již dochází k prvnímu mechanickému rezonančnímu kmitání rotoru při jmenovitých otáčkách

$$l_{\text{max}} = \sqrt{n^2 \frac{\pi^2}{k\omega} \sqrt{\frac{EI}{\rho S}}} = \sqrt{1,5 \cdot 8 \cdot 377,58 \sqrt{\frac{200 \cdot 10^9 \frac{\pi \cdot (0,055^4 - 0,043^4)}{64}}{7 \cdot 850 \frac{\pi \cdot (0,055^2 - 0,043^2)}{4}}}} = 263 \text{ mm}. \quad (2.10)$$

Je nezbytné uvědomit si, že tento výpočet nezohledňuje zatížení rotoru magnety ani dalším případným příslušenstvím rotoru, a také nezohledňuje tuhost

ložisek, která zejména pro vysoké obvodové rychlosti není zanedbatelná, jelikož je nutné použití vzduchových nebo magnetických ložisek oproti běžným kuličkovým. Proto je nutné zvolit délku rotoru dostatečně menší než vypočtených 263 mm. Podrobnější analýzu této problematiky je nutné řešit se znalostí konkrétní aplikace a za pomoci výpočetních metod. Pro tento návrh s neznámou tuhostí ložisek je stanovena délka stroje 60 mm.

## 2.2 Vzduchová mezera

Předběžné určení velikosti vzduchové mezery pro vysokootáčkové stroje je podobné jako pro asynchronní stroje

$$\delta = 0,001 + \frac{D_r}{0,07} + \frac{v}{400} = 0,001 + \frac{0,043}{0,07} + \frac{180,12}{400} \approx 1,5 \text{ mm.} \quad (2.11)$$

Velikost vzduchové mezery je často předmětem optimalizace, protože také značně ovlivňuje velikost ztrát vířivými proudy na povrchu PM a mechanické ztráty ve vzduchové mezeře. U vysokootáčkových strojů jsou mechanické ztráty ve vzduchové mezeře stroje často dominující ztrátovou složkou. Tyto ztráty jsou důsledkem tření rotujících ploch a okolního plynu. Mechanické ztráty ve vzduchové mezeře lze stanovit dle [2, 4, 7]

$$P_{\rho w1} = \frac{1}{32} k C_M \pi \rho \omega^3 D_r^4 l_r, \quad (2.12)$$

kde  $C_M$  je momentový koeficient, který lze určit se znalostí Reynoldsova čísla

$$Re_\delta = \frac{\rho \omega D_r \delta}{2\mu} = \frac{1,29 \cdot 8\,377,58 \cdot 0,043 \cdot 0,0015}{2 \cdot 2,17 \cdot 10^{-5}} = 16\,061; \quad (2.13)$$

$$C_M = 0,065 \frac{(2\delta/D_r)^{0,3}}{Re_\delta^{0,2}} = 0,065 \frac{(2 \cdot 1,5/43)^{0,3}}{16\,061^{0,2}} = 4,22 \cdot 10^{-3}; \quad (2.14)$$

$$P_{\rho w1} = \frac{1}{32} \cdot 1,5 \cdot 4,22 \cdot 10^{-3} \cdot \pi \cdot 1,29 \cdot 8\,377,58^3 \cdot 0,043^4 \cdot 0,06 = 96,7 \text{ W.} \quad (2.15)$$

## 2.3 Stanovení velikosti PM

Stanovení velikosti neboli také výšky PM je závislé především na největším úbytku magnetického napětí ve vzduchové mezeře stroje při požadované magnetické

indukci ve vzduchové mezeře stroje. Požadovaná magnetická indukce ve vzduchové mezeře stroje ( $B_\delta$ ) je zvolena na hodnotu 0,6 T, a to zejména z důvodu omezení ztrát vířivými proudy. Vlivem drážkování statoru však lze očekávat magnetickou indukci ve vzduchové mezeře o něco menší než zvolenou sinusového průběhu. Proto bude ve výpočtech uvažováno s hodnotou 0,55 T. Poté je magnetický úbytek ve vzduchové mezeře stroje

$$\widehat{U}_{m,\delta} = \frac{\widehat{B}_\delta}{\mu_0} k_C \delta = \frac{0,55}{4\pi \cdot 10^{-7}} 1,15 \cdot 0,0015 = 755 \text{ A.} \quad (2.16)$$

Permanenní magnety představují v magnetickém obvodu zdroj magnetického napětí. Tento zdroj musí pokrýt všechny úbytky magnetického napětí v magnetickém obvodu. Pro počáteční návrh stroje je zohledněn pouze úbytek magnetického napětí ve vzduchové mezeře. Poté lze stanovit výšku PM

$$h_{PM} = \frac{\widehat{U}_{m,\delta} + \widehat{U}_{m,ds} + \frac{\widehat{U}_{m,ys}}{2} + \frac{\widehat{U}_{m,yr}}{2}}{\frac{B_r - B_{PM}}{\mu_{PM}}} = \frac{\widehat{U}_{m,\delta}}{\frac{B_r - B_{PM}}{\mu_{PM}}} = \frac{755}{\frac{1,08 - 0,55}{1,05 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7}}} \approx 1,5 \text{ mm.} \quad (2.17)$$

Výsledná výška PM a velikost vzduchové mezery stroje je častokrát až výsledkem optimalizace stroje.

## 2.4 Šířka zuby a velikosti statorového a rotorového jha

Šířka statorového zuby je přímo úměrná zvolené hodnotě magnetické indukce v zubu. U vysokootáčkových strojů je nutné zvolit nižší hodnotu magnetické indukce z důvodu snížení ztrát vířivými proudy. Pro tento model je zvolena hodnota magnetické indukce ve statorovém zubu 1,5 T. Poté je šířka statorového zuby

$$b_d = \frac{l' \tau_u}{k_{Fe}(l - n_v b_v)} \frac{\widehat{B}_\delta}{\widehat{B}_d} + 0,0001 = \frac{0,063 \cdot \frac{\pi \cdot 0,037}{12}}{0,9 \cdot 0,06} \frac{0,55}{1,5} + 0,0001 \approx 4 \text{ mm.} \quad (2.18)$$

Z důvodu snížení ztrát vířivými proudy ve statorovém svazku je vhodné magnetickou indukci v jhu statoru zvolit nižší, proto je zvolena magnetická indukce ve statorovém jhu na hodnotu 1 T. V rotorovém jhu je zvolená magnetická indukce také 1 T. Velikost statorového a rotorového jha počítaná dle maximální indukce je

$$h_{ys} = \frac{\alpha_i B_\delta \tau_p l'}{2k_{Fe} l B_{ys}} = \frac{0,6 \cdot 0,55 \cdot \frac{\pi \cdot 0,037}{4} \cdot 0,063}{2 \cdot 0,9 \cdot 0,06 \cdot 1} = 5,5 \text{ mm;} \quad (2.19)$$

$$h_{\text{yr}} = \frac{\alpha_i B_\delta \tau_p l'}{2k_{\text{Fe}} l B_{\text{yr}}} = \frac{0,6 \cdot 0,55 \cdot \frac{\pi \cdot 0,043}{4} \cdot 0,063}{2 \cdot 1 \cdot 0,06 \cdot 1} = 6 \text{ mm.} \quad (2.20)$$

Výsledné velikosti rotorového a statorového jha jsou také předmětem optimalizace stroje. Lze si všimnout, že velikost rotorového jha by mohla být značně menší z důvodu téměř neproměnného magnetického pole (statického), kde by nedocházelo k výraznému vzniku ztrát. Nicméně rotorové jho je ve výsledném modelu zvoleno větší, z důvodu větší odolnosti proti odstředivým silám.

## 2.5 Moment síly stroje

Požadovaný výstupní výkon na hřídeli stroje je 5 kW. Při uvažování mechanických ztrát na ložiscích a dodatečných ztrát je zvolena výkonová rezerva 100 W. Spolu s mechanickými ztrátami třením ve vzduchové mezeře stroje 96,7 W je nutné, aby navržený stroj dosahoval vnitřního momentu při jmenovitých otáčkách, který je

$$M_i = \frac{P_n + \Delta P_{\text{mech}} + \Delta P_{\rho w1}}{2\pi \cdot \frac{n}{60}} = \frac{5\,000 + 100 + 96,7}{2\pi \cdot \frac{80\,000}{60}} = 0,62 \text{ Nm.} \quad (2.21)$$

Výpočet celkového proudu stroje z Ampérova zákona magnetické síly je

$$\vec{F} = I \cdot (\vec{l} \times \vec{B}); \quad (2.22)$$

$$M_i = r_\delta \cdot I_{\text{tot}} \cdot l \cdot B_\delta \Rightarrow I_{\text{tot}} = \frac{M_i}{r_\delta \cdot l \cdot B_\delta}, \quad (2.23)$$

kde průměr vzduchové mezery stroje je 38,5 mm, tudíž poloměr je 19,25 mm. Zvolená délka stroje je 60 mm a magnetická indukce ve vzduchové mezeře stroje ( $B_\delta$ ) je uvažovaná na hodnotu 0,55 T. Poté celkový proud potřebný k tvorbě požadovaného vnitřního momentu stroje je

$$I_{\text{tot}} = \frac{M_i}{r_\delta \cdot l \cdot B_\delta} = \frac{0,621}{0,01925 \cdot 0,06 \cdot 0,55} = 977,57 \text{ A.} \quad (2.24)$$

Při napájení z frekvenčního měniče je uvažováno s maximálním napětím na jedné fázi stroje 300 V. Z tohoto napětí lze určit počet závitů na jednu fázi stroje, kde  $k_w$  je činitel vinutí (pro  $Q_s = 12$  a  $2p = 4$  je  $k_w = 1$ ),

$$N_f = \frac{U_{i,\text{max}}}{B_\delta \cdot l \cdot \omega \cdot r_\delta \cdot k_w} = \frac{300}{0,55 \cdot 0,06 \cdot 8\,377,58 \cdot 0,01925 \cdot 1} \approx 56, \quad (2.25)$$

kde počet závitů v jedné drážce statoru je

$$N_{ds} = \frac{N_f}{q \cdot 2p} = \frac{56}{1 \cdot 4} = 14. \quad (2.26)$$

Tudíž v každé statorové drážce je uloženo 14 vodičů a v každé fázi stroje je 56 vodičů. Průměr vodiče při činiteli plnění mědi 0,3 u vodičů typu Litz je

$$d_v = \sqrt{\frac{4 \cdot S_{ds} \cdot k_{Cu}}{\pi \cdot N_{ds}}} = \sqrt{\frac{4 \cdot 28,5 \cdot 0,3}{\pi \cdot 14}} = 0,88 \text{ mm}, \quad (2.27)$$

kde průměr vodiče je nutné zvolit z řady, tudíž zvolený průměr vodiče je 0,9 mm. Poté je skutečný činitel plnění drážky

$$k_{Cu} = \frac{\pi \cdot d_v^2 N_{ds}}{4 S_{ds}} = \frac{\pi \cdot 0,9^2}{4} \frac{14}{28,5} = 0,31 \quad (2.28)$$

a nyní již lze určit výslednou efektivní hodnotu proudové hustoty ve statorové drážce

$$\sigma_{ef} = \frac{N_{ds} \cdot \frac{I_v}{\sqrt{2}}}{k_{Cu} \cdot S_{ds}} = \frac{14 \cdot \frac{11,6}{\sqrt{2}}}{0,31 \cdot 28,5} = 13 \text{ A/mm}^2. \quad (2.29)$$

Proudová hustota 13,45 A/mm<sup>2</sup> odpovídá svojí hodnotou vodnímu chlazení stroje dle [7]. Obecně u vysokootáčkových strojů je chlazení problematické a vodní chlazení se řadí mezi běžné řešení tohoto problému.

Pro správné výsledky simulací je nutné také uvažovat úbytek napětí na reálném odporu vinutí a dynamický úbytek napětí na indukčnosti dle rovnice 2.30

$$u_s = R_{100} \dot{i}_f + L_w \frac{di_f}{dt} + u_i, \quad (2.30)$$

kde  $R_{100}$  je hodnota odporu vinutí jedné fáze přepočítaná na odhadnuté oteplení na teplotu 100 °C. Odpor vinutí jedné fáze stroje u rozloženého vinutí je v tomto modelu počítáno dle rovnic 2.31 a 2.32

$$R = \frac{1}{\sigma \cdot k_{Cu}} \frac{l_z \cdot N_{ds}^2}{S_{ds}} = \frac{1}{58 \cdot 10^6 \cdot 0,31} \frac{(4 \cdot 0,06 + 4 \cdot 0,06) \cdot 14^2}{28,5 \cdot 10^{-6}} = 0,184 \text{ } \Omega; \quad (2.31)$$

$$R_{100} = R \cdot (1 + \alpha \Delta T) = 0,184 \cdot (1 + 3,92 \cdot 10^{-3} \cdot 80) = 0,241 \text{ } \Omega, \quad (2.32)$$

kde délka čel vinutí je zvolena s dostatečnou rezervou, z důvodu její problematiky u tohoto typu vinutí. Dále je největší úbytek napětí na indukčnosti v oblasti

čel vinutí. Stanovení indukčnosti čel vinutí je relativně složité, a proto jsou zde použity empirické vztahy pro přibližný výpočet této indukčnosti [7]

$$L_w = \frac{2}{p} N_{ds}^2 \mu_0 l_w \lambda_w, \quad (2.33)$$

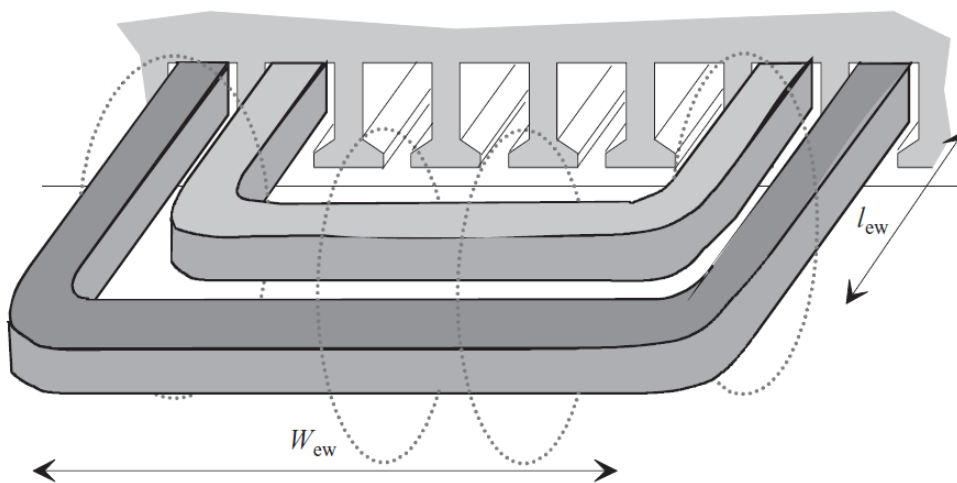
kde součin  $l_w \lambda_w$  lze stanovit z geometrie a empirických konstant podle typu konce vinutí dle rovnice 2.34

$$l_w \lambda_w = 2l_{ew} \lambda_{lew} + W_{ew} \lambda_{Wew}, \quad (2.34)$$

kde  $\lambda_{lew} = 0,342$  a  $\lambda_{Wew} = 0,413$  pro tento typ konce vinutí,  $W_{ew}$  je délka čela (v tomto případě 0,03 m) a  $l_{ew}$  je výška čel vinutí (zde odhadnuta na hodnotu 0,018 m), jak si lze všimnout na obrázku Obr. 2.1. Nyní již lze stanovit indukčnost konce vinutí, která je

$$L_w = \frac{2}{p} N_{ds}^2 \mu_0 (2l_{ew} \lambda_{lew} + W_{ew} \lambda_{Wew}) \quad (2.35)$$

$$L_w = \frac{2}{4} 14^2 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} (2 \cdot 0,018 \cdot 0,342 + 0,03 \cdot 0,413) = 3,04 \mu\text{H}.$$

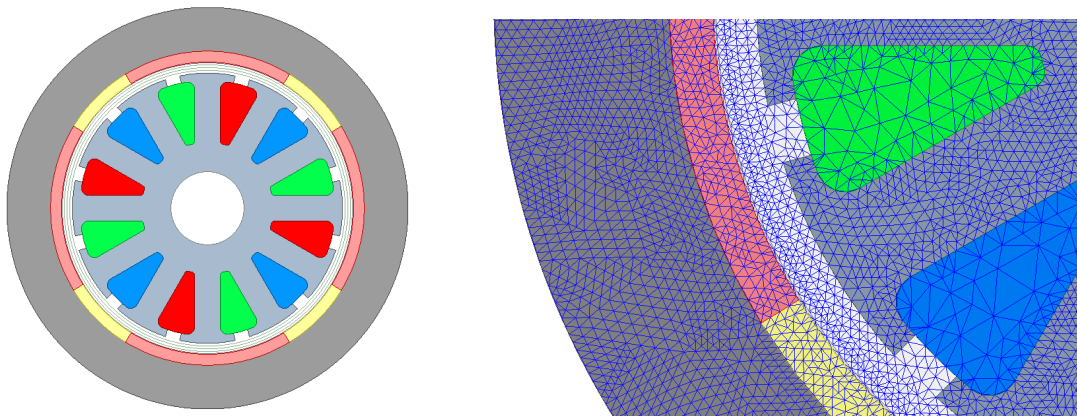


**Obr. 2.1:** Geometrie konce vinutí pro výpočet indukčnosti čel [7]



### 3 OVĚŘENÍ NAVRŽENÉHO STROJE POMOCÍ SIMULACÍ

Čtyřpólový synchronní stroj s vnějším rotorem je analyticky navrhnut v předchozí kapitole. Na základě tohoto analytického návrhu je sestaven optimalizovaný model, který je patrný na Obr. 3.1 spolu se sítí řešených elementů. Tento model je vytvořený a elektromagneticky simulovaný v Ansys Electronics Desktop. V Tabulce 3.1 jsou zobrazeny použité materiály a v Tabulce 3.2 jsou shrnuty důležité parametry stroje. Statorový plech spolu s některými rozměry je ukázán na Obr. 3.2.



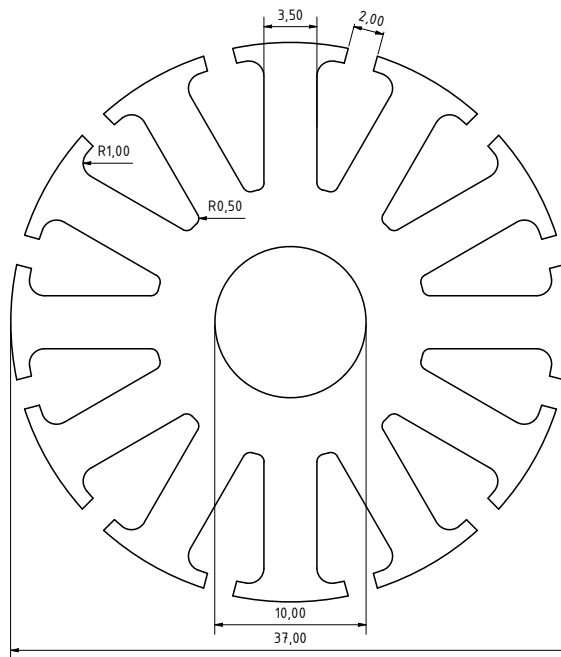
**Obr. 3.1:** Ukázka modelu čtyřpólového synchronního stroje s vnějším rotorem se sítí řešených elementů

**Tab. 3.1:** Použité materiály v modelu stroje

<b>Součást</b>	<b>Materiál</b>
Stator	Plechý NO10
Rotor	Ocel 41CrMo4
PM	NdFeB N42EH
Výplň mezi PM	Epoxidová pryskyřice

**Tab. 3.2:** Důležité parametry čtyřpólového modelu stroje

Parametr	Symbol	Hodnota	
Vnější průměr rotoru	$D_{r,out}$	55	mm
Vnitřní průměr rotoru	$D_{r,in}$	43	mm
Vnitřní průměr PM	$D_{PM,in}$	40	mm
Vnější průměr statoru	$D_{s,out}$	37	mm
Vnitřní průměr statoru	$D_{s,in}$	10	mm
Výška rotorového jha	$h_{yr}$	6	mm
Výška statorového jha	$h_{ys}$	4	mm
Výška PM	$h_{PM}$	1,5	mm
Pólové krytí PM	$\tau_{PM}$	0,7	
Délka vzduchové mezery	$\delta$	1,5	mm
Počet drážek statoru	$Q_s$	12	
Šířka statorového zubu	$b_{ds}$	3,5	mm
Šířka otevření drážky	$b_{os}$	2	mm
Plocha statorové drážky	$S_{ds}$	28,5	mm <sup>2</sup>
Počet závitů v jedné drážce	$N_{ds}$	14	
Jmenovitý ef. proud vodičem	$I_v$	8,2	A



**Obr. 3.2:** Statorový plech

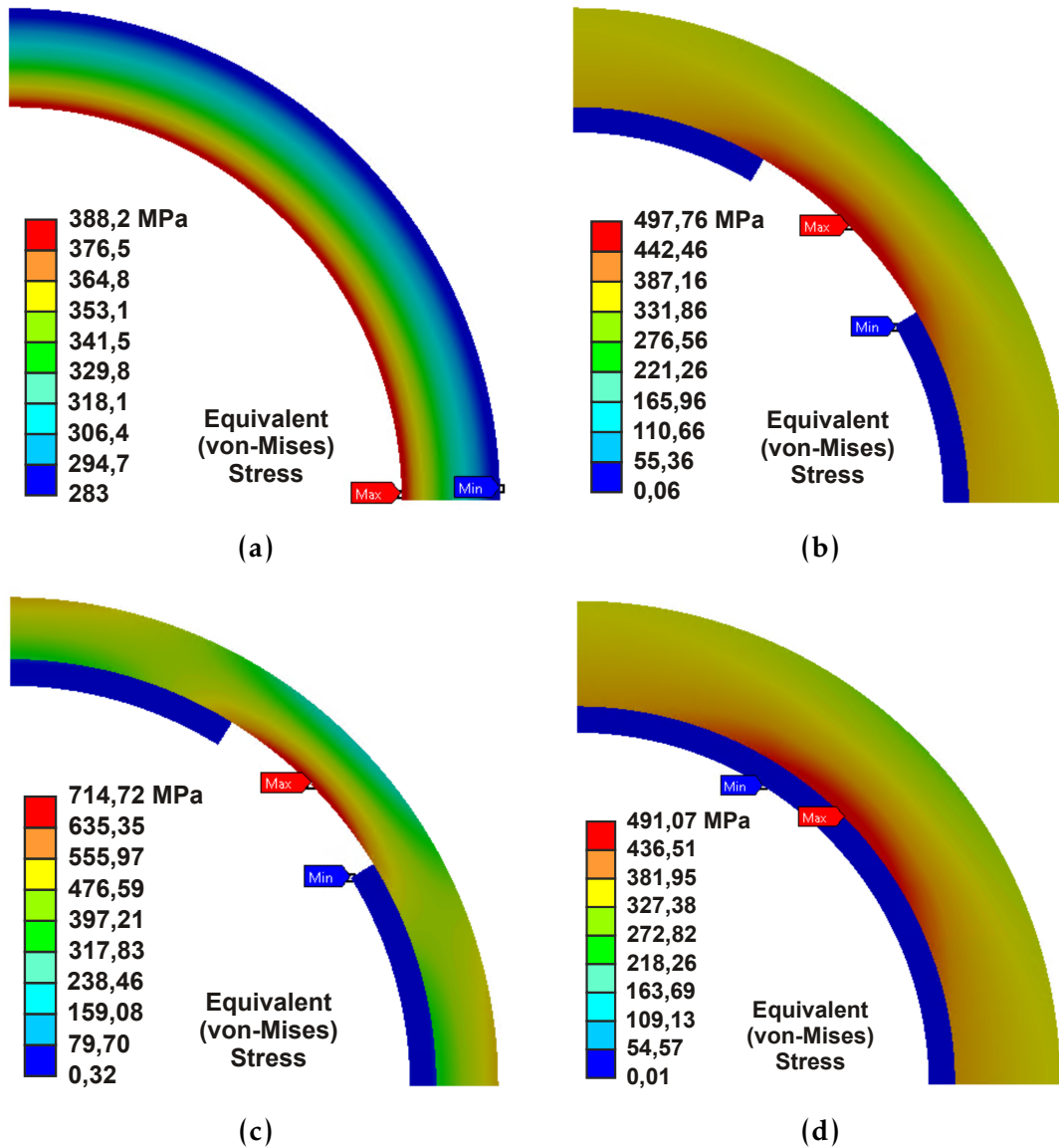
### 3.1 Mechanické namáhání rotoru stroje

Vysokootáčkové stroje jsou namáhané značnými odstředivými silami působícími na rotující části stroje. Tato problematika zapříčiňuje geometrické omezení vlivem konečných mechanických pevností použitých materiálů. V kapitole 2.1 je vypočteno, že maximální poloměr rotoru vzhledem k maximálnímu dovolenému tahovému namáhání oceli 41CrMo4 je 36,9 mm. Vlivem výrazných ztrát ve vzduchové mezeře, které jsou při  $r_{r,in} = 35$  mm cca 500 W, je nutné vnitřní poloměr PM dále snížit až na hodnotu 20 mm. Tato redukce je výhodná i z pohledu tahového namáhání materiálu rotoru. Použité vzorce v kapitole 2.1 nezahrnují zatížení materiálu rotoru permanentními magnety, ačkoliv je tento vliv výrazný, jak je patrné na obrázcích 3.3a a 3.3b. Simulace mechanického namáhání je provedena metodou MKP v ANSYS Mechanical.

Rotorové jho pro potřebu vedení magnetické indukce by vzhledem k téměř statickému magnetickému poli v rotoru mohlo být široké pouze 3,5 mm namísto 6 mm. Ale z obrázků 3.3b a 3.3c je patrné, že mechanické namáhání je v případě menšího rotorového jha vyšší o více než 200 MPa. To je hlavní příčinou nutnosti vyššího rotorového jha, jelikož maximální dovolené namáhání materiálu rotoru (ocel 41CrMo4) je 750 MPa. Průměr vzduchové mezery je limitovaný vlivem nutnosti většího rotorového jha, a také ztrátami třením ve vzduchové mezeře. Toto má za důsledek menší prostor pro stator a pro vinutí v něm. Na Obrázku 3.3d je mezi magnety vložena výplň z epoxidové pryskyřice. Tato výplň má za následek snížení mechanického namáhání o cca 6 MPa, ale také výrazné snížení třecích ztrát ve vzduchové mezeře. Jelikož toto tření je závislé na koeficientu hrubosti povrchu (míra nerovností ve vzduchové mezeře) a při menší hrubosti povrchu dochází k tvorbě menšího množství ztrát. A to je hlavní důvod použití epoxidové pryskyřice jako výplně mezi PM v tomto modelu stroje.

Dalším mechanickým omezením je maximální délka rotoru vzhledem k výskytu přirozených mechanických rezonancí. V kapitole 2.1 je stanovena maximální délka rotoru (spočtena při koeficientu bezpečnosti 1,5) na hodnotu 263 mm. Nicméně tento vztah nezahrnuje zatížení rotoru permanentními magnety a nezahrnuje ani tuhost použitých ložisek. Zejména tuhost a délka ložisek významně ovlivňují výskyt přirozených mechanických rezonancí. Není definována přesná aplikace stroje, a proto není možné stanovit tuhost ložisek, a tím ani otáčky, při kterých dochází k přirozenému kmitání rotoru. Z důvodu bezpečnosti je v tomto modelu navržena délka rotoru na hodnotu 60 mm. Orientačně lze stanovit, že při délce rotoru 60 mm, délce ložisek na obou koncích rotoru 20 mm a tuhosti ložisek 100 000 N/mm je první přirozené kmitání rotoru při otáčkách 131 140 ot./min.

Pokud by byla známá aplikace použití tohoto vysokootáčkového synchron-

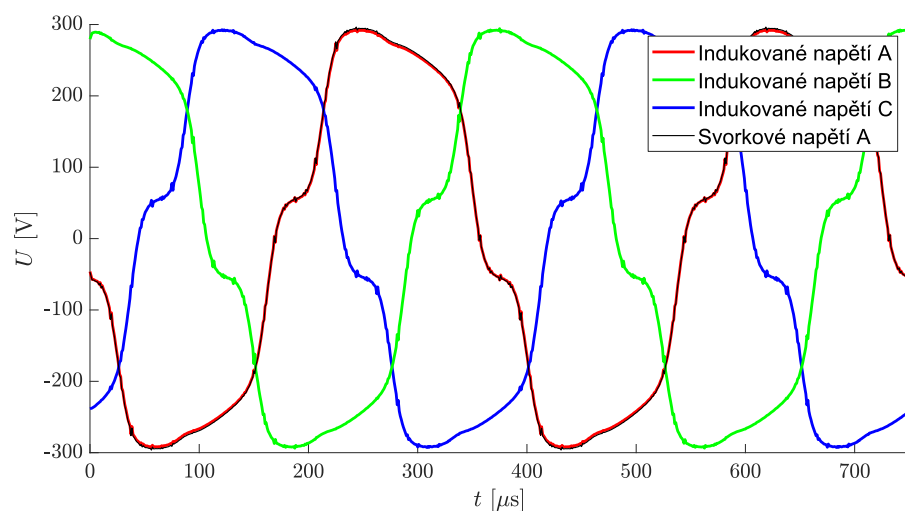


**Obr. 3.3:** Rozložení ekvivalentního mechanického napětí Von-Mises pro rotor a) bez PM, b) s PM, c) s redukcí rotorového jha a PM a d) s pryskyřicovou výplní mezi PM

ního stroje s vnějším rotorem, bylo by nutné nejdříve zvolit typ ložisek dle obvodové rychlosti a prostředí aplikace. Potom by bylo možné mít přesnější představu o tuhosti ložisek a stanovit délku rotoru, při které dochází k výskytu přirozené rezonance. Následně by bylo možné upravit délku stroje, a tím i proudovou hustotu vodičem ke generování jmenovitého momentu stroje.

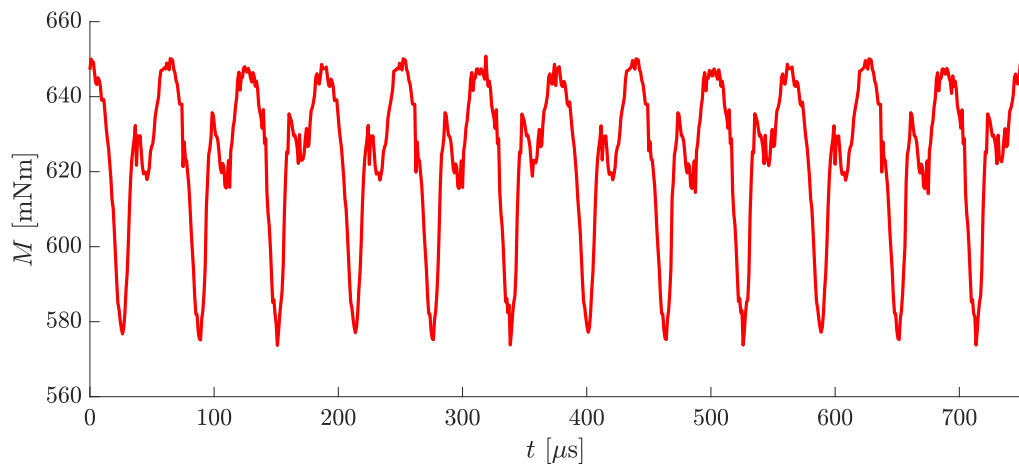
### 3.2 Indukované napětí a ověření dosaženého vnitřního momentu stroje

Na Obr. 3.4 jsou zobrazeny průběhy indukovaného napětí v jednotlivých fázích stroje A, B a C. V tomto obrázku je také zobrazen průběh svorkového napětí ve fázi A, spočítaný dle kapitoly 2.5. Rozdíl mezi indukovaným napětím ve fázi A a svorkovým napětím ve stejné fázi je maximálně 1 V. Tento rozdíl je dán úbytkem napětí na odporu vinutí a dynamickým úbytkem napětí na indukčnosti. Průběh indukovaného napětí je dán tvarem permanentního magnetu. Je zde patrné, že tento model stroje není vhodný k tomu, aby pracoval jako generátor, jelikož PM nejsou tvarově uzpůsobené k tvorbě sinusového průběhu indukovaného napětí.



**Obr. 3.4:** Časový průběh jednotlivých indukovaných napětí a svorkového napětí

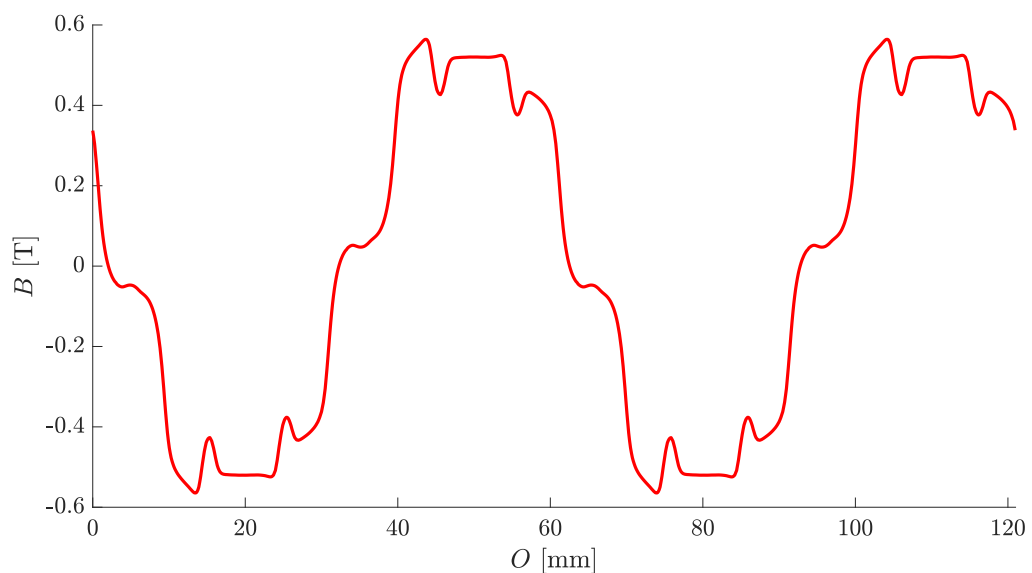
Časový průběh vnitřního momentu stroje je znázorněn na Obr. 3.5. Hodnota středního vnitřního momentu stroje je 0,624 Nm, což odpovídá jmenovité hodnotě momentu stroje dle kapitoly 2.5. Zvlnění tohoto momentu je způsobené amplitudami proudů v jednotlivých fázích vinutí, ale svůj vliv na toto zvlnění má také velikost pólového krytí permanentních magnetů, otevření statorových dráhek nebo také velikost vzduchové mezery stroje (viz kapitola 3.4).



**Obr. 3.5:** Časový průběh vnitřního momentu stroje

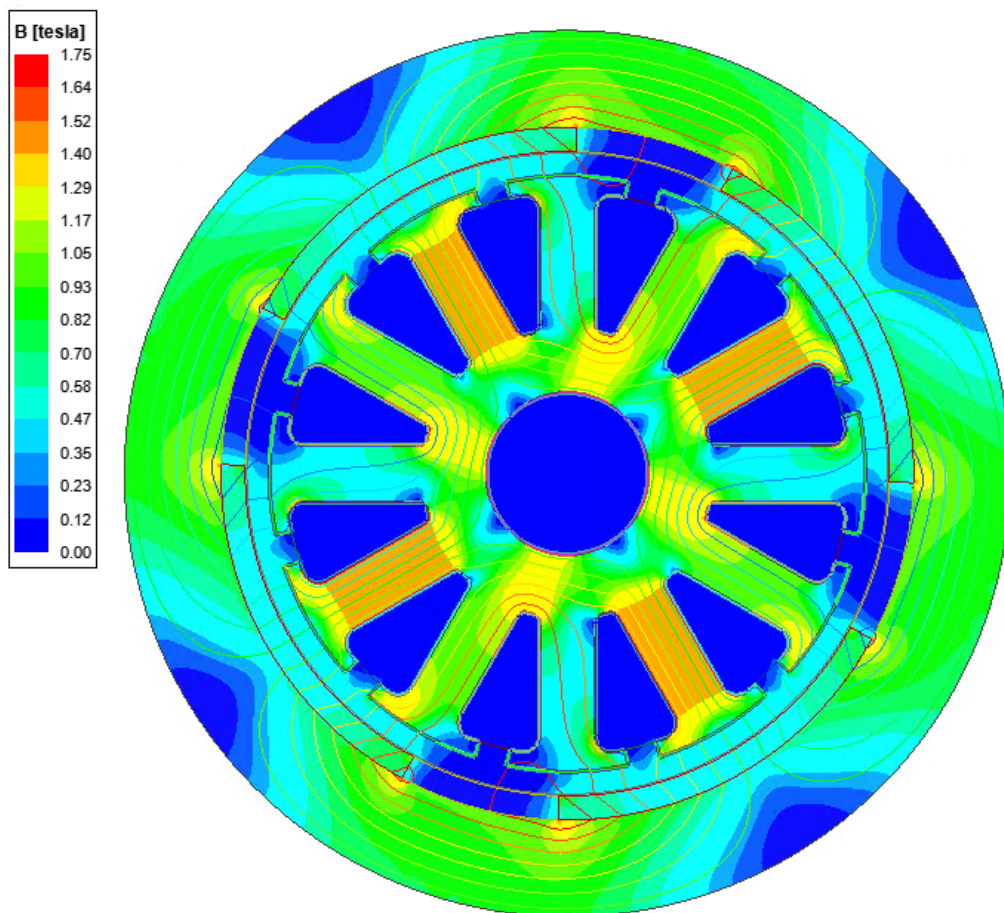
### 3.3 Magnetická indukce, rozložení ztrát ve stroji a účinnost stroje

Průběh magnetické indukce ve vzduchové mezeře stroje je patrný na Obr. 3.6. Lze si všimnout deformace na rozdíl od ideálního sinusového průběhu, která je způsobena reakcí kotvy, drážkováním statoru, počtem drážek na pól a fází, velikostí pólového krytí PM a samotnou geometrií permanentního magnetu. Střední hodnota magnetické indukce je 0,41 T. Tato velikost magnetické indukce je výsledkem optimalizace stroje na minimální ztráty, a tedy na maximální účinnost stroje.

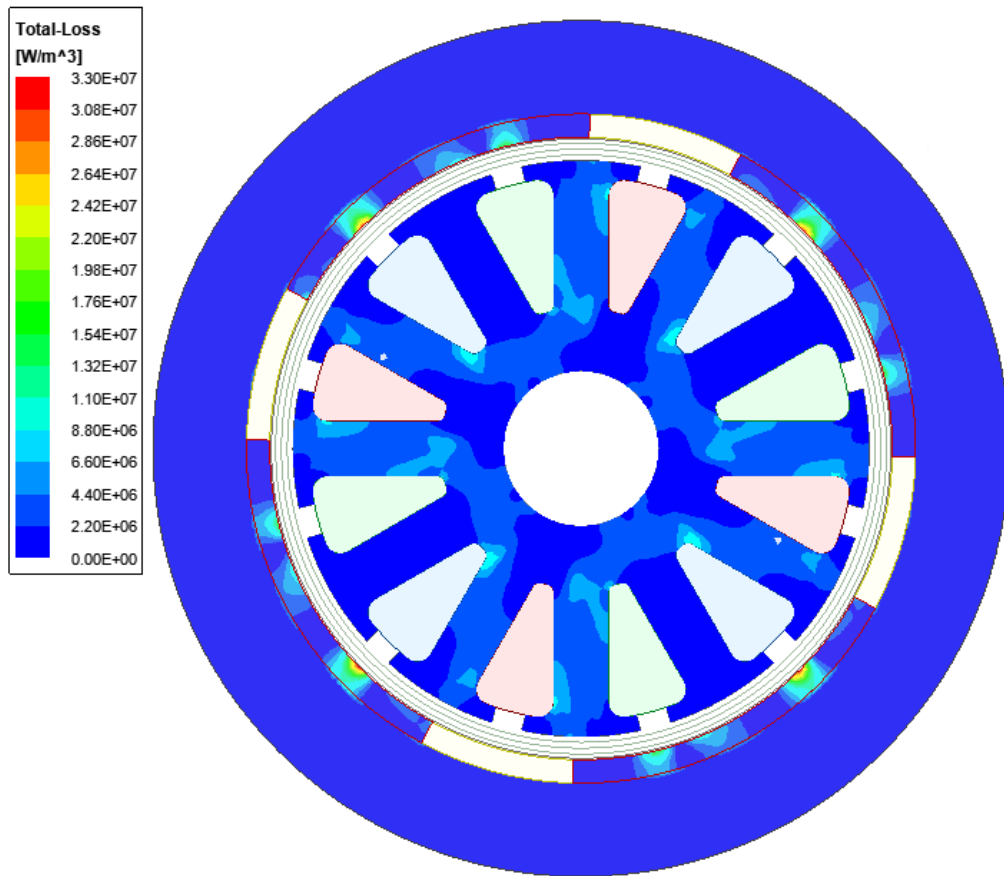


**Obr. 3.6:** Průběh magnetické indukce ve středu vzduchové mezeře stroje

Nižší hodnota magnetické indukce je výhodná vzhledem k eliminaci ztrát v železe stroje dle kapitoly 1.8. Na druhou stranu nižší hodnota magnetické indukce znamená, že je nutné k dosažení jmenovitého momentu stroje vyšší proud, a tedy větší proudová hustota při zachování stejné délky rotoru. Celkové rozložení magnetické indukce je zobrazeno na Obr. 3.7. Na tomto rozložení je patrné, že největší magnetické sycení je ve statorových zubech a v malém objemu na přechodu PM a rotoru. Na Obr. 3.8 je zobrazeno rozložení ztrát v železe stroje. Lze si všimnout, že k tvorbě největších ztrát nedochází v oblastech největšího magnetického sycení, ale v místech největší změny magnetické indukce v čase a výrazné ztráty vznikají také v PM. Tyto ztráty v PM jsou závislé zejména na velikosti vzduchové mezery stroje a na velikosti otevření statorových drážek (viz kapitola 3.4).

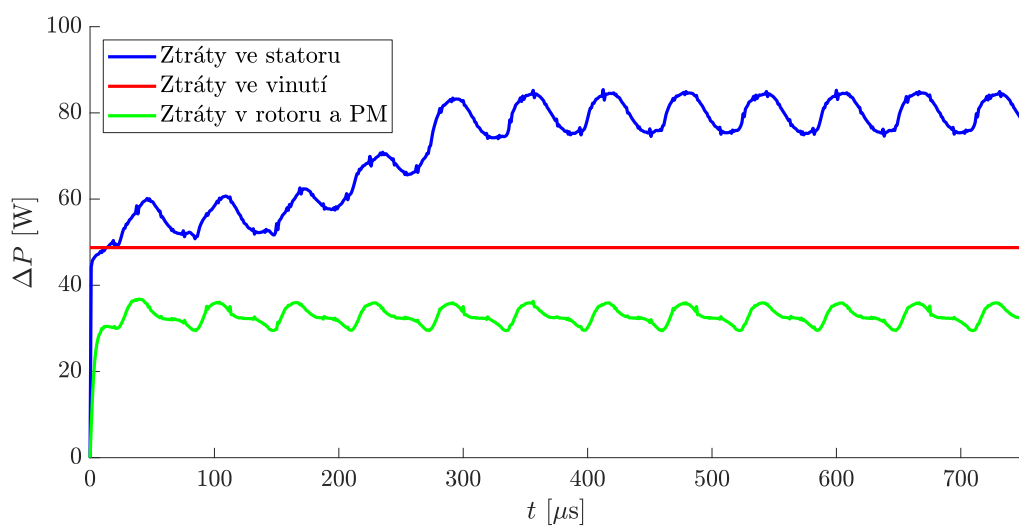


**Obr. 3.7:** Rozložení magnetické indukce ve stroji včetně siločár



**Obr. 3.8:** Rozložení ztrát v železe stroje a PM

V Tabulce 3.3 jsou zobrazené střední hodnoty jednotlivých ztrát ve stroji. Na Obr. 3.9 je zobrazen časový průběh těchto ztrát kromě mechanických ztrát.



**Obr. 3.9:** Časový průběh jednotlivých ztrát ve stroji



**Tab. 3.3:** Přehled jednotlivých ztrát ve stroji

Parametr	Symbol	Hodnota
Ztráty v ložiscích a dodatečné ztráty	$\Delta P_{\text{mech}}$	100,0 W
Ztráty třením ve vzduchové mezeře stroje	$\Delta P_{\rho w1}$	96,7 W
Ztráty v železe stroje - stator	$\Delta P_{\text{Fe,s}}$	80,0 W
Ztráty v železe stroje - rotor	$\Delta P_{\text{Fe,r+PM}}$	32,9 W
Ztráty ve vinutí stroje při 100 °C	$\Delta P_{\text{Cu}}$	48,7 W

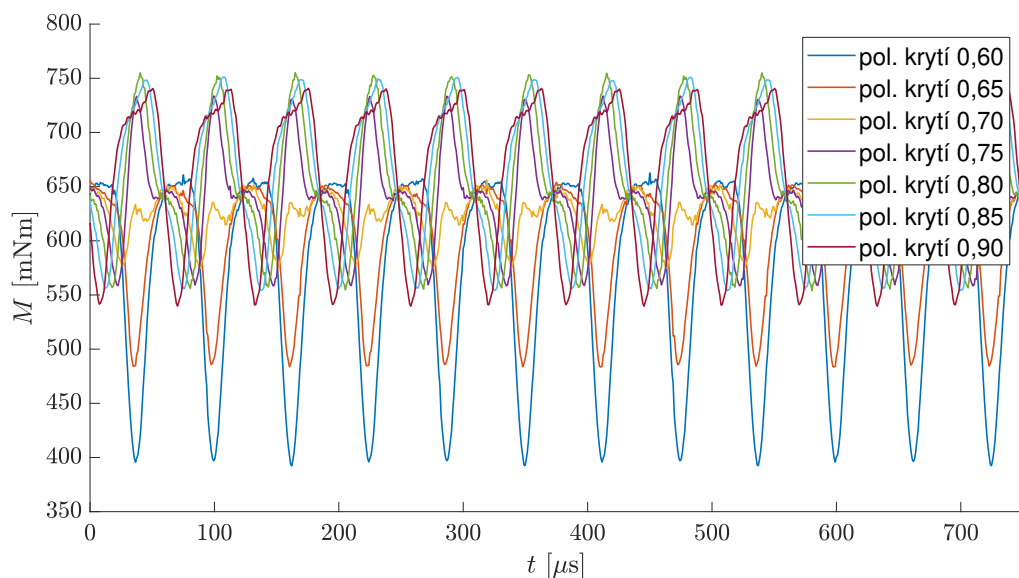
Ztráty ve statorovém vinutí jsou stanoveny při teplotě 100 °C. Pro přesnější stanovení těchto ztrát je nutné vytvořit tepelný model tohoto stroje a více se zabývat tepelnou analýzou modelu. Orientačně lze stanovit účinnost stroje z jednotlivých ztrát v Tabulce 3.3 na hodnotu dle rovnice 3.1

$$\eta = \frac{P_n}{P_n + \Delta P_{\text{mech}} + \Delta P_{\rho w1} + \Delta P_{\text{Fe,s}} + \Delta P_{\text{Fe,r+PM}} + \Delta P_{\text{Cu}}} \quad (3.1)$$

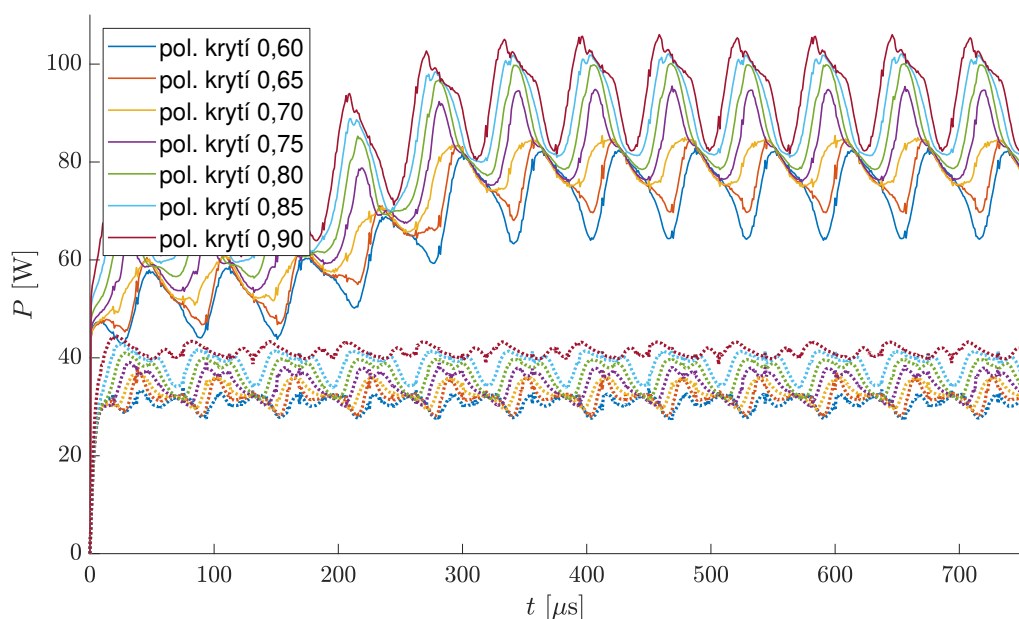
$$\eta = \frac{5227,6 - 100 - 96,7}{5227,6 + 80 + 32,9 + 48,7} = 0,934 \Rightarrow 93,4 \%$$

### 3.4 Vliv volitelných parametrů stroje

Tvar časového průběhu vnitřního momentu síly stroje je závislý na několika volitelných parametrech stroje. Na Obr. 3.10 je vidět vliv pólového krytí na průběh vnitřního momentu stroje. Lze si všimnout, že při pólovém krytí 0,6 jsou značné propady vnitřního momentu stroje. V navrženém modelu je zvolená hodnota pólového krytí 0,7. A to zejména z důvodu minimálního zvlnění průběhu vnitřního momentu. Při pólovém krytí 0,9 je sice střední hodnota vnitřního momentu stroje vyšší oproti pólovému krytí 0,7, ale 30% zvlnění je značné. Na Obr. 3.11 je zobrazen průběh ztrát v železe stroje při různém pólovém krytí PM. Plnou čarou jsou zobrazeny ztráty ve statoru a tečkovanou ztráty v rotoru a v permanentních magnetech. Z těchto průběhů ztrát je patrné, že při větším pólovém krytí je permanentní magnet (zdroj magnetické energie) větší, a proto je větší magnetická indukce ve stroji. To má za následek zvýšení ztrát v železe stroje dle kapitoly 1.8.



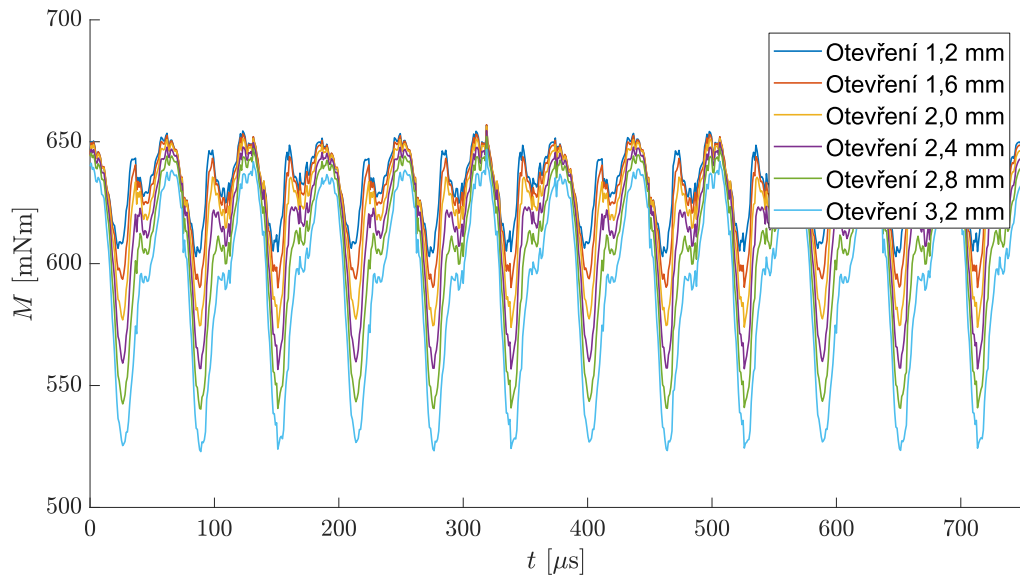
**Obr. 3.10:** Časový průběh vnitřního momentu stroje při různém pólovém krytí PM



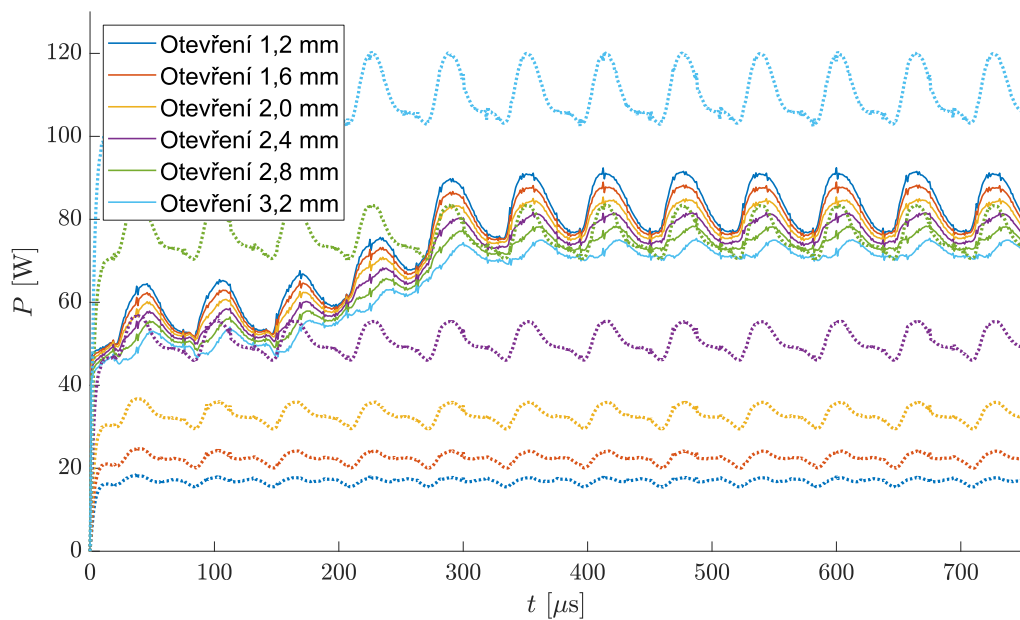
**Obr. 3.11:** Časový průběh statorových (plné křivky) a rotorových + PM (tečkované křivky) ztrát ve stroji při různém pólovém krytí PM

Z průběhů na Obr. 3.12, kde jsou zobrazeny průběhy vnitřního momentu stroje při různém otevření statorových drážek, si lze všimnout, že toto otevření má významný vliv na propady, a tedy i na zvlnění momentu stroje. V navrženém modelu stroje je zvolené otevření statorové drážky 2 mm. Větší otevření není zvoleno z důvodu eliminace zvlnění vnitřního momentu stroje, a také výrazné elimi-

nace ztrát v permanentních magnetech (viz Obr. 3.13). Naopak menší otevření statorové drážky by sice vedlo k další eliminaci zvlnění momentu a snížení ztrát v PM, ale z důvodu nutnosti vložení statorového vinutí do statorových drážek je nutné zvolit i přiměřenou prostorovou rezervu.

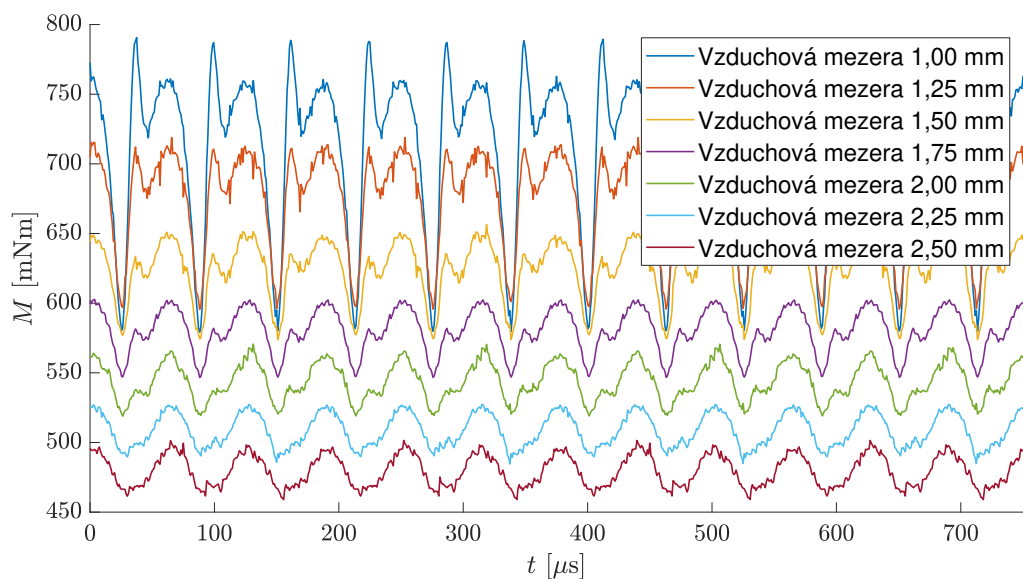


**Obr. 3.12:** Časový průběh vnitřního momentu stroje při různém otevření statorové drážky

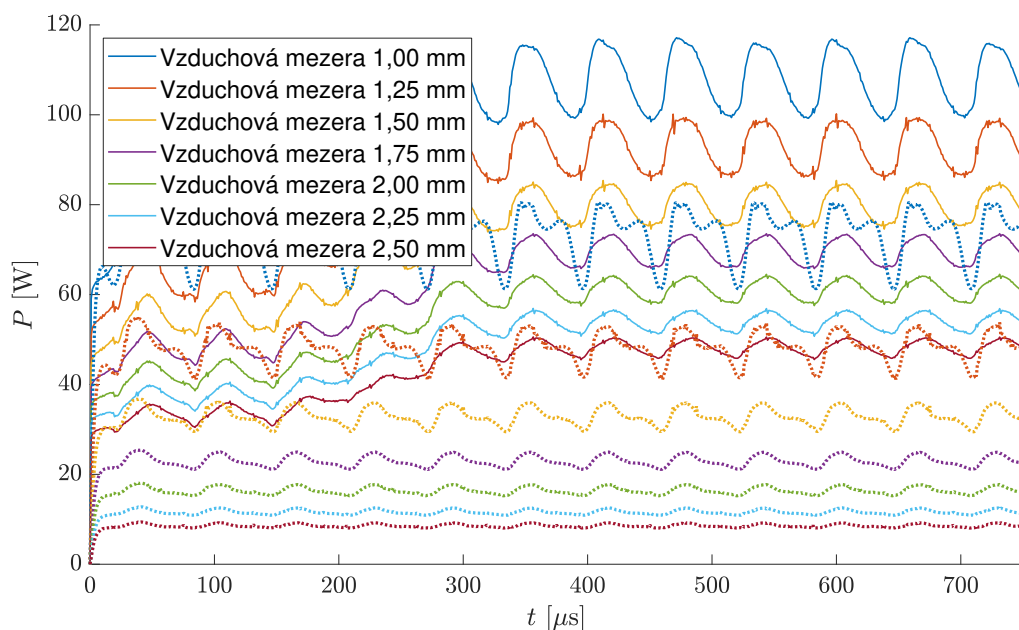


**Obr. 3.13:** Časový průběh statorových (plné křivky) a rotorových + PM (tečkované křivky) ztrát ve stroji při různém otevření statorové drážky

Na Obr. 3.14 jsou průběhy vnitřního momentu stroje při proměnné délce vzduchové mezery stroje. Z těchto průběhů lze usoudit, že při delší vzduchové mezeře stroje je magnetický odpor vzduchové mezery větší, a tím je menší magnetický tok ve vzduchové mezeře, a tedy i menší dosažený vnitřní moment stroje. V neposlední řadě se také posune pracovní bod PM na BH charakteristice. Lze si také všimnout, že při velké vzduchové mezeře stroje je menší propad vnitřního momentu stroje vlivem otevření satorové drážky a vyhladí se průběh magnetické indukce ve vzduchové mezeře. Na průbězích ztrát (Obr. 3.15) je patrné, že při velké vzduchové mezeře dochází k výrazné eliminaci ztrát v rotoru a PM, kde dochází k eliminaci prostupu vyšších harmonických složek. Z těchto všech průběhů se nabízí možnost modelu s velkou vzduchovou mezerou a velkou výškou PM, kde by docházelo k značné eliminaci ztrát. Tento model ale není možné vytvořit z důvodu zvětšení mechanického zatížení rotoru při jmenovitých otáčkách, kde se objevují značné odstředivé síly, které by rotor se zvětšenými PM neudržel, při zachování stejného průměru vzduchové mezery. Při snížení průměru vzduchové mezery by šlo použít větší PM a větší délku vzduchové mezery, ale prostor pro stator a satorové vinutí by se značně snížil, a tím by vzrostla i proudová hustota. K detailnější analýze této varianty modelu by bylo nutné vytvořit tepelný model stroje.



**Obr. 3.14:** Časový průběh vnitřního momentu stroje při různé délce vzduchové mezery



**Obr. 3.15:** Časový průběh statorových (plné křivky) a rotorových + PM (tečkované křivky) ztrát ve stroji při různé délce vzduchové mezery

### 3.5 Různé konfigurace modelů

V Tab. 3.4 jsou znázorněny jednotlivé složky ztrát pro různé konfigurace modelů. Z těchto ztrát je spočítaná celková účinnost a proudová hustota. Tyto hodnoty jsou zobrazeny v Tab. 3.5. Nejvyšší účinnosti zároveň při nejmenší proudové hustotě dosahuje čtyřpólový model stroje s rozloženým vinutím. Všechny modely strojů jsou stejně dlouhé, a to 60 mm. Dvoupólový a čtyřpólový stroj má 12 drážek a šestipólový stroj má drážek devět.

**Tab. 3.4:** Přehled jednotlivých ztrát ve strojích různé konfigurace

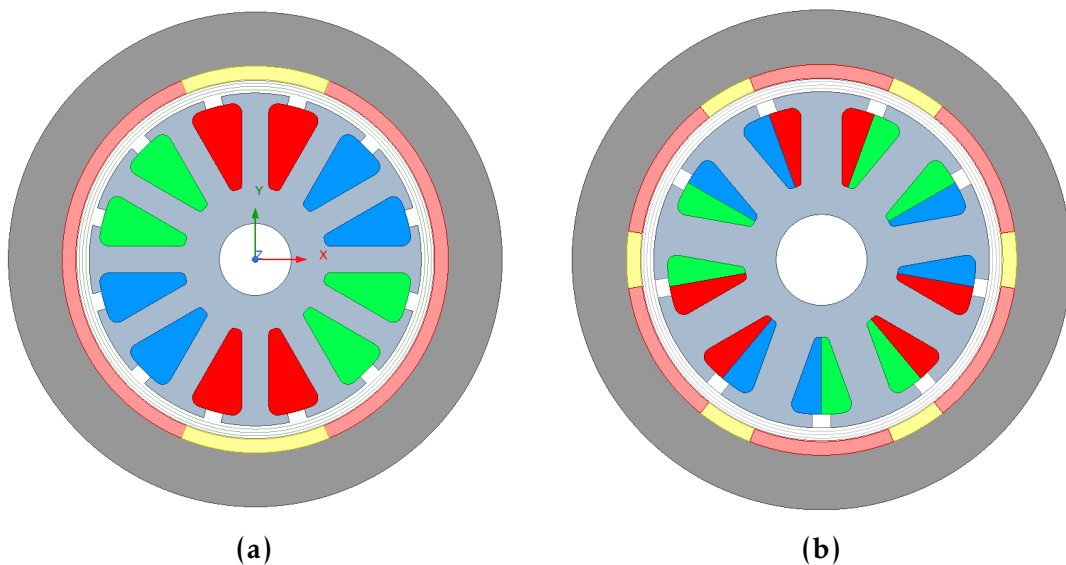
Parametr	Symbol	2p=2	2p=4	2p=6
Ztráty v ložiscích a dodatečné ztráty	$\Delta P_{\text{mech}}$	100,0 W	100,0 W	100,0 W
Ztráty třením ve vzduchové mezeře	$\Delta P_{\rho_{w1}}$	96,7 W	96,7 W	96,7 W
Ztráty v železe stroje - stator	$\Delta P_{\text{Fe,s}}$	36,5 W	80,0 W	122,0 W
Ztráty v železe stroje - rotor	$\Delta P_{\text{Fe,r+PM}}$	35,6 W	32,9 W	80,4 W
Ztráty ve vinutí stroje při 100 °C	$\Delta P_{\text{Cu}}$	100,0 W	48,7 W	36,9 W

Vzhledem k vysokým jmenovitým otáčkám stroje je nutné větší rotorové jho (mechanická odolnost vůči odstředivým silám). Této skutečnosti lze využít v návrhu dvoupólového modelu, kde je toto vyšší rotorové jho také využito magne-

ticky. Další výhodou použití dvoupólové konfigurace modelu je nižší frekvence magnetického pole, a tudíž dochází i k menší generaci ztrát v železe stroje dle kapitoly 1.8. Bohužel značnou nevýhodou patrnou i z Tab. 3.4 jsou výrazné ztráty ve vinutí vlivem velké délky vinutí v čelech stroje. Přírůstek těchto ztrát je větší než eliminace ztrát v železe stroje, a proto je také celková účinnost modelu stroje nižší oproti čtyřpólové konfiguraci. U šestipólového modelu stroje je tento výrazný nedostatek vyřešen použitím dvouvrstvého soustředěného vinutí, kde je minimální délka čel vinutí. Avšak vlivem větší frekvence magnetického pole jsou vyšší ztráty v železe stroje. Z těchto navržených tří modelů dosahuje nejvyšší účinnosti i při nejnižší proudové hustotě čtyřpólová konfigurace modelu. Přispívá k tomu i to, že činitel vinutí pro 12 drážek čtyřpólového stroje je roven jedné, oproti ostatním modelům, kde je nižší. Model dvoupólového a šestipólového stroje je na Obr. 3.16a a 3.16b.

**Tab. 3.5:** Porovnání účinnosti různých konfigurací modelů

Konfigurace	Efekt. proudová hustota	Celková účinnost
$2p = 2$	14,5 A/mm <sup>2</sup>	93,1 %
$2p = 4$	13,0 A/mm <sup>2</sup>	93,4 %
$2p = 6$	15,0 A/mm <sup>2</sup>	91,9 %



**Obr. 3.16:** Model a) dvoupólového stroje b) šestipólového stroje

## ZÁVĚR

Předmětem a cílem této diplomové práce bylo teoretické seznámení s konstrukcí vysokootáčkových synchronních strojů, elektromechanický návrh vysokootáčkového synchronního stroje s vnějším rotorem dle zadaných parametrů a ověření dosažených výsledků pomocí simulací modelu navrženého stroje.

V první kapitole této diplomové práce byla stručně rozebrána teorie této problematiky. Největší výzvou pro vysokootáčkové stroje jsou mechanické limity. Tyto limity jsou dány značnou odstředivou silou působící na vysokootáčkový rotor, a také výskytem mechanického rezonančního kmitání rotoru. Vlivem těchto limitů je nutné minimalizovat velikost stroje, a to v průměru vzduchové mezery, a také v délce stroje. Mimo tyto limity je také nutné minimalizovat průměr vzduchové mezery z důvodu výskytu značných ztrát třením ve vzduchové mezeře stroje. Tato minimalizace velikosti stroje, zejména u strojů s vnějším rotorem, má za následek nutnost velké proudové hustoty ve statorovém vinutí pro generování potřebného vnitřního momentu síly stroje.

Druhá kapitola této práce se zabývala analytickým návrhem vysokootáčkového synchronního stroje s vnějším rotorem. Byla navržena čtyřpólová konfigurace modelu stroje spolu s nízkou hodnotou magnetické indukce z důvodu snížení ztrát v železe stroje. Nedostatkem této konfigurace je nutnost použití rozloženého vinutí, které má větší délku čel vinutí oproti soustředěnému typu vinutí. Ukázalo se, že minimalizovat průměr vzduchové mezery je nutné zejména z důvodu vysokých ztrát třením ve vzduchové mezeře stroje. Z tohoto důvodu byl vnitřní průměr rotoru minimalizován až na hodnotu 43 mm. Při této hodnotě průměru jsou spočteny ztráty třením ve vzduchové mezeře stroje na hodnotu 96,7 W. Výkonová rezerva na pokrytí ztrát v ložiscích a dodatečných ztrát je zvolena na hodnotu 100 W. Z těchto dvou složek mechanických ztrát je spočten potřebný vnitřní moment síly stroje na hodnotu 0,62 Nm.

V závěrečné třetí kapitole této práce jsou znázorněny výsledky simulace modelu navrženého stroje. Jsou zde uvedeny použité materiály v modelu a důležité rozměry, včetně zobrazení statorového plechu a celkového modelu stroje. Jsou zde také uvedeny výsledky simulací mechanického namáhání rotoru vlivem odstředivých sil při jmenovitých otáčkách. Je ukázáno, že vlivem mechanického zatížení rotoru permanentními magnety je nutné zvýšit výšku rotorového jha z hodnoty 3,5 mm na 6 mm. Je přidána také výplň mezi permanentní magnety z epoxidové pryskyřice. Tato výplň snižuje mechanické namáhání rotoru, ale zejména snižuje tření ve vzduchové mezeře stroje, a s tím související mechanické ztráty. Celkově je maximální mechanické namáhání stanoveno na hodnotu 491 MPa. Rotorový materiál (ocel 41CrMo4) je schopen vydržet namáhání 750 MPa.

Vlivem nespecifikované aplikace použití tohoto vysokootáčkového synchronního stroje s vnějším rotorem není možné stanovit tuhost a přesné rozměry ložisek. Z důvodu těchto neznámých není možné vytvořit přesný model namáhání rotoru rezonančním kmitáním. A proto je zvolená délka stroje 60 mm bezpečně vzdálená délce stroje, při které vzniká první kritické kmitání rotoru spočítané dle analytického výpočtu v kapitole druhé na hodnotu 263 mm. Navržená délka stroje 60 mm je odsimulována při tuhosti ložisek 100 kN/mm a délce ložisek 20 mm a bylo zjištěno, že k prvnímu kmitání rotoru dochází při otáčkách 131 140 ot./min. Z tohoto výsledku simulace je zřejmé, že je nutné použít ložiska minimálně s touto tuhostí nebo vyšší a nebo ložiska stejně dlouhá nebo delší.

Dále je v závěrečné kapitole zobrazen průběh vnitřního momentu stroje a jsou popsány vlivy zvlnění tohoto průběhu, mezi které patří zejména reakce kotvy, pólové krytí, otevření statorových drážek i velikost vzduchové mezery stroje. Jsou zde popsány a zobrazeny i průběhy ztrát v železe stroje, které jsou na těchto parametrech také velmi závislé. V tabulce jsou přehledně zobrazeny jednotlivé stanovené ztráty, ze kterých je spočítána účinnost tohoto modelu stroje na 93,4 %. Největší hodnotu ztrát má výkonová rezerva na pokrytí ztrát v ložiscích a dodatečných ztrát. Ztráty třením ve vzduchové mezeře stroje jsou spočteny při koeficientu drsnosti  $k = 1,5$ . Tento koeficient je zvolen, a proto tento výpočet ztrát je pouze orientační. Přesnou hodnotu těchto ztrát je nutné stanovit až měřením. Ztráty ve vinutí stroje jsou spočítány při teplotě vinutí 100 °C. Přesnou hodnotu teploty vinutí je možné stanovit až při známé aplikaci tohoto stroje a při vytvoření tepelného modelu. Z tohoto vyplývá, že spočtená účinnost stroje je spíše orientační. Stanovená efektivní hodnota proudové hustoty potřebná k tvorbě jmenovitého momentu síly stroje je 13 A/mm<sup>2</sup>. Tato hodnota odpovídá vodnímu typu chlazení, které je u vysokootáčkových strojů stále více běžnější.

S navrženým čtyřpólovým modelem stroje jsou na konci závěrečné kapitoly porovnány i modely dvoupólový a šestipólový. Z tohoto porovnání je patrné, že zvolený čtyřpólový model stroje dosahuje nejvyšší účinnosti i při nejmenší proudové hustotě ve statorovém vinutí. Je to zejména z toho důvodu, že u dvoupólového modelu stroje s rozloženým vinutím jsou značné ztráty v dlouhých čelech vinutí. U šestipólového modelu stroje je vysoká frekvence magnetického pole, která má za následek značné navýšení tvorby ztrát v železe stroje. V neposlední řadě má také svůj vliv činitel vinutí, kde u čtyřpólového modelu stroje je roven jedné.



## LITERATURA

- [1] FANG, H., QU, R., LI, J., ZHENG, P. a FAN, X. Rotor design for a high-speed high-power permanent-magnet synchronous machine. In: *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. 2015, s. 4405–4412. ISSN 2329-3748. Dostupné z doi: 10.1109/ECCE.2015.7310282.
- [2] BERNARD, N., MISSOUM, R., DANG, L., BEKKA, N., AHMED, H. Ben a ZAÏM, M. E. Design Methodology for High-Speed Permanent Magnet Synchronous Machines. *IEEE Transactions on Energy Conversion*. 2016, roč. 31, č. 2, s. 477–485. ISSN 1558-0059. Dostupné z doi: 10.1109/TEC.2015.2513669.
- [3] BORISAVLJEVIĆ, Aleksandar. *Limits, Modeling and Design of High-Speed Permanent Magnet Machines*. Zutphen, The Netherlands: Wörmann Print Service, 2011. ISBN 978-90-8570-837-7.
- [4] RIEMER, B., LESSMANN, M. a HAMEYER, K. Rotor design of a high-speed Permanent Magnet Synchronous Machine rating 100,000 rpm at 10kW. In: *2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*. 2010, s. 3978–3985. ISSN 2329-3748. Dostupné z doi: 10.1109/ECCE.2010.5617800.
- [5] HONG, D., WOO, B. a KOO, D. Rotordynamics of 120 000 r/min 15 kW Ultra High Speed Motor. *IEEE Transactions on Magnetics*. 2009, roč. 45, č. 6, s. 2831–2834. ISSN 1941-0069. Dostupné z doi: 10.1109/TMAG.2009.2018682.
- [6] GERADA, D., MEBARKI, A., BROWN, N. L., GERADA, C., CAVAGNINO, A. a BOGLIETTI, A. High-Speed Electrical Machines: Technologies, Trends, and Developments: Technologies, Trends, and Developments. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2014, roč. 61, č. 6, s. 2946–2959. ISSN 1557-9948. Dostupné z doi: 10.1109/TIE.2013.2286777.
- [7] PYRHÖNEN, Juha, JOKINEN, Tapani a HRABOVCOVÁ, Valéria. *Design of rotating electrical machines*. 2nd ed. Chichester: Wiley, 2014. ISBN 978-1-118-58157-5.
- [8] CHENG, F., XU, H. a XUE, S. Study on the design method of high speed permanent magnet synchronous machine. In: *2011 International Conference on Electrical Machines and Systems*. 2011, s. 1–6. Dostupné z doi: 10.1109/ICEMS.2011.6073589.

- [9] LIU, Guangwei, ZHANG, Fengge, WEI, Hangyang a BIAN, Xueliang. Structure design and dynamics analysis on high speed claw pole machine with outer permanent magnet rotor. In: *2013 International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*. 2013, s. 896–899. Dostupné z DOI: 10.1109/ICEMS.2013.6713161.
- [10] LIU, Guangwei, QIU, Guohua, ZHANG, Fengge, QIU, Fengyi a CAO, Wenping. Outer rotor mechanical and dynamic performance analysis for high-speed machine. In: *2016 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo, Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific)*. 2016, s. 509–513. Dostupné z DOI: 10.1109/ITEC-AP.2016.7513007.
- [11] CAO, Z. a LIU, J. Cogging Torque Reduction for Outer Rotor Interior Permanent Magnet Synchronous Motor. In: *IECON 2020 The 46th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. 2020, s. 2689–2693. ISSN 2577-1647. Dostupné z DOI: 10.1109/IECON43393.2020.9254887.
- [12] FAN, Y., MEI, Y. a ZHANG, Q. Torque Ripple Reduction of Outer Rotor Permanent Magnet Vernier Machine with Concentrated Winding. In: *2020 International Conference on Electrical Machines (ICEM)*. 2020, sv. 1, s. 543–549. ISSN 2381-4802. Dostupné z DOI: 10.1109/ICEM49940.2020.9271045.
- [13] THYROFF, D., HITTINGER, C. a HAHN, I. Comparison of the Power Factor of SMPM and SM Vernier Outer Runner Machines for Traction Applications. In: *2018 IEEE International Magnetism Conference (INTERMAG)*. 2018, s. 1–4. ISSN 2150-4601. Dostupné z DOI: 10.1109/INTMAG.2018.8508462.
- [14] WANG, A., LI, D. a LI, M. Analysis and Study on the Performance of Unequal Tooth Width for Outer Rotor Permanent Magnet Machine. In: *2019 19th International Symposium on Electromagnetic Fields in Mechatronics, Electrical and Electronic Engineering (ISEF)*. 2019, s. 1–2. Dostupné z DOI: 10.1109/ISEF45929.2019.9097019.
- [15] LIU, G. W., LI, G. W., ZHANG, F. G. a YU, S. Y. Design and analysis of high speed outer rotor permanent magnet claw pole machine. In: *2015 IEEE International Conference on Applied Superconductivity and Electromagnetic Devices (ASEMD)*. 2015, s. 230–231. Dostupné z DOI: 10.1109/ASEMD.2015.7453549.
- [16] AHMAD, M. Z., SULAIMAN, E., KHAN, F. a HARON, Z. A. Electromagnetic flux analysis on a new outer-rotor hybrid excitation flux switching

- machine. In: *2014 IEEE Asia-Pacific Conference on Applied Electromagnetics (APACE)*. 2014, s. 175–178. Dostupné z doi: 10.1109/APACE.2014.7043772.
- [17] AHMAD, M. a SULAIMAN, E. High torque density design of a new outer-rotor hybrid excitation flux switching machine for in-wheel drive electric vehicle. In: *2015 IEEE International Magnetism Conference (INTERMAG)*. 2015, s. 1–1. ISSN 2150-4601. Dostupné z doi: 10.1109/INTMAG.2015.7156550.
- [18] ROMALAN, G. M., SULAIMAN, E., AHMAD, M. Z., OMAR, M. F. a HASSAN, M. K. Structural and assembly design of outer-rotor hybrid excitation flux switching motor based on finite element analysis approach. In: *2015 IEEE Conference on Energy Conversion (CENCON)*. 2015, s. 305–309. Dostupné z doi: 10.1109/CENCON.2015.7409559.
- [19] LI, Y., BOBBA, D. a SARLIOGLU, B. A novel dual-rotor hybrid machine with synchronous reluctance and surface permanent magnet rotors. In: *2017 IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC)*. 2017, s. 1–8. Dostupné z doi: 10.1109/IEMDC.2017.8002335.
- [20] HRABOVCOVÁ, Valéria, JANOUŠEK, Ladislav, RAFAJDUS, Pavol a LIČKO, Miroslav. *Moderné elektrické stroje*. Žilina: Žilinská univerzita v Žiline / EDIS, 2001. ISBN 80-7100-809-5.
- [21] WANG, Fengxiang, ZONG, Ming, ZHENG, Wenpeng a GUAN, Enlu. Design features of high speed PM machines. In: *Sixth International Conference on Electrical Machines and Systems, 2003. ICEMS 2003*. 2003, sv. 1, 66–70 vol.1.
- [22] YOON, A., YI, Xuan, MARTIN, J., CHEN, Yuanshan a HARAN, K. A high-speed, high-frequency, air-core PM machine for aircraft application. In: *2016 IEEE Power and Energy Conference at Illinois (PECI)*. 2016, s. 1–4. Dostupné z doi: 10.1109/PECI.2016.7459221.
- [23] BORISAVLJEVIC, A., POLINDER, H. a FERREIRA, J. A. On the Speed Limits of Permanent-Magnet Machines. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2010, roč. 57, č. 1, s. 220–227. ISSN 1557-9948. Dostupné z doi: 10.1109/TIE.2009.2030762.
- [24] BARDALAI, A., ZHANG, X., ZOU, T., GERADA, D., LI, J. a GERADA, C. Comparative Analysis of AC losses with round magnet wire and Litz wire winding of a High – Speed PM Machine. In: *2019 22nd International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*. 2019, s. 1–5. ISSN 2642-5513. Dostupné z doi: 10.1109/ICEMS.2019.8922173.

- [25] DIMIER, T., COSSALE, M. a WELLERDIECK, T. Comparison of Stator Winding Technologies for High-Speed Motors in Electric Propulsion Systems. In: *2020 International Conference on Electrical Machines (ICEM)*. 2020, sv. 1, s. 2406–2412. ISSN 2381-4802. Dostupné z DOI: 10.1109/ICEM49940.2020.9270943.
- [26] LEE, P., KUO, K., WU, C., WONG, Z. a YEN, J. Prediction of iron losses using the modified Steinmetz equation under the sinusoidal waveform. In: *2011 8th Asian Control Conference (ASCC)*. 2011, s. 579–584.
- [27] XUE, S., FENG, J., GUO, S., CHEN, Z., PENG, J., CHU, W. Q., XU, P. L. a ZHU, Z. Q. Iron Loss Model for Electrical Machine Fed by Low Switching Frequency Inverter. *IEEE Transactions on Magnetics*. 2017, roč. 53, č. 11, s. 1–4. ISSN 1941-0069. Dostupné z DOI: 10.1109/TMAG.2017.2696360.