

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

DIPLOMOVÁ PRÁCE

Brno, 2020

Bc. Jiří Čech



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV VÝKONOVÉ ELEKTROTECHNIKY A ELEKTRONIKY

DEPARTMENT OF POWER ELECTRICAL AND ELECTRONIC ENGINEERING

NÁVRH VYSOKOotáčkového ASYNCHRONNÍHO MOTORU

DESIGN OF HIGH SPEED INDUCTION MOTOR

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. Jiří Čech

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

doc. Ing. Čestmír Ondrůšek, CSc.

BRNO 2020

Diplomová práce

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

Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky

Student: Bc. Jiří Čech

ID: 183901

Ročník: 2

Akademický rok: 2019/20

NÁZEV TÉMATU:

Návrh vysokootáčkového asynchronního motoru

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

1. Proved'te literární rešerši.
2. Navrhněte řešení stroje 3 MW, 15 000 ot/min, 3x7000V.
3. Vyberte vhodné uspořádání rotoru.
4. Proved'te elektromagnetický návrh stroje.
5. Vypočtete 2D průběh magnetického pole.
6. Proved'te návrh hlavních rozměrů.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

- [1] Měřička, J., Hamata, V., Voženílek, P.: Elektrické stroje. ČVUT Praha
- [2] Fitzgerald, A.E., Kingsley, Jr., Ch., Umans, S.D.: Electric Machinery, McGraw-Hill
- [3] Boldea, I., Nasar, S.A.: Induction machine handbook

Termín zadání: 3.2.2020

Termín odevzdání: 1.6.2020

Vedoucí práce: doc. Ing. Čestmír Ondrůšek, CSc.

doc. Ing. Ondřej Vítek, Ph.D.
předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

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

ABSTRAKT

V první části této práce jsou uvedeny obecné informace k elektromagnetickému návrhu asynchronního motoru. Zaměření první kapitoly je především na vysvětlení jednotlivých vlivů, které je nutné při návrhu motoru zohledňovat. Je zde popsán návrh magnetického obvodu, dimenzování drážek, návrh statorového vinutí a rotorové klece nakrátko. Druhá kapitola je věnována podrobnému analytickému návrhu daného motoru. Jako první jsou zvoleny některé výchozí hodnoty daného výpočtu. Poté následuje dimenzování statoru, rotoru, určení výsledných parametrů stroje a výpočet provozních charakteristik. Ve třetí kapitole jsou podrobně uvedeny hodnoty tří výsledných návrhů motoru. Čtvrtá kapitola je věnována mechanickým výpočtům.

KLÍČOVÁ SLOVA

Vysokootáčkový asynchronní motor, elektromagnetický návrh, dimenzování asynchronního motoru, náhradní parametry motoru, provozní vlastnosti, mechanické dimenzování rotoru

ABSTRACT

The first part of this paper presents general information about electromagnetic designing of an induction motor. Focus is on explanation of individual designing aspects and their effects on final motor parameters. Design principles for magnetic cores, slot dimensioning, stator winding and rotor squirrel cage are presented. Second chapter presents complete analytical computation of a given induction motor. Firstly several parameters need to be selected. Then sizing of stator and rotor is conducted. Secondly steady state equivalent parameters and related operating characteristics are computed. Following chapter consists of three final designs. In the last chapter results of mechanical analysis are presented.

KEYWORDS

High speed induction motor, electromagnetic design, sizing of an induction motor, steady state equivalent parameters, operating parameters, rotor mechanical dimensioning

ČECH, Jiří. *Návrh vysokootáčkového asynchronního motoru*. Brno, 2020, 66 s. Diplomová práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky. Vedoucí práce: doc. Ing. Čestmír Ondrůšek, CSc.

PROHLÁŠENÍ

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

Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a/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 poděkoval vedoucímu diplomové práce panu doc. Ing. Čestmírovi Ondrůškovi, CSc. za odborné vedení, konzultace, trpělivost a podnětné návrhy k práci.

Obsah

Úvod	10
1 Základní části motoru	11
1.1 Magnetický obvod	11
1.1.1 Sycení magnetického obvodu	12
1.1.2 Ztráty v železe	13
1.2 Drážky	14
1.2.1 Tvar drážek	14
1.2.2 Drážkové harmonické	16
1.2.3 Počet drážek	17
1.3 Vinutí statoru	19
1.3.1 Vícevrstvá vinutí	20
1.3.2 Volba počtu závitů	21
1.3.3 Izolace	21
1.4 Klec nakrátko	22
2 Elektromagnetický výpočet motoru	26
2.1 Výchozí hodnoty	26
2.2 Návrh statoru	27
2.2.1 Délka a průměr statoru	27
2.2.2 Počet závitů	28
2.2.3 Rozměry drážek	30
2.3 Návrh rotoru	31
2.3.1 Určení rozptylových reaktancí	32
2.3.2 Určení odporů	34
2.3.3 Určení rozměrů	35
2.4 Magnetizační proud	38
2.5 Náhradní schéma motoru	39
2.6 Ztráty a účinnost motoru	41
2.7 Komentář k uvedeným výpočtům	43
3 Výsledný elektromagnetický návrh motoru	44
3.1 Tři výsledné návrhy	44
3.2 Momentová charakteristika	49
3.3 Výpočet magnetického pole	51

4	Doplňující mechanické výpočty	53
4.1	Mechanická pevnost	53
4.2	Kritické otáčky	55
	Závěr	57
	Literatura	58
	Seznam symbolů, veličin a zkratk	62

Seznam obrázků

1.1	Lichoběžníkové polouzavřené drážky statoru [1]	14
1.2	Otevřená drážka statoru [1]	15
1.3	Možné tvary rotorových drážek [1]	15
1.4	Vliv vyšších harmonických na momentovou křivku [4]	17
1.5	Doporučené kombinace počtu drážek [1]	19
1.6	Realizovatelnost rotoru skládaného z plechů [1]	23
1.7	Základní provedení masivních rotorů asynchronního motoru [17]	24
2.1	Okótování rozměrů statorové drážky [1]	32
3.1	Momentová charakteristika navrženého motoru č. 1	49
3.2	Momentová charakteristika navrženého motoru č. 2	50
3.3	Momentová charakteristika navrženého motoru č. 3	50
3.4	Rozložení magnetické indukce v motoru	51
3.5	Průběh magnetické indukce podél vzduchové mezery a jeho amplitu- dové spektrum	52
4.1	Namáhání rotorových plechů, návrh motoru č. 3	54
4.2	Namáhání zkratovacích kruhů, návrh motoru č. 3	54
4.3	Campbellův diagram k určení kritických otáček motoru, návrh č. 2 . . .	55
4.4	Vypočtené hodnoty pro sestrojení výše uvedeného Campbellova dia- gramu	55

Seznam tabulek

3.1	Výchozí hodnoty společné pro jednotlivé návrhy	44
3.2	Srovnání základních hodnot jednotlivých návrhů	46
3.3	Navržené rozměry statoru, rozměry rotoru a některé další hodnoty . .	47
3.4	Hodnoty náhradního zapojení asynchronního motoru	48

Úvod

Zadáním této práce je návrh vysokootáčkového asynchronního motoru. Požadovanými parametry motoru jsou jmenovitý výkon $P_n = 3$ MW při 15000 ot/min a napájecím napětím 3×7000 V. Další parametry motoru nebyly stanoveny. Zadavatelem je firma EXMONT-Energo a.s. Jedná se o firmu, která působí v oblasti točivých elektrických strojů a vodních turbín.

Tato práce je rozdělena na 3 částí. Úvodní část je věnována obecnému popisu elektromagnetických částí motoru. Jelikož je hlavní náplní této práce konkrétní elektromagnetický návrh asynchronního motoru, bude zmíněný popis jeho částí částečně podřízen právě tomuto návrhu. Nicméně je možné říci, že podstatná část návrhových aspektů je obecně platná pro všechny typy asynchronních strojů. Popis jednotlivých částí motoru je zaměřen na vysvětlení jednotlivých vlivů, se kterými je nutné při návrhu motoru uvažovat.

V následující části této práce je proveden analytický výpočet asynchronního motoru. Na začátku návrhu je nutné zvolit několik dalších výchozích parametrů, které nejsou v zadání práce uvedeny. Jako první jsou určeny rozměry statoru. S hotovým návrhem statoru pokračuje dimenzování rotoru. Jakmile jsou známy všechny potřebné rozměry, následuje výpočet náhradních parametrů stroje. V poslední řadě jsou pak určeny výsledné elektromagnetické poměry navrženého motoru. Ve třetí části této práce jsou uvedeny tři výsledné návrhy motory. Jednotlivé návrhy jsou v mnoha ohledech velmi podobné, nicméně jejich provozní parametry se výrazně liší. Ve čtvrté části této práce jsou uvedeny výsledky mechanického výpočtu jednotlivých návrhů. Mechanické vlastnosti motoru bylo nutné ověřit z důvodu velkého namáhání stroje vysokými provozními otáčkami.

Standardní asynchronní motory jsou provozovány na frekvencích sítě 50 Hz nebo 60 Hz. Výpočet vysokootáčkových motorů pak bývá podstatně odlišný. Běžně je u vysokootáčkových strojů potřeba hledat speciální řešení vodičů vzhledem ke vlivu skin efektu. Konstrukce rotoru bývá vzhledem k velikým odstředivým silám podstatně odlišná. Motor navržený v této práci s jeho provozními otáčkami 15000 ot/min lze pomyslně uvažovat mezi těmito dvěma skupinami. Přestože je při jeho návrhu nutné brát zvláštní ohled na mechanickou pevnost rotoru, i tak je možné vycházet z klasické koncepce asynchronního motoru běžných síťových frekvencí.

1 Základní části motoru

Obecně návrh asynchronního stroje obsahuje velké množství fyzických rozměrů a fyzikálních veličin, které je nutno nějakým způsobem určit. Ty lze získat formou výpočtu dle požadovaných parametrů stroje, použitím doporučených hodnot, případně určitou intuicí a zkušenostmi z praxe spojenými s realizovatelností celého návrhu. Pro návrh asynchronních strojů vzniklo za dobu jejich dlouhé historie velké množství empirických vztahů a různých návrhových postupů. Vzhledem k jejich komplexitě je téměř nemožné provést dokonalý analytický výpočet. Pro tyto důvody je výhodné použít některé z moderních výpočetních metod (metoda konečných prvků aj.).

Návrh asynchronního motoru je z velké části řešením kompromisů mezi protichůdnými požadavky. Mezi nejdůležitější požadavky patří samozřejmě cena. A to jak cena pořizovací, tak i cena provozní. Dále jsou důležité provozní vlastnosti, které mohou být značně protichůdných rozměrů. Neméně důležitá může být i velikost samotného motoru. Do návrhu dále zasahuje velká řada vnějších vlivů. Z těchto důvodů je možné tvrdit, že není možné nalézt jedno jediné správné řešení daného návrhu.

1.1 Magnetický obvod

Magnetický obvod asynchronního motoru musí být tvořen z materiálu s dobrou magnetickou vodivostí. Kupříkladu úzká vzduchová mezera mezi statorem a rotorem, která je součástí magnetického obvodu, nám podstatně zhoršuje výsledné parametry stroje. Při zhoršení magnetických vlastností magnetického obvodu se zvětšuje magnetomotorické napětí potřebné pro vytvoření požadovaného magnetického toku. Úměrně magnetomotorickému napětí pak roste také magnetizační proud.

Magnetizační proud slouží k vytvoření rotujícího magnetického pole, má čistě induktivní charakter, proto nepřenáší žádný výkon. Tento proud se přičítá k proudu statorového vinutí, čímž zvětšuje ztráty vedením a zhoršuje celkový účinnost motoru. Z uvedených důvodů by měla být délka vzduchové mezery co nejmenší. Její velikost je však omezena mechanickými vlastnosti stroje. Mezi ty patří například výrobní tolerance některých rozměrů, opracování materiálů, vibrace rotoru a průhyb hřídele jejím zatížením.

Přírůstek magnetomotorického napětí dané části magnetického obvodu je úměrný délce střední siločáry, velikosti magnetické indukce a nepřímo úměrný její permeabilitě. Délka střední siločáry je zpravidla dána rozvržením motoru. Velikost magnetické indukce ve vzduchové mezeře se volí na základě doporučených hodnot. S rostoucím počtem pólových dvojic se magnetický tok dělí mezi více pólů, musí tedy vícekrát

projít vzduchovou mezerou. Z tohoto důvodu doporučené hodnoty magnetické indukce ve vzduchové mezeře klesají s rostoucím počtem pólových dvojic. Doporučené hodnoty magnetické indukce uvádí například [1] [4].

1.1.1 Sycení magnetického obvodu

Relativní permeabilita vzduchu je rovna jedné. Relativní permeabilita magnetických materiálů je však výrazně závislá na magnetické indukci. Mimo to se jedná o silně nelineární závislost, kde při velkých hodnotách magnetické indukce se i magnetický materiál začíná chovat jako vzduch. Magnetické materiály jsou běžně definovány jejich BH křivkou, případně tabulkou jednotlivých hodnot této závislosti. Ze vztahu $B = \mu H$ je zřejmé, že směrnice této křivky odpovídá permeabilitě daného materiálu. Permeabilita daného materiálu také částečně záleží na frekvenci magnetického pole, pro vyšší frekvence permeabilita klesá. BH křivky běžných magnetických materiálů dále obsahují oblast tzv. koleno, ve kterém permeabilita poměrně rychle klesá. Při návrhu magnetického obvodu máme snahu se pohybovat právě v této oblasti. Přesná poloha (volba magnetické indukce) se odvíjí od požadavků na parametry daného stroje. Současným trendem je relativně velké přesycování magnetického obvodu. To vede k návrhu stroje menších rozměrů, ale za cenu mírného zhoršení některých jeho parametrů (především účinníku).

Mimo zvětšení magnetizačního proudu má přesycování také vliv na velikost rozptylových reaktancí. Snížením magnetické vodivosti magnetického obvodu se více magnetického toku uzavírá mimo námi požadovanou oblast. Tomuto rozptylovému toku odpovídají právě rozptylové reaktance, které mají zásadní vliv na výsledný moment motoru. Nicméně rozptylové reaktance výrazně záleží na rozměrech motoru. Největší vliv mají rozměry drážek a rozměry čel vinutí. Při návrhu motoru má vliv rozměrů a vliv přesycování protichůdné požadavky. Pokud však není motor již silně přesycen, pak mají rozměry drážek a celková délka motoru podstatně větší vliv.

Zejména návrh statorového jha vychází z konkrétní volby jeho sycení. Jak už bylo zmíněno, snažíme se zvolit co největší hodnotu sycení (nejmenší tloušťku jha), při které nebude výrazně ovlivněna velikost magnetizačního proudu. Síla jha se pak zásadně liší podle zvoleného počtu pólových dvojic. Při vyšších počtech pólových dvojic se celkový magnetizační tok rozděluje mezi více pólů. U dvoupólového stroje $2p = 2$ protéká přes jeden pól polovina celkového magnetického toku. U vícepólových $2p \geq 4$ strojů teče přes jednotlivé póly tok p krát menší. Vícepólové stroje tedy mají znatelně menší výšku jha a jejich celkové rozměry tak vychází menší.

1.1.2 Ztráty v železe

Základním principem asynchronního motoru je indukování elektrického proudu do rotorového vinutí. Z pohledu vodiče s nenulovým elektrickým proudem umístěným v magnetickém poli lze odvodit sílu působící na jednotlivé vodiče rotoru. Vzhledem k orientaci daného proudu a magnetické indukce je patrné, že výsledné síly mají vůči rotoru tečný směr, a tudíž na hřídeli vytváří kroutící moment. Statorová vinutí vytvářejí uvnitř motoru magnetické pole, které se vůči statoru pohybuje synchronní úhlovou frekvencí $\omega_s = \frac{2\pi \cdot f_s}{p}$. Rotor motoru je v závislosti na aktuálním skluzu s vystaven magnetickému poli s úhlovou frekvencí $\omega_{skluz} = \frac{2\pi \cdot f_s \cdot s}{p}$.

Obdobným způsobem, jakým proměnlivé magnetické pole vytváří proud rotorového vinutí, vznikají takzvané vířivé proudy uvnitř všech vodivých materiálů magnetického obvodu. Tyto proudy způsobují vlivem ohmického odporu ztrátové teplo uvnitř daného materiálu. V důsledku toho se magnetický obvod zahřívá a současně uvedené ztráty snižují celkovou účinnost motoru. Magnetické obvody elektrických točivých strojů jsou tvořeny z ferromagnetických materiálů, které mají nezanedbatelnou elektrickou vodivost. Nejběžnějším z těchto materiálů je ocel s příměsí křemíku. Ta se k oceli přidává právě kvůli zvětšení měrného odporu. Aby se vznik vířivých proudů dále omezil, magnetický obvod je složen z tenkých navzájem izolovaných plechů. Rovina plechů je orientována ve směru pracovního magnetického toku neboli kolmo vůči vznikajícím vířivým proudům. Tím se efektivní elektrický odpor plechů dále zvyšuje.

Dalším zdrojem ztrát magnetických materiálů jsou ztráty hysterezní. Ty jsou způsobeny soustavnými změnami magnetizace magnetických materiálů. Jejich velikost je úměrná ploše hysterezní křivky a frekvenci magnetického pole. Malou plochu hysterezní křivky vykazují magneticky měkké materiály. Jedná se o materiály, které snadno mění svoji magnetizaci v přítomnosti vnějšího magnetického pole. Plocha hysterezní křivky začíná v oblasti nasycení magnetického materiálu silně narůstat, proto jsou hysterezní ztráty dalším omezujícím faktorem pro volbu sycení.

Ztráty způsobené vířivými proudy P_v a ztráty hysterezní P_h se běžně určují pomocí následujících empirických vztahů

$$P_v = k_v \cdot f^2 \cdot B_m^2 \cdot m \quad (1.1)$$

$$P_h = k_h \cdot f \cdot B_m^2 \cdot m \quad (1.2)$$

koeficienty k_v a k_h jsou dány materiálovými vlastnostmi a provedením použitých plechů, B_m je amplituda magnetické indukce daného pole, m je hmotnost plechů. Souhrnně se pak tyto ztráty označují ztráty v železe P_{Fe}

$$P_{Fe} = P_v + P_h \quad (1.3)$$

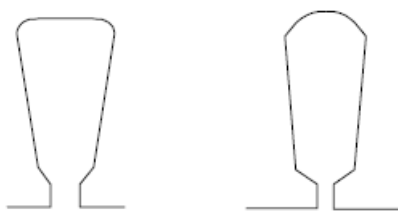
Hodnoty koeficientů k_v a k_h nejsou výrobci plechů běžně udávány. Častěji výrobci udávají pouze velikost měrných ztrát pro předpokládané hodnoty frekvence a magnetické indukce. Z průběhů měrných ztrát je pak možné tyto koeficienty zpětně určit.

1.2 Drážky

V ideálním případě by průběh magnetické indukce podél obvodu vzduchové mezery měl mít čistě sinusový tvar. Nesinusový tvar by značil existenci dalších harmonických, nicméně užitečnou práci pro nás plní pouze základní (první) harmonická. Pro vytvoření tohoto ideálního průběhu bychom potřebovali sinusové rozložení vodičů podél vzduchové mezery. To je ovšem z několika důvodů nepraktické. Z magnetického hlediska se vodiče jeví jako vzduchová mezera. Zvětšení vzduchové mezery znamená zvětšení potřebného magnetomotorického napětí, a tedy i magnetizačního proudu. Umístěním vodičů do drážek tak především snižuje magnetizační proud. Uložení vodičů do drážek jim zároveň poskytuje mechanickou ochranu, zlepšuje jejich odvod tepla a současně snižuje náročnost výroby odpovídajícího vinutí.

1.2.1 Tvar drážek

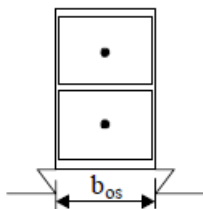
Tvar drážek se odvíjí zejména podle typu použitých vodičů. U strojů menších výkonů se běžně můžeme setkat s vinutými vodiči kruhového průřezu. U vinutých vodičů jsou nejčastější polouzavřené lichoběžníkové drážky s menším drážkovým otevřením. Naopak pro stroje velkých výkonů je typické použití pevných předem tvarovaných cívek obdélníkového průřezu. Kvůli jejich usazení do drážek bývají umístěny do polootevřených nebo otevřených drážek obdélníkového tvaru.



Obr. 1.1: Lichoběžníkové polouzavřené drážky statoru [1]

Otevřené drážky statoru s poměrem otevření drážky a tloušťky vzduchové mezery $b_{os}/g > 6$ vedou ke značnému pulzování magnetického toku v zubech rotoru. Související vyšší harmonické magnetické indukce ve vzduchové mezeře způsobují parazitní momenty, hluk a vibrace. Na druhou stranu při příliš malém drážkovém otevření se

přes něj uzavírá část magnetického toku a roste tak drážková rozptylová indukčnost. Pro polootevřené a polouzavřené drážky je doporučen rozsah $b_{os}/g \simeq (4 - 6)$. V případě rotoru musí drážky bezpečně zajistit rotorová vinutí proti odstředivým silám. Z tohoto důvodu se nehodí použití otevřených drážek a je doporučeno dodržet poměr $b_{or}/g \simeq (3 - 4)$.

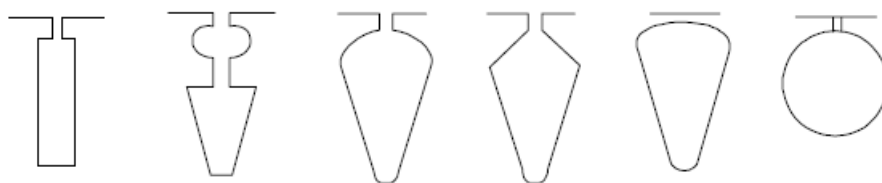


Obr. 1.2: Otevřená drážka statoru [1]

Pro volbu tvaru drážek vinutého rotoru platí obdobná pravidla, jaká byla popsána výše. Volba tvaru drážek u rotoru s klecí nakrátko je o něco složitější. Volba tvaru drážky má velký vliv na velikost záběrného proudu, záběrného a zvrátového momentu, celkovou účinnost a jmenovitý skluz.

Zakulacené polouzavřené drážky dávají nízký záběrný moment spolu s vyšší účinností pro asynchronní stroje nízkého výkonu. Pro střední záběrný moment lze použít polouzavřené drážky lichoběžníkového tvaru. Zcela uzavřené drážky lze použít pro snížení hluku za cenu zmenšení zvrátového momentu.

Hluboké obdélníkové drážky a dvojitě drážky jsou používány u motorů napájených ze sítě. Jejich výhodou je velký záběrný moment při malém záběrném proudu. Tyto vlastnosti pramení z využití skin efektu v jejich prospěch. Při velkém skluzu ($s = 1$) se rotorová frekvence f_{skluz} blíží synchronní frekvenci statoru f_s . Tvar drážek je pak navržen takovým způsobem, aby při této frekvenci docházelo v rotorových tyčích ke zdatnému skin efektu. Důsledkem je pak zdánlivé zvětšení rotorového odporu a tomu odpovídající nárůst záběrného momentu (deformací momentové křivky) a snížení záběrného proudu. Při jmenovitém skluzu je rotorová frekvence minimální a skin efekt se tak již nijak neprojevuje.



Obr. 1.3: Možné tvary rotorových drážek [1]

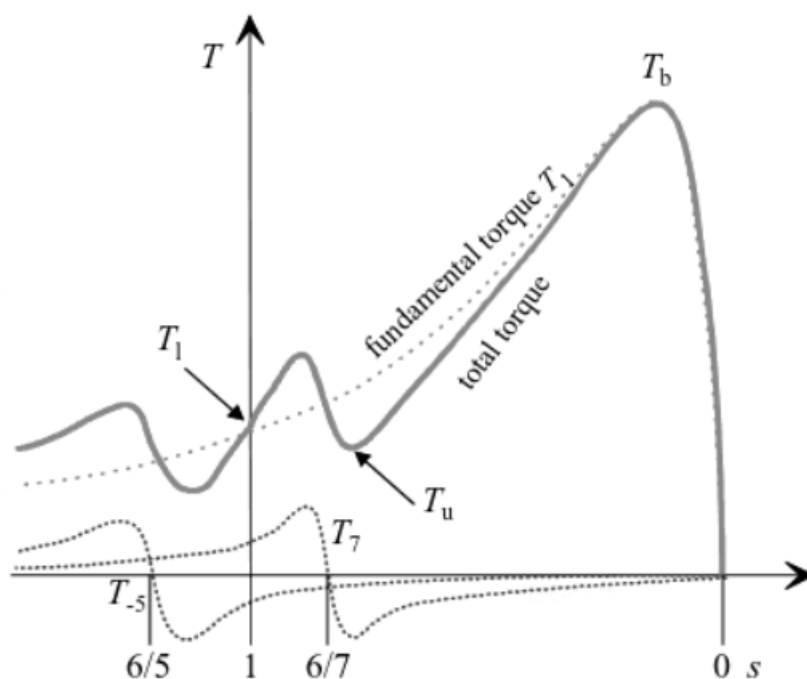
1.2.2 Drážkové harmonické

V prostoru drážek je magnetický obvod prakticky přerušen. To platí i v prostoru vzduchové mezery. Ač se jedná o zcela otevřenou drážku nebo polouzavřenou drážku, většina magnetického toku prostupuje do vzduchové mezery přes zuby magnetického obvodu. Ve všech případech tak v blízkosti drážek dochází k zeslabení magnetického pole vzduchové mezery. Takto zvlněný průběh magnetické indukce pak obsahuje výrazné vyšší harmonické úměrné počtu drážek. Tento jev je dále posílený lokálním přesycením krajních částí zubů rozptylovými toky, které zdánlivě zvětšuje šířku otevření drážky.

Jako příklad uvedeme stator se 36 drážkami. Magnetické pole motoru se pohybuje úhlovou rychlostí 1. harmonické ($\nu = 1$). Statorové drážky vytváří v průběhu magnetické indukce vyšší harmonické. Jednu pohybující se ve směru pohybu pole - její frekvence odpovídající počtu drážek se přičítá k frekvenci první harmonické $\nu = 36 + 1 = 37$. Druhou ve směru opačném - frekvence první harmonické se odečítá $\nu = 36 - 1 = 35$. Každá ν harmonická se chová jako základního harmonická 2ν pólového stroje. Například 37. harmonická (kladného směru otáčení) má vlastní momentovou charakteristiku se synchronními otáčkami, které jsou ν -krát nižší jako synchronní otáčky 1. harmonické. U 35. harmonické se záporným smyslem otáčení jsou její synchronní otáčky opět ν -krát nižší, ale nabývají záporných hodnot. Výsledná momentová charakteristika motoru je dána součtem momentových křivek jednotlivých harmonických.

Na obrázku 1.4 je názorně vidět vliv vyšších harmonických pole vzduchové mezery na výsledný moment motoru. Současně je patrné, proč je nutné vyšší harmonické co nejvíce omezit. Je důležité si uvědomit, že parazitní moment vyšších harmonických klesá s nepřímou úměrou řádu dané harmonické. To je dáno nárůstem rozptylových reaktancí úměrně jejich ν -krát vyšším frekvencím. Přestože jsou amplitudy drážkových harmonických poměrně vysoké, jejich vliv na výslednou momentovou charakteristiku je vzhledem k jejich vysokým řádům malý.

Naopak vysoká frekvence drážkových harmonických způsobuje v železe zubů značné lokální ztráty. Drážkové harmonické rotoru způsobují ztráty výhradně v zubech statoru. Stejně tak harmonické generované statorovými drážkami působí ztráty v železe rotoru. Statorové drážky mají obecně větší šířku otevření, zejména u zcela otevřených drážek, tomu pak odpovídá i větší amplituda odpovídajících harmonických. Magneticky vodivý můstek polouzavřených drážek napomáhá k lepšímu rozložení magnetického toku. K dalšímu potlačení drážkových harmonických se používají speciální magnetické klíny. Jedná se o uzávěry drážek z materiálů s relativní permeabilitou v rozmezí $\mu_r \simeq 2 - 4$. Zejména u motorů s masivním rotorem je omezení drážkových harmonických statoru důležité, především z důvodu větších ztrát



Obr. 1.4: Vliv vyšších harmonických na momentovou křivku [4]

vířivými proudy po celém povrchu rotoru.[5]

1.2.3 Počet drážek

Rozložením vinutí do jednotlivých drážek, přičemž každá drážka má navíc stejný počet vodičů, se vzdáváme ideálního sinusového rozložení magnetického pole podél vzduchové mezery. Vhodnou volbou počtu drážek jsme schopni některé vyšší harmonické vyřadit úplně a jiné alespoň zmírnit. Naopak špatná volba počtu drážek může vést ke vzniku nebezpečných momentů nebo mechanických vibrací. Důležitou hodnotou při návrhu je počet drážek na pól a fázi

$$q = \frac{Q_s}{2p \cdot m} \quad (1.4)$$

Zeslabení 1. harmonické magnetického pole vlivem uložení vodičů do drážek popisuje činitel rozlohy k_q . Jeho velikost se určí podle vztahu

$$k_q = \sin \frac{\pi}{6} \cdot \frac{1}{q \cdot \sin \frac{\pi}{6 \cdot q}} \quad (1.5)$$

Symetrická vinutí s celočíselným q produkují pouze liché harmonické. Rozložení magnetické indukce podél vzduchové mezery pro $q = 1$ má obdélníkový tvar. U takového průběhu je patrné, že obsahuje výrazné množství vyšších harmonických.

Při větších hodnotách q má daný průběh schodovitý tvar, který se více blíží sinusovému průběhu, a obsahuje tedy menší zastoupení vyšších harmonických. U běžných motorů ($2p = 2, 2p = 4$) se jako praktická hodnota jeví $q = 6$ [1], [4]. Pro tuto hodnotu q jsou již vyšší harmonické znatelně potlačeny a její další zvětšování by vedlo k neprakticky vysokému počtu drážek. Toto pravidlo platí pro volbu statorových drážek. V případě volby počtu rotorových drážek existuje řada pravidel. Obecně platí, že volba počtu rotorových drážek se odvíjí od počtu drážek statoru.

V [4] jsou uvedeny základní doporučení pro volbu počtu rotorových drážek. Pro omezení parazitních asynchronních momentů je doporučen menší počet rotorových drážek

$$Q_r < 1,25Q_s. \quad (1.6)$$

K omezení parazitních synchronních momentů při nulových otáčkách by mělo platit následující

$$Q_r \neq 6kp, \quad (1.7)$$

kde k libovolné přirozené číslo. Dále k potlačení parazitních momentů vlivem drážkových harmonických musí platit nerovnosti

$$Q_r \neq Q_s; \quad 2Q_r \neq Q_s; \quad Q_r \neq 2Q_s. \quad (1.8)$$

K omezení synchronních momentů při nenulových otáčkách dále musí platit

$$Q_r \neq 6kp \pm 2p, \quad (1.9)$$

znaménko $+$ značí kladný směr otáčení, znaménko $-$ pak značí záporný směr otáčení. Splněním následujících nerovností se vyhneme nebezpečným harmonickým

$$\begin{aligned} Q_r &\neq Q_s \pm 2p, \\ Q_r &\neq 2Q_s \pm 2p, \\ Q_r &\neq Q_s \pm p, \\ Q_r &\neq Q_s/2 \pm p. \end{aligned} \quad (1.10)$$

Jako poslední, abychom se vyhnuli vzniku mechanických vibrací, je vhodné splnit tyto podmínky

$$\begin{aligned} Q_r &\neq 6kp \pm 1, \\ Q_r &\neq 6kp \pm 2p \pm 1, \\ Q_r &\neq 6kp \pm 2p \mp 1. \end{aligned} \quad (1.11)$$

Výše uvedené nerovnosti platí pro rotor bez použití pootočených drážek. Především u motorů s menším počtem drážek na pól a fázi je nutné posunout konce rotorových tyčí na jedné straně rotoru o jednu nebo více drážek. V takovém případě již rotorové tyče neleží rovnoběžně s hřídelí. Následkem toho zajímají tyče vůči vyšším harmonickým ve vzduchové mezeře větší plochu. Jejich vliv na tvorbu parazitních momentů

a vibrací je tak potlačen. V tabulce 1.6 jsou uvedeny doporučené kombinace počtu statorových a rotorových drážek. V tabulce jsou uvedeny hodnoty i pro rotor s natočenými drážkami. Zároveň je nutné říct, že většina kombinací vykazuje jisté nevýhody. Například u všech lichých hodnot Q_r se vyskytují mechanické vibrace.

$2p_1$	N_s	N_r – skewed rotor slots
2	24	18, 20, 22, 28, 30, 33, 34
	36	25, 27, 28, 29, 30, 43
	48	30, 37, 39, 40, 41
4	24	16, 18, 20, 30, 33, 34, 35, 36
	36	28, 30, 32, 34, 45, 48
	48	36, 40, 44, 57, 59
	72	42, 48, 54, 56, 60, 61, 62, 68, 76
6	36	20, 22, 28, 44, 47, 49
	54	34, 36, 38, 40, 44, 46
	72	44, 46, 50, 60, 61, 62, 82, 83
8	48	26, 30, 34, 35, 36, 38, 58
	72	42, 46, 48, 50, 52, 56, 60
12	72	69, 75, 80
	90	86, 87, 93, 94

Obr. 1.5: Doporučené kombinace počtu drážek [1]

1.3 Vinutí statoru

Podstatou vinutí jedné fáze je vytvoření sinusového magnetického pole podél vzduchové mezery (pólové rozteče). Za předpokladu geometricky symetrických fází, kterými symetricky tečou sinusové proudy, je pak vytvořeno točivé magnetické pole konstantní velikosti pohybující se stálou úhlovou rychlostí $\omega_s = \frac{2\pi f}{p}$. Takovéto pole je poté schopné v rotoru vytvářet stálý (nezvlněný) moment.

Statorová vinutí jsou vyrobena výhradně z mědi. Jedná se o elektrickou měď s vysokou čistotou $> 99\%$. Proudová hustota vodičů se volí na základě rozměrů motoru a použitého typu chlazení. Běžně se volí proudová hustota v širokém rozsahu 3,5 až 15 A/mm². Nižší hodnoty proudové hustoty (3,5 až 6 A/mm²) najdeme u motorů s vysokou účinností.

Vodiče mohou být ve formě navíjených drátů nebo pevných cívek. Vinuté vodiče kruhového průřezu se vyrábí v řadě standardizovaných průřezů. Obvykle jsou použity pro stroje malých výkonů. Pro velké průřezy vodičů případně pro zvětšení činitele plnění mědi je možné použít pevných cívek obdélníkového průřezu. Další možností je použití paralelního spojení více vodičů (nejvíce 8 paralelních vodičů). U obdélníkových vodičů velkých průřezů je vhodné volit malou výšku vodiče ($b_c < 3,55$ mm). Předchází se tak vlivu skin efektu.

1.3.1 Vícevrstvá vinutí

Rozložením vinutí do drážek vznikají v průběhu magnetického pole vzduchové mezery vyšší harmonické. Jak již bylo uvedeno výše, tyto harmonické lze částečně potlačit volbou většího počtu drážek na pól a fázi q . Dalšího potlačení vyšších harmonických lze dále docílit použitím dvouvrstvého vinutí.

U normálního (jednovrstvého) vinutí připadá na každou drážku pouze jedna cívka. Rozteč protějších stran jedné cívky neboli krok cívky y je v takovém případě rovna pólové rozteči τ . O takovém vinutí pak říkáme, že má plný krok $y/\tau = 1$. Dále je vhodné vědět, že krok cívek y , i pólovou rozteč τ lze udávat jak v obloukové míře, tak praktičtěji v počtu statorových drážek.

Dvouvrstvá vinutí se pak využívají kvůli možnosti použití zkráceného kroku $y/\tau < 1$. Zkrácení kroku znamená, že jsou všechny cívky v jedné z vrstev posunuty o jednu nebo více drážek vůči cívkám ve vrstvě druhé. Výsledný účinek se tak podobá zvětšení počtu drážek na pól a fázi. Cívky každé fáze jsou rozloženy do většího počtu drážek. V praxi se nejčastěji volí takové zkrácení kroku, které potlačuje 5. harmonickou. Pro potlačení 5. harmonické by mělo platit

$$\frac{y}{\tau} = \frac{4}{5}. \quad (1.12)$$

Odpovídajícího zkrácení kroku však nelze dosáhnout pro běžná pravidelná vinutí (celočíslná q_1). Toto zkrácení kroku je možné vytvořit pro symetrické vinutí $q = 5$, to se však nepoužívá. Důvod, proč se $q = 5$ nepoužívá, jsem však nebyl schopen dohledat. Jako zkrácení kroku se tak volí kombinace, kterou jsou tomuto stavu nejbližší. Konkrétně se používají kombinace $y/\tau = 5/6$ a $7/9$.

Nevýhodou zkráceného kroku je skutečnost, že spolu s vyššími harmonickými snižuje také amplitudu základní harmonické. Zeslabení pracovní harmonické reprezentujeme činitelem kroku

$$k_y = \sin \frac{\pi}{2} \cdot \frac{y}{\tau}. \quad (1.13)$$

Zkrácení kroku $5/6$ způsobuje 4% zeslabení základní harmonické, to je však přijatelné vzhledem k potlačení 5. harmonické. Další výhodou zkrácením kroku cívek je zkrácení čel vinutí. S tím souvisí snížení jejich ohmického odporu (snížení ztrát) a jejich rozptylové reaktance (zlepšení účinníku a zvětšení momentu).

Pro lepší pochopení uvedeme výpočet kroku cívek pro vinutí navržená v rámci této práce. Statorová vinutí mají $q = 6$ drážek na pól a fázi a zkrácený krok $y/\tau = 5/6$. Na každý pól tedy připadá τ drážek

$$\tau = m \cdot q = 3 \cdot 6 = 18 \quad (1.14)$$

Z uvedených hodnot určíme krok cívek y jako

$$y = \frac{5}{6} \cdot \tau = \frac{5}{6} \cdot 18 = 15 \quad (1.15)$$

Statorová vinutí v jednotlivých vrstvách jsou tedy navzájem posunuty o $18 - 15 = 3$ drážky. Při vkládání cívek do drážek musí být každý z konců dané cívky uložen v rozdílných vrstvách. To je zapotřebí z důvodu rovnoměrného rozložení indukovaného napětí podél celé délky vodiče.

1.3.2 Volba počtu závitů

K určení počtu závitů budeme vycházet z Faradayova indukčního zákona. Pro indukované napětí jedné fáze u_{i1f} , počet závitů N , plochu vzduchové mezery nad jedním pólem S_{gap} a magnetickou indukci vzduchové mezery B_g lze odvodit vztah

$$u_{i1f}(t) = N \cdot S_{gap} \cdot \frac{B_g(t)}{dt}. \quad (1.16)$$

Jak již bylo výše uvedeno, velikost magnetické indukce ve vzduchové mezeře a rozměry rotoru (plocha vzduchové mezery) jsou podřízeny optimálnímu sycení magnetického obvodu. U hodnoty magnetické indukce je dále nutné zohlednit vliv drážkování k_q a vliv zkrácení kroku k_y , které se souhrnně nazývají koeficient vinutí $k_v = k_q \cdot k_y$. Jejich důsledkem je zeslabení základní harmonické. Časová derivace v uvedené rovnici nám říká, že počet závitů je dále nepřímo úměrný frekvenci magnetického pole. Hodnota indukovaného napětí by pak měla odpovídat rozdílu (v případě motoru) napájecího napětí a úbytkům napětí na rozptylové reaktanci a odporu statorového vinutí.

Příliš nízký počet závitů by znamenal přesycení magnetického obvodu, případně nutné zvětšení rozměrů stroje. Zvětšování počtu závitů nám stroj odbuzuje, tudíž nám umožňuje zmenšit jeho rozměry. Toto odbuzování má však svůj limit. Zatímco vliv sycení je přímo úměrný počtu závitů, velikost rozptylové reaktance, a tedy i jí způsobeného úbytku napětí, rostou s druhou mocninou počtu závitů. Prudký nárůst rozptylové reaktance způsobí, že napájecí napětí nebude schopné vytvořit požadované magnetické pole. Obecně lze říci, že s rostoucím počtem závitů klesá schopnost motoru vytvářet moment.

1.3.3 Izolace

Vinutí asynchronního motoru potřebuje několik úrovní elektrické izolace. Volba vhodné izolace se odvíjí od napěťové úrovně stroje, provozních teplot a požadované životnosti. Jako první je nutné izolovat jednotlivé vodiče. To je zapotřebí, jelikož je podél jejich délky rozprostřeno celé fázové napětí. Vinutí jsou v drážkách vinuty takovým způsobem, že rozdíl napětí sousedících vodičů jedné fáze je poměrně malý. Z toho důvodu stačí pro jejich izolaci tenký izolační nátěr. Čím je však počet závitů jedné fáze nižší, tím větší úbytek připadá na každý z nich. Za druhé je potřeba

izolovat jednotlivá vinutí od magnetického obvodu, aby se fázové napětí nedostalo na kostru stroje. Tato izolace je již vystavena plnému fázovému napětí. V případě vícevrstvých vinutí se nám v rámci jedné drážky mohou potkat vinutí více fází. V takovém případě je vhodné použít třetí izolační vrstvu, která obě vrstvy odděluje. Tato vrstva musí být dimenzována na sdružené napětí zdroje napájení.

Mimo elektrické vlastnosti nám izolace poskytuje mechanickou ochranu vodičů. Čistá elektrická měď je poměrně choulostivá vůči mechanickému poškození. Navíc v přítomnosti vzduchu vzniká na jejím povrchu reakcí se vzduchem tenká chemická vrstva (tzv. měděnka). V případě vinutých vodičů nám izolace zajišťuje funkci odvodu tepla (zejména ze středu drážky). Z tohoto důvodu je také výhodné nahradit všechny vzduchové prostory uvnitř drážek dodatečnou izolační směsí s dobrou tepelnou vodivostí. Vzhledem k výborné tepelné vodivosti mědi a železa nám izolace z tepelného hlediska spíše škodí. Mezi vinutím a stěnou drážky bývá mnohdy oteplení až několik °C. Mimo to nám izolace snižuje aktivně využívaný průřez drážek. Poměr celkového průřezu mědi jedné drážky vůči průřezu drážky nazýváme koeficient plnění mědi k_{pCu} . Vliv tloušťky izolace na využití drážky se nejvíce projevuje u vysokonapěťových motorů, kde jsou jednotlivé izolační vrstvy výrazně tlustější.

1.4 Klec nakrátko

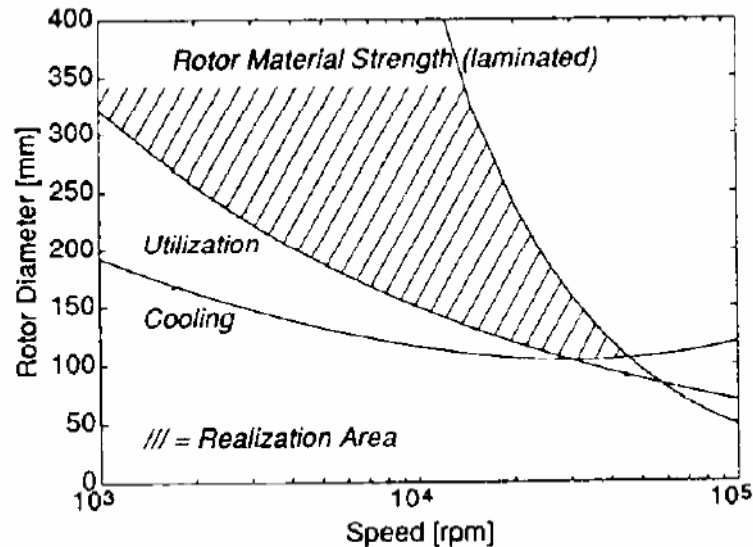
Převážná část asynchronních motorů namísto rotorového vinutí využívá klec nakrátko. To je zapříčiněno jeho jednoduchou konstrukcí. Rotorové drážky jsou obsazeny jednou nebo výjimečně dvěma vodivými tyčemi. Tyto tyče jsou na obou koncích rotoru spojeny zkratovacími kruhy. Jako materiál klece se nejčastěji používá hliník. U motorů s vysokou účinností je možné použít tyče z mědi. U dvojitých klecí je obvykle jedna z klecí vyrobena z mosazi.

U motorů menších výkonů bývá rotorová klec vytvořena tlakovým odléváním (pouze pro klece z hliníku) jako jeden kus. Dalším způsobem je usazení samotných tyčí do rotoru a jejich následné spojení se zkratovacími kruhy. Ke spojení tyčí a kruhů existuje řada technologických řešení.

Elektrický odpor rotoru má zásadní vliv na výsledné provozní parametry stroje. Velikost rotorového odporu má několik protichůdných důsledků. Jeho výsledná hodnota je vždy kompromisem mezi dobrými rozběhovými a jmenovitými vlastnosti (tj. při rozběhu motoru a při jmenovitých otáčkách motoru). Zvětšováním tohoto odporu zvyšujeme záběrný moment a snižujeme rozběhový proud. Současně však zvětšujeme vodivé ztráty rotoru při jmenovitých otáčkách, což se projevuje snížením výsledné účinnosti motoru. Snižováním tohoto odporu naopak klesá záběrný moment (lze se dostat i pod jmenovité hodnoty) a rozběhový proud roste mimo hodnoty umožňující

napájení ze sítě. Jmenovitý skluz může v takových případech klesat pod 1 %. Jistou kompenzací těchto efektů můžeme získat použitím hluboké nebo dvojité klece.

Momentová charakteristika měděných klecí má obecně výraznější maximum v oblasti zvratu v porovnání s klecí hliníkovou. To je dáno především rozdílným odporem tyčí. Hliník má asi 1,7 krát větší měrný odpor než měď. Stejného rotorového odporu tedy můžeme dosáhnout pouhým zvětšením průřezu tyčí. Tím však zvětšíme rozptyl rotorových drážek (celkový moment tedy mírně klesne), současně se zvětší sycení rotoru a může tak dojít k jeho přesycení.

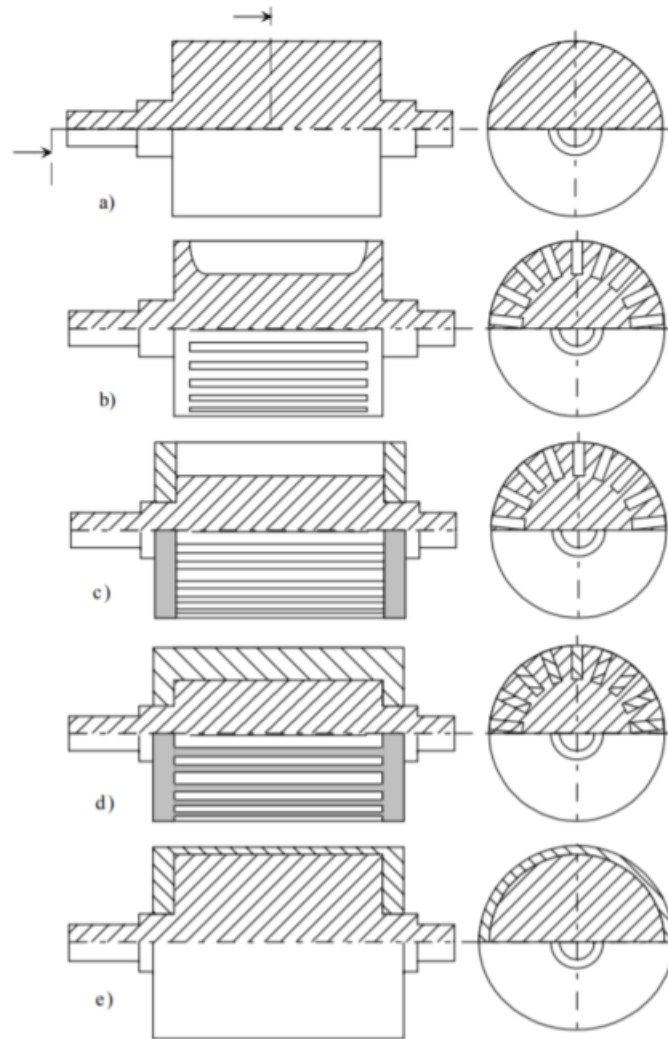


Obr. 1.6: Realizovatelnost rotoru skládaného z plechů [1]

Standardně se rotor skládá z běžných dynamových plechů a klece z hliníku, mědi nebo mosazi. S rostoucími otáčkami stroje rostou také odstředivé síly a s nimi spojené mechanické namáhání jednotlivých částí rotoru. V takových případech je možné možné zlepšit mechanické vlastnosti standardního rotoru použitím některých konstrukčních úprav. U rotorové klece se běžně používá slitiny mědi CuCrZr. Tato slitina má oproti klasické mědi lepší mechanické vlastnosti. Negativním účinkem příměsí je asi 16% zhoršení elektrické vodivosti. Pro vysokootáčkové aplikace existují také speciální plechy s vyššími hodnotami dovoleného mechanického napětí. Pro potřeby zvětšení mechanické pevnosti rotorového svazku je možné použít konstrukce bez průchozí hřídele. Řada řešení používá dodatečného mechanického zajištění rotorové klece. V případě tyčí lze použít zcela uzavřených drážek, zkratovací kruhy je pak možno osadit nemagnetickými skružkami z pevnějšího materiálu (ocele nebo titanu).

Další možností je použití masivního rotoru. Rotor již v takovém případě není složen z jednotlivých plechů, ale je tvořen převážně z jediného pevného kusu. Rotorová klec u takového řešení obvykle není. Provedení masivních rotorů existuje celá řada.

[17] uvádí pět základních provedení, jednotlivá provedení jsou uvedeny na obrázku 1.7.



Obr. 1.7: Základní provedení masivních rotorů asynchronního motoru [17]

Jednoduchý masivní rotor je na obr. 1.7 a). Zatímco jeho mechanické vlastnosti jsou patrně nejlepší, z elektrického hlediska se jedná o nejhorší variantu. Zdroj [6] uvádí, že pro materiál masivních rotorů je zásadní dobrá elektrická vodivost, naopak hodnota relativní permeability ($\mu_r > 50$) má na výsledné parametry minimální vliv. Na obr. 1.7 b) je rotor s prázdnými drážkami. Drážky mají za následek lepší vnik magnetického toku do rotoru a snižují tak rozptylovou reaktanci rotoru. Obr. 1.7 c) vyobrazuje předchozí variantu s drážkami, ke které jsou zde navíc přidány zkratovací kruhy s dobrou vodivostí. Pomyslná klec tvořená zuby rotoru a zkratovacími kruhy má tak znatelně menší odpor. Výsledkem této úpravy je tedy především zmenšení rotorových ztrát. Na obr. 1.7 d) je rotor s klasickou klecí z vodivého materiálu,

magnetický obvod je namísto plechů tvořen z jediného kusu. Na obr. 1.7 e) je masivní rotor s tenkou dobře vodivou vrstvou na jeho povrchu.

Důležitým kritériem pro masivní rotor jsou kritické otáčky, které jsou u masivního rotoru výrazně vyšší. To je dáno za prvé zvětšenou tuhostí takové rotoru, za druhé pak možností zmenšit délku rotoru za cenu zvětšení jeho průměru. Masivní rotory a speciální varianty plechových rotorů mají obecně větší rotorové ztráty, nižší účinnost, výrazně horší účinník a větší rozptylovou reaktanci rotoru (tedy nižší moment). Z tohoto důvodu je ve většině případů vhodné volit klasický rotor z plechů a klece nakrátko, je-li to z mechanického hlediska možné.

2 Elektromagnetický výpočet motoru

Návrh motoru, který je uveden v rámci této kapitoly, vychází z knihy [1]. Tento postup návrhu byl zvolen vzhledem k tomu, že tato kniha disponuje podrobně popsaným návrhem motoru podobných parametrů. Mimo jiné tato kniha důkladně rozebírá jednotlivé elektromagnetické jevy, které u asynchronních motorů mohou objevovat.

Ve zbytku této kapitoly je uvedena posloupnost výpočetních vztahů a zvolených hodnot, jejichž výsledkem je základní elektromagnetický návrh stroje. Celý výpočet je proveden v prostředí Matlab, pro pohodlnou optimalizaci a smysluplnost výsledků. V rámci tohoto návrhu je nutné volit řadu parametrů, přičemž mnoho z těchto parametrů se odvíjí od použitých technologických postupů. Současně je nutné přihlížet k jejich realizovatelnosti z hlediska fyzikální podstaty věci.

2.1 Výchozí hodnoty

Zadáním této práce je návrh konstrukčního řešení motoru o výkonu $P_n = 3$ MW při jmenovitých otáčkách $n_n = 15000$ ot/min a napájecím napětí $U_{1n} = 7000$ V. Hned na začátku návrhu je nutné si zvolit řadu dalších parametrů.

Vzhledem k vysokým otáčkám stroje je výhodné zvolit nízký (nejlépe ten nejnižší možný) počet pólových dvojic, volíme tedy počet pólů $2p = 2$. Zvolenému počtu pólů dále odpovídá frekvence napájecího napětí $f = 250$. Volit nejnižší možnou hodnotu frekvence napájecího napětí je u vysokootáčkového stroje obzvláště důležité. Výraznější vliv skin efektu, zvětšení ztrát v železe, vyšší nároky pro napájecí zdroj a mnoho dalších negativ je spojeno s použitím vyšších frekvencí.

Jedním z prvních výpočtů je určení zdánlivého výkonů ve vzduchové mezeře. K jeho určení je potřeba zvolit předpokládanou hodnotu účinnosti a účinníku. Účinnosti asynchronních motorů se pohybují v širokém rozmezí, u motorů vysokých výkonů jsou obecně vysoké. Účinník asynchronního motoru závisí na více parametrech. Motory velkých výkonů mají účinník obecně vyšší, jeho hodnota značně závisí na rozptylových reaktancích a magnetizační reaktanci a dále klesá pro větší počty pólových dvojic.

Pro dvupólový motor daného výkonu volíme cílovou účinnost 98 % a celkový účinník $\cos \varphi = 0,92$. Z mechanických důvodů volíme velikost vzduchové mezery $g = 2$ mm. Dále je nutné zvolit hodnotu magnetické indukce základní harmonické ($\nu = 1$) ve vzduchové mezeře $B_g = 0,65$ T. Nižší hodnota magnetické indukce je zvolena s ohledem na snížení ztrát v železe. Uvedené hodnoty nám budou pro začátek návrhu postačovat.

2.2 Návrh statoru

Pro přehlednost jsou zde jednotlivé parametry uvedeny ještě jednou:

- Jmenovitý výkon $P_n = 3$ MW, otáčky $n_n = 15000$ min⁻¹
- Napájecí napětí $\Delta U_{1n} = 7000$ V, počet fází $m = 3$
- Frekvence napájení $f = 250$ Hz, počet pólů $2p = 2$
- Cílová účinnost $\eta = 98\%$
- Předpokládaný účinník $\cos \varphi = 0,92$
- Délka vzduchové mezery $g = 2$ mm
- Amplituda magnetické indukce ve vzduchové mezeře $B_g = 0,65$ T

Jako první provedeme návrh statoru.

2.2.1 Délka a průměr statoru

Proud jedné fáze statorového vinutí jsme schopni určit využitím výše uvedených hodnot. Jsou-li odhadované hodnoty zvoleny blízko jejich výsledným hodnotám, pak lze tento proud považovat za konečný. V rámci výpočtu jsou uvažovány mechanické ztráty 30 kW. Jelikož musí být tyto ztráty pokryty mechanickým výkonem motoru, lze je v následujícím vztahu přičíst ke jmenovitému výkonu.

Pro proud vinutí jedné fáze u zapojení do trojúhelníka platí vztah

$$I_{1nf} = \frac{P_n}{3 \cdot U_{1n} \cdot \cos \varphi \cdot \eta} \quad (2.1)$$

Tomu odpovídá proud odebíraný ze sítě

$$I_{1n} = I_{1nf} \cdot \sqrt{3} \quad (2.2)$$

K určení průměru statoru využijeme činitele využití C_0 neboli Essonovu konstantu. K tomu dále potřebujeme určit zdánlivý výkon ve vzduchové mezeře S_{gap} . Prvně si určíme koeficient K_E reprezentující poměrnou velikost rozptylové indukčnosti statoru vzhledem k počtu pólových dvojic.

$$K_E = 0,98 - 0,005 \cdot p \quad (2.3)$$

Zdánlivý výkon ve vzduchové mezeře pak obdržíme ze vztahu

$$S_{gap} = \sqrt{3} \cdot K_E \cdot U_{1n} \cdot I_{1n} \quad (2.4)$$

Dvoupólovému stroji a uvedenému zdánlivému výkonu odpovídá činitel využití přibližně $C_0 = 220 \cdot 10^3$ J/m³ [4]. Dále je nutné zvolit hodnotu koeficientu λ . Pomocí tohoto koeficientu můžeme volit poměr mezi délkou a vnějším průměrem statoru. Jeho hodnotu je možné volit v poměrně širokém rozsahu $0,6 < \lambda < 3,0$. Nižší hodnoty vedou ke kompaktnějším rozměrům a menším ztrátám ve vinutí vlivem jejich

zkrácení. Zároveň je zde vhodné zkontrolovat obvodovou rychlost rotoru, případně prohnutí hřídele.

Vnitřní průměr statoru obdržíme výpočtem

$$D_s = \sqrt[3]{\frac{2 \cdot p^2 \cdot S_{gap}}{\pi \cdot f \cdot \lambda \cdot C_0}} \quad (2.5)$$

Ideální délku statorového svazku získáme podle

$$l_i = \frac{\lambda \cdot \pi \cdot D_s}{2 \cdot p} \quad (2.6)$$

Pro určení vnějšího průměru statoru využijeme koeficient K_D . Jeho doporučená hodnota pro dvoupólový stroj leží v rozmezí $K_D = 0,54 - 0,58$. Následný výpočet je pouze orientační. Konečná hodnota je určena později zpětným přepočtem z požadované hodnoty magnetické indukce jha statoru.

$$D_{out} = \frac{D_s}{K_D} \quad (2.7)$$

Obvodovou rychlost rotoru můžeme pro kontrolu dopočítat ze vztahu

$$v_{rot} = \pi \cdot f \cdot (D_s - 2g) \quad (2.8)$$

2.2.2 Počet závitů

Předpokládáme saturační faktor $(1 + K_{st}) = 1,1$. Tomu odpovídají činitele $K_B = 1,1$ a $\alpha = 0,67$ [1]. Pokud by se výsledná hodnota saturačního faktoru výrazně lišila, pak by bylo nutné celý výpočet opakovat. Dále uvažujeme činitele vinutí $K_{w1} = 0,925$. Nyní si můžeme určit lineární proudové zatížení

$$A_1 = \frac{C_0}{K_B \cdot \alpha \cdot K_{w1} \cdot \pi \cdot B_g \cdot 2 \cdot p} \quad (2.9)$$

K určení magnetického toku jednoho pólu potřebujeme znát pólovou rozteč τ

$$\tau = \frac{\pi \cdot D_s}{2p} \quad (2.10)$$

Velikost magnetického toku ϕ je pak

$$\phi = \alpha \cdot \tau \cdot l_i \cdot B_g \quad (2.11)$$

Konečně počet závitů jedné fáze N_1 obdržíme z rovnice

$$N_1 = \frac{K_E \cdot U_{1n}}{4f \cdot K_B \cdot K_{w1} \cdot \phi} \quad (2.12)$$

Skutečný počet závitů musí být celé číslo. K tomu se však dopracujeme o něco později. Nyní je třeba určit počet statorových drážek Q_s . Je nutné zvolit počet drážek na pól a fázi $q = 6$. Pravidla pro volbu q jsou uvedeny v první kapitole.

$$Q_s = 2p \cdot q \cdot m \quad (2.13)$$

Počet závitů na jednu drážku N_{1s} pro $a = 1$ paralelních vodičů drah je

$$N_{1s} = \frac{2 \cdot m \cdot a \cdot N_1}{Q_s} \quad (2.14)$$

Počet závitů na jednu drážku musí být pochopitelně celé číslo. Vzhledem k použití dvouvrstvého vinutí se musí jednat o číslo sudé. Vypočtenou hodnotu N_{1s} je tedy nutné zaokrouhlit na nejbližší sudé číslo. Ve většinu případů se doporučuje provést zaokrouhlení nahoru.

Jelikož jsme v předchozím kroku provedli zaokrouhlení (změnu počtu vodičů), musíme nyní provést několik přepočtů. Jako první vypočteme novou hodnotu ideální délky rotorového svazku l_i

$$l_i = l_i \cdot \frac{N_{1s-\text{vypočtené}}}{N_{1s-\text{zvolené}}} \quad (2.15)$$

dále přepočet magnetického toku ϕ

$$\phi = \phi \cdot \frac{N_{1s-\text{zvolené}}}{N_{1s-\text{vypočtené}}} \quad (2.16)$$

jako poslední provedeme konečný přepočet počtu závitů

$$N_1 = N_{1s} \cdot q \quad (2.17)$$

Ideální délku statorového svazku l_i lze již považovat za finální a můžeme tedy přejít k výpočtu její skutečné délky. U navrhovaného motoru uvažujeme použití radiálních chladicích kanálů. Počet chladicích kanálů n_{ch} se odvíjí od délky motoru a intenzity chlazení. Délka jednotlivých statorových dílů se pohybuje mezi 100 až 250 mm. Šířka chladicích kanálů b_{ch} se volí v rozmezí 5 až 15 mm.

Pro skutečnou (geometrickou) délku statoru pak platí

$$l_{geo} = l_i + n_{ch} \cdot b_{ch} \quad (2.18)$$

Pro délku jednotlivých dílů motorového svazku platí

$$l_s = \frac{l_{geo} - n_{ch} \cdot b_{ch}}{n_{ch} + 1} \quad (2.19)$$

2.2.3 Rozměry drážek

Činitel vinutí K_{w1} zvoleného statorového vinutí se zkráceným krokem cívek $y/\tau = 5/6$ a $q = 6$ je

$$K_{w1} = \sin \frac{\pi}{6} \cdot \frac{\sin \frac{\pi \cdot y}{2 \cdot \tau}}{q \cdot \sin \frac{\pi}{6 \cdot q}} \quad (2.20)$$

Rozteč statorových drážek τ_s je rovna

$$\tau_s = \frac{\pi \cdot D_s}{Q_s} \quad (2.21)$$

Pro určení průřezu vodiče musíme nejprve zvolit proudovou hustotu. V případě našeho návrhu jsme se pohybovali kolem hodnoty $J_{Cu} = 6 \text{ A/mm}^2$.

Nyní si tedy určíme odpovídající průřez vodiče

$$A_{Cu} = \frac{I_{1nf}}{a \cdot J_{Cu}} \quad (2.22)$$

Rozměry drážek vychází z výše uvedeného průřezu vodiče. Poměr šířky a výšky se odvíjí od několika faktorů. Maximální možnou šířku drážky nám udává maximální přípustná hodnota magnetické indukce v zubu statoru. S rostoucí výškou drážky nám roste celkový průměr motoru a rozptyl statorového vinutí.

V rámci návrhu uvažujeme použití vodičů obdélníkového průřezu. Vzhledem k jejich velikosti jsou v drážkách umístěny v jednom sloupci. Abychom omezili vliv skin efektu, musí být výška vodiče dostatečně malá. Z toho důvodu je důležité volit široké vodiče s výškou obecně do 3,5 mm. Pokud to není možné dodržet, pak je nutné takové vinutí složit z více paralelních vodičů.

Doporučený interval šířky statorové drážky b_s

$$\tau_s \cdot 0,36 \leq b_s \leq \tau_s \cdot 0,5 \quad (2.23)$$

Abychom mohli určit šířku vodičů, musíme si zvolit tloušťku izolace. Jednotlivé vodiče jsou od sebe odděleny izolační vrstvou o síle 0,2 mm. Každé vinutí má pak ještě další izolaci tlustou 2 mm.

Celkový rozměr izolace v tečném směru je $b_{ins} = 4,4 \text{ mm}$.

Šířku vodiče a_c určíme ze vztahu

$$a_c = b_s - b_{ins} \quad (2.24)$$

Dále určíme výšku vodiče b_c z průřezu vodiče

$$b_c = \frac{A_{Cu}}{a_c} \quad (2.25)$$

K určení výšky statorové drážky potřebujeme znát celkovou výšku izolace h_{ins} . V radiálním směru máme izolaci vodičů $N_{1s} \cdot 0,2 \text{ mm}$, izolaci vinutí $4 \cdot 2 \text{ mm}$, další

izolační vrstvu mezi vinutími (jen u dvouvrstvého vinutí) vysokou 2 mm a uzávěrku drážky vysokou 4 mm.

Celková výška izolace je tedy $h_{ins} = (N_{1s} \cdot 0,2 + 4 \cdot 2 + 2 + 4)$ mm.

Výška statorové drážky h_s je dána vztahem

$$h_s = h_{ins} + N_{1s} \cdot b_c \quad (2.26)$$

Jelikož již známe rozměry drážek i vodičů, můžeme si nyní dopočítat činitele plnění mědi k_{pCu} jako poměr průřezu mědi a průřezu drážky

$$k_{pCu} = \frac{N_{1s} \cdot A_{Cu}}{h_s \cdot b_s} \quad (2.27)$$

Z předešlých hodnot můžeme dále dopočítat výšku jha statoru h_{cs}

$$h_{cs} = \frac{D_{out} - D_s}{2} - h_s \quad (2.28)$$

Tomu odpovídá následující velikost magnetické indukce jha statoru B_{cs}

$$B_{cs} = \frac{\phi}{2 \cdot l_i \cdot h_{cs}} \quad (2.29)$$

Výše vypočtená hodnota magnetické indukce nám pravděpodobně nevyhovuje. Proto nyní provedeme přepočítání výšky jha, abychom se dostali na požadovanou hodnotu $B_{cs} = 1,4$ T. Tato hodnota vychází z optimálního sycení magnetického obvodu, které je podrobněji popsáno v první kapitole.

$$h_{csnew} = \frac{\phi}{2 \cdot l_i \cdot B_{cs}} \quad (2.30)$$

Jako poslední nám zbývá určit hodnotu magnetické indukce v zubech statoru

$$B_{tsmax} = \frac{\tau_s \cdot B_g}{\tau_s - b_s} \quad (2.31)$$

2.3 Návrh rotoru

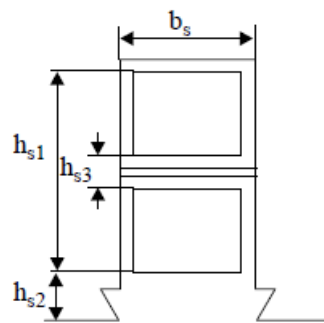
Na začátku návrhu rotoru si opět zvolíme několik parametrů, ze kterých se bude dále vycházet. Jak již bylo v první kapitole uvedeno, rozměry rotorových drážek mají zásadní vliv na velikost záběrného momentu M_z , záběrného proudu I_z a momentu zvratu M_{zv} . Návrh rotoru pak vychází právě z těchto hodnot, proto si musíme tyto hodnoty nejprve zvolit. Čistě orientačně můžeme zvolit následující hodnoty

- Poměrný záběrný moment $m_z = M_z/M_n = 0,8$
- Poměrný záběrný proud $i_z = I_z/I_n = 4,5$
- Poměrný moment zvratu $m_{zv} = M_{zv}/M_n = 1,5$

Abychom mohli návrh považovat za správný, pak musí tyto zvolené hodnoty přesně odpovídat výsledným hodnotám, které budou vypočteny na konci návrhu. Není reálné, abychom tyto hodnoty odhadli přesně již na první pokus. Následující výpočty je tedy nutné opakovat, dokud se tyto hodnoty nerovnejí. Přesný způsob určení těchto hodnot je uveden na konci této kapitoly.

2.3.1 Určení rozptylových reaktancí

Abychom mohli pokračovat ve výpočtech, musíme si nejdříve určit velikosti rozptylových reaktancí. Vzhledem k tomu, že je již máme hotový návrh statoru, můžeme rozptylovou indukčnost statoru určit přímo z jeho rozměrů.



Obr. 2.1: Okótování rozměrů statorové drážky [1]

K výpočtu budeme použijeme následující rozměry statorové drážky:

- $h_{s1} = (N_{1s} \cdot b_c + 2 \cdot N_{1s} \cdot 0,2 + 2 \cdot 2 + 2)$ mm
- $h_{s2} = (0,2 + 2 + 4)$ mm
- $h_{s3} = (2 \cdot 0,2 + 2 \cdot 2 + 2)$ mm

Koeficient rozptylu statorových drážek λ_{ss} dopočítáme ze vztahu

$$\lambda_{ss} = K_{\beta} \cdot \frac{h_{s1} - h_{s3}}{3b_s} + K_{\beta} \cdot \frac{h_{s2}}{b_s} + \frac{h_{s3}}{4b_s} \quad (2.32)$$

, kde $\beta = 5/6$ je zkrácení kroku cívek a koeficient K_{β} se určí jako

$$K_{\beta} = \frac{1 + 3\beta}{4} \quad (2.33)$$

Pro určení diferenciálního rozptylového koeficientu statorového vinutí λ_{ds} dále potřebujeme koeficient

$$K_{01} = 1 - 0,033 \cdot \frac{b_s^2}{g \cdot \tau_s} \quad (2.34)$$

K určení Carterova koeficientu K_{c1} statoru musíme určit hodnotu γ_1

$$\gamma_1 = \frac{b_s^2}{5g + b_s} \quad (2.35)$$

Pro výpočet Carterova koeficientu statoru poté platí následující vztah

$$K_{c1} = \frac{\tau_s}{\tau_s - \gamma_1} \quad (2.36)$$

Carterův koeficient rotoru zatím nejsme schopni určit. Jelikož má rotor polouza-vřené drážky, předpokládáme $K_{c2} = 1, 1$.

Výsledný Carterův koeficient je

$$K_c = K_{c1} \cdot K_{c2} \quad (2.37)$$

Konstanta σ_{d1} udává poměr mezi diferenciální rozptylovou indukčností a hlavní indukčností. Podle zkráceného kroku $y/\tau = 5/6$ a počtu drážek na pól a fázi $q = 6$ se její hodnota přibližně rovná $\sigma_{d1} = 30 \cdot 10^{-3}$ [1].

Konečně pro výsledný diferenciální koeficient platí

$$\lambda_{ds} = 0,9 \cdot \tau_s \cdot K_{01} \cdot \sigma_{d1} \cdot \frac{(q_1 \cdot K_{w1})^2}{K_c \cdot g} \quad (2.38)$$

Jako poslední musíme určit koeficient rozptylu čel vinutí λ_{fs} . Podle rozměrů a tvaru čel je nutné určit jejich délku l_{fs} .

$$l_{fs} = 2 \cdot \left(l_1 + \frac{\beta \cdot \tau}{2 \cdot \cos \alpha} \right) + \pi \cdot h_s \quad (2.39)$$

kde l_1 je délka odsazení (pokračování drážek) čel od železa statoru, α je úhel mezi čely a rovinou statorových plechů.

Jako poslední určíme koeficient rozptylu čel vinutí, který se vypočítá podle vztahu

$$\lambda_{fs} = 0,34 \cdot q_1 \cdot \frac{l_{fs} - 0,64 \cdot \beta \cdot \tau}{l_i} \quad (2.40)$$

S použitím koeficientů λ_{ss} , λ_{ds} , λ_{fs} nyní můžeme určit rozptylovou reaktanci statoru X_{sl}

$$X_{sl} = \mu_0 \cdot 2\pi f \cdot 2l_i \cdot \frac{N_1^2}{p \cdot q_1} \cdot (\lambda_{ss} + \lambda_{ds} + \lambda_{fs}) \quad (2.41)$$

Z rozptylové reaktance si můžeme určit odpovídající rozptylovou indukčnost

$$L_{sl} = \frac{X_{sl}}{2\pi \cdot f} \quad (2.42)$$

Rozptylovou indukčnost rotoru jsme schopni přibližně určit ze zvoleného záběrného momentu, pro který platí

$$M_z = m_z \cdot \frac{P_n \cdot p}{2\pi f} \quad (2.43)$$

Rozptylovou indukčnost rotoru prozatím určíme podle vztahu

$$L'_{rl} = \frac{3p}{2M_z} \cdot \left(\frac{U_{1n}}{2\pi f} \right)^2 - L_{sl} \quad (2.44)$$

2.3.2 Určení odporů

Podle rozměrů statorového vinutí si teď určíme velikost jeho elektrického odporu. U statorového vinutí by měl být vliv skin efektu zanedbatelný. To si ověříme vypočtením odpovídajícího koeficientu pro zvětšení odporu K_{rCu} . Jako první si určíme hloubku vniku

$$\delta_{Cu} = \sqrt{\frac{2}{2\pi f \cdot \mu_0 \cdot \sigma_{Cu}}} \quad (2.45)$$

kde $\sigma_{Cu} = 58 \cdot 10^6$ S/m je elektrická vodivost mědi. Dále si určíme poměr výšky vodiče a hloubky vniku

$$\xi = \frac{b_c}{\delta_{Cu}} \quad (2.46)$$

Koeficient zvětšení elektrického odporu vlivem skin efektu lze následně určit z rovnice

$$K_{rCu} = \xi \frac{\sinh 2\xi + \sin 2\xi}{\cosh 2\xi - \cos 2\xi} \quad (2.47)$$

Dále uvažujeme měrný odpor mědi (pro 20 °C) $\rho_{Cu20} = 18 \cdot 10^{-9} \Omega \cdot m$.

Přepočtení měrného odporu mědi pro teplotu 80 °C

$$\rho_{Cu80} = \rho_{Cu20} \cdot \left(1 + \frac{80 - 20}{272}\right) \quad (2.48)$$

Odpor jedné fáze statorového vinutí R_s vypočítáme ze vztahu

$$R_s = K_{rCu} \cdot \rho_{Cu80} \cdot N_1 \cdot 2 \cdot \frac{l_{geo} + l_{fs}}{A_{Cu}} \quad (2.49)$$

Odpor rotoru při jmenovitém skluzu R'_r (přepočtený na stator) můžeme v tomto bodě pouze odhadnout. Jednou z možností je vztažení jeho velikosti k velikosti statorové odporu. Podle doporučení lze zvolit

$$R'_r = 0,7 \cdot R_s \quad (2.50)$$

Další možností je odvození z rovnice zráta, přičemž ztráty v železe P_{Fe} je nutné předběžně odhadnout

$$R'_r = \left(P_n \frac{1 - \eta}{\eta} - 3 \cdot R_s \cdot I_{1nf}^2 - P_{Fe}\right) \cdot \frac{1}{3 \cdot (K_I \cdot I_{1nf})^2} \quad (2.51)$$

Případně podle požadovaného skluzu

$$R'_r = P_n \cdot \frac{s_n}{1 - s_n} \quad (2.52)$$

V následujícím kroku si určíme odpor rotoru zastaveného motoru, tedy pro skluz $s = 1$. Koeficient rozběhového proudu K_{istart} je pro motory s výkonem nad 100 kW udávám $K_{istart} = 0,975$.

U výpočtu odporu rotoru při skluzu $s = 1$ vycházíme ze zvoleného záběrného momentu a proudu.

$$R'_{r,s=1} = 2\pi f \cdot \frac{m_z \cdot P_n}{3 \cdot (K_{\text{istart}} \cdot I_{1\text{nf}})^2} \quad (2.53)$$

Nakonec pro rozptylovou indukčnost rotoru při skluzu $s = 1$ platí vztah

$$L'_{r1,s=1} = \frac{1}{2\pi f} \cdot \sqrt{\left(\frac{U_{1\text{nf}}}{i_z \cdot I_{1\text{nf}}}\right)^2 - (R_s + R_{r,s=1})^2} - L_{\text{sl}} \quad (2.54)$$

2.3.3 Určení rozměrů

Z vypočtených rotorových odporů si určíme koeficient zvětšení odporu K_R .

$$K_r = \frac{R'_{r,s=1}}{R'_r} \quad (2.55)$$

Určíme si hloubku vniku pro materiál tyčí. Pro celou rotorou klec je použita slitina mědi CuCrZr s měrnou vodivostí $\sigma_{\text{CuCrZr}} = 50 \cdot 10^6 \text{ S/m}$.

$$\delta_{\text{CuCrZr}} = \sqrt{\frac{2}{2\pi f \cdot \mu_0 \cdot \sigma_{\text{CuCrZr}}}} \quad (2.56)$$

Abychom dosáhli požadovaného zvětšení rotorového odporu vlivem skin efektu, pak musí mít rotorové drážky výšku h_r

$$h_r = K_r \cdot \delta_{\text{CuCrZr}} \quad (2.57)$$

Vliv skin efektu na rozptylovou indukčnost rotoru reprezentuje koeficient K_X

$$K_x = \frac{3 \cdot \delta_{\text{CuCrZr}}}{2h_r} \quad (2.58)$$

V dalším kroku je nutné zvolit výšku a šířku můstku rotorových drážek. Z mechanických důvodů jsme zvolili výšku $h_{\text{or}} = 2,5 \text{ mm}$ a tomu odpovídající šířku $b_{\text{or}} = 2,5 \text{ mm}$. Tyto hodnoty jsme zvolili s ohledem na vysoké otáčky navrhovaného motoru.

Doposud jsme neurčili počet rotorových drážek. Vzhledem ke zvolenému počtu drážek statoru $Q_s = 36$ volíme počet rotorových drážek $Q_r = 30$. Pravidla pro volbu počtu drážek jsou uvedena v první kapitole.

Dále si určíme nejmenší pólovou rozteč rotorových drážek, která leží ve spodní úrovni drážek

$$\tau_{\text{rmin}} = \frac{\pi(D_s - 2g - 2h_r)}{Q_r} \quad (2.59)$$

Volíme maximální velikost magnetické indukce v zubech rotoru $B_{\text{trmax}} = 1,7 \text{ T}$. Tomu odpovídá nejvyšší přípustná šířka rotorové drážky b_{rmax}

$$b_{\text{rmax}} = \tau_{\text{rmin}} - \tau_{\text{rmin}} \cdot \frac{B_g}{B_{\text{trmax}}} \quad (2.60)$$

Nyní musíme zvolit šířku drážky b_r , přičemž bychom se měli vlézt do hodnoty b_{rmax} . Jelikož výšku drážky jsme už určili, musíme její šířku volit s ohledem na následnou velikost proudové hustoty. Příliš nízká proudová hustota by znamenala zmenšení výsledného rotorového odporu. Při jeho poklesu nám bohužel výrazně klesá záběrný moment stroje, roste rozběhový proud a zároveň klesá hodnota jmenovitého skluzu.

Vzhledem k výše uvedenému faktu bude konečná hodnota magnetické indukce v zubech rotoru poměrně malá. Pro její velikost platí

$$B_{tr} = \frac{\tau_r \cdot B_g}{\tau_r - b_r} \quad (2.61)$$

Finální průřez rotorové tyče je

$$A_b = h_r \cdot b_r \quad (2.62)$$

Koeficient K_i

$$K_i = 0,8 \cdot \cos \varphi + 0,2 \quad (2.63)$$

Proudovou hustotu rotorových tyčí vypočítáme podle vztahu

$$J_{rot} = \frac{K_i \cdot I_{1n} \cdot K_{bs}}{h_r \cdot b_r} \quad (2.64)$$

K převádění velikosti proudu mezi rotorem a statorem můžeme využít následovného převodu K_{bs}

$$K_{bs} = 2m \cdot \frac{N_1 \cdot K_{w1}}{Q_r} \quad (2.65)$$

Statorový rozběhový proud

$$I_z = i_z \cdot K_{istart} \cdot I_{1nf} \quad (2.66)$$

Rotorový rozběhový proud

$$I_{zr} = I_{1nf} \cdot \frac{I_z}{I_{1nf}} \cdot K_{bs} \quad (2.67)$$

Rozteč rotorové drážky (v horní části drážky)

$$\tau_r = \frac{\pi(D_s - 2g)}{Q_r} \quad (2.68)$$

Užitím Ampérova zákona podél drážky rotoru skrze polouzavřený drážkový můstek vznikne následující rovnice

$$\frac{B_{tr}}{\mu_r \mu_0} \cdot (\tau_r - b_{or} + b_{os} \cdot \mu_r(H_{tr})) = I_{zr} \cdot \sqrt{2} \quad (2.69)$$

Vyřešením této rovnice obdržíme velikost magnetické indukce B_{tr} a odpovídající relativní permeability μ_{rel} tohoto značně přesyceného můstku.

Podle těchto hodnot můžeme nyní určit pomyslnou šířku drážkového otevření b_{ornew} reprezentující přesycení můstku.

$$b_{ornew} = b_{or} + \frac{\tau_r - b_{or}}{\mu_r} \quad (2.70)$$

S těmito hodnotami můžeme ověřit následující nerovnost. Pokud by nám tato nerovnost vyšla neplatná, museli bychom v našem návrhu provést patřičné změny, které by tuto skutečnost napravily.

$$\frac{L_{rl,s=1}}{L_{rl,s=s_n}} \geq \frac{\frac{h_r \cdot K_g}{3b_r} + \frac{h_{or}}{b_{ornew}}}{\frac{h_r}{3b_r} + \frac{h_{or}}{b_{or}}} \quad (2.71)$$

Dále provedeme návrh zkratovacích kruhů rotorové klece. Kruhy mohou být jednak usazeny přímo na konci rotorových plechů nebo mohou být částečně odsazeny. Proudovou hustotu volíme o něco menší oproti rotorovým tyčím $J_{er} = 0,9 \cdot J_{rot}$.

Jmenovitý proud rotorových tyčí I_b určíme z rovnice

$$I_b = K_i \cdot I_{1nf} \cdot K_{bs} \quad (2.72)$$

Jmenovitému proudu kruhů I_{er} poté odpovídá

$$I_{er} = \frac{I_b}{2 \cdot \sin \frac{\pi p}{Q_r}} \quad (2.73)$$

Průřez kruhů A_{er} získáme z vypočítaného proudu a zvolené proudové hustoty

$$A_{er} = \frac{I_{er}}{J_{er}} \quad (2.74)$$

Výšku b_{er} a šířku a_{er} zkratovacích kruhů určíme následovně

$$b_{er} = 1,2 \cdot (h_r + h_{or}) \quad (2.75)$$

$$a_{er} = \frac{A_{er}}{b_{er}} \quad (2.76)$$

Výšku kruhů volíme o něco větší, abychom zbytečně nezvětšovali délku rotoru. Kruhy jsou mírně posunuty směrem s hřídeli. Jejich vnější průměr je roven

$$D_{er} = (D_s - 2g - 2h_{or}) \quad (2.77)$$

Jako poslední nám zbývá určit výšku jha rotoru. Stejně jako v případě statorového jha vycházíme z doporučené hodnoty magnetické indukce $B_{cr} = 1,65$ T.

Výška rotorového železa určíme podle

$$h_{cr} = \frac{\phi}{2 \cdot l_i \cdot B_{cr}} \quad (2.78)$$

Maximální průměr hřídele obdržíme ze vztahu

$$D_{shaftmax} = D_s - 2g - 2 \cdot (h_{or} + h_r + h_{cr}) \quad (2.79)$$

2.4 Magnetizační proud

Magnetizační proud určíme pomocí magnetizačního napětí. K tomu bude potřeba výpočet celého magnetického obvodu. Začneme u magnetického napětí ve vzduchové mezeře. Nejdříve si znovu určíme hodnotu Carterova činitele, jelikož již známe všechny potřebné rozměry.

Určíme si koeficienty γ_1 , γ_2

$$\gamma_1 = \frac{b_s^2}{5g + b_s} \quad (2.80)$$

$$\gamma_2 = \frac{b_{or}^2}{5g + b_{or}} \quad (2.81)$$

Carterovi činitele pro stator K_{c1} a rotor K_{c2}

$$K_{c1} = \frac{\tau_s}{\tau_s - \gamma_1} \quad (2.82)$$

$$K_{c2} = \frac{\tau_r}{\tau_r - \gamma_2} \quad (2.83)$$

A nakonec celkový Carterův činitel

$$K_c = K_{c1} \cdot K_{c2} \quad (2.84)$$

Pomocí zvolené indukce ve vzduchové mezeře $B_g = 0,65$ T určíme výsledné magnetické napětí ve vzduchové mezeře F_{mg}

$$F_{mg} = K_c \cdot g \cdot \frac{B_g}{\mu_0} \quad (2.85)$$

Jako další si určíme magnetická napětí jha statoru a rotoru. K jejich výpočtu uijeme empirické koeficienty pro určení středních délek siločár v železe statoru C_{cs} a rotoru C_{cr}

$$C_{cs} = 0,88 \cdot e^{-0,4 \cdot B_{cs}^2} \quad (2.86)$$

$$C_{cr} = 0,88 \cdot e^{-0,4 \cdot B_{cr}^2} \quad (2.87)$$

Z magnetizační křivky pro stator $B_{cs} = 1,4$ T a rotor $B_{cr} = 1,65$ T odečteme odpovídající hodnoty intenzity magnetického pole $H_{cs}(B_{cs})$ a $H_{cr}(B_{cr})$. Pro magnetická napětí jha statoru F_{mcs} a rotoru F_{mcr} poté platí

$$F_{mcs} = C_{cs} \cdot H_{cs}(B_{cs}) \cdot \frac{\pi(D_{out} - h_{cs})}{2p} \quad (2.88)$$

$$F_{mcr} = C_{cr} \cdot H_{cr}(B_{cr}) \cdot \frac{\pi(D_{shaftmax} + h_{cr})}{2p} \quad (2.89)$$

Následně si určíme magnetické napětí rotorového zubu F_{mtr} . Určili jsme magnetickou indukci rotorových zubů B_{tr} . Podle magnetizační křivky odečteme $H_{tr}(B_{tr})$. Poté platí

$$F_{mtr} = H_{tr} \cdot (h_r + h_{or}) \quad (2.90)$$

Intenzita magnetického pole v zubu statoru je $H_{ts}(B_{ts})$ pro zubovou indukci B_{ts} . Magnetickému napětí v zubu statoru F_{mts} odpovídá

$$F_{mts} = H_{ts} \cdot h_s \quad (2.91)$$

Součtem všech úbytků magnetického napětí podél magnetického obvodu získáme výsledné magnetizační napětí F_{1m}

$$F_{1m} = 2 \cdot (F_{mg} + F_{mts} + F_{mtr} + F_{mcs} + F_{mcr}) \quad (2.92)$$

Dále můžeme určit celkový saturační faktor $1 + K_s$

$$1 + K_s = \frac{F_{1m}}{2F_{mg}} \quad (2.93)$$

Je důležité zkontrolovat saturační faktor zubů $1 + K_s$. Jeho hodnotu jsme na začátku museli odhadnout. Pokud se výsledná hodnota výrazně liší, pak je třeba celý výpočet opakovat.

Nakonec můžeme určit magnetizační proud z rovnice

$$I_\mu = \frac{\pi \cdot p \cdot F_{1m}}{2 \cdot 3 \cdot \sqrt{2} \cdot N_1 \cdot K_{w1}} \quad (2.94)$$

2.5 Náhradní schéma motoru

Odpor statorové vinutí a rozptylovou indukčnost již známe. Odpor a rozptylovou indukčnost rotoru jsme určili podle přibližných vztahů. V této části je dopočítáme přesně.

Začneme určením střední délky zkratovacího kruhu

$$l_{er} = \frac{\pi \cdot (D_{er} - 0,5 \cdot b_{er})}{Q_r} \quad (2.95)$$

Koeficient skin efektu K_R již známe. Stejně tak známe průřez tyčí A_b a zkratovacích kruhů A_{er} . Nyní si tedy vypočteme ekvivalentní odpor rotorových tyčí R_{be} při skluzu $s = 1$ (pod vlivem skin efektu)

$$R_{be,s=1} = \rho_{Cu80} \cdot \left(\frac{l_{geo} \cdot K_R}{A_b} + \frac{l_{er}}{2A_{er} \cdot \sin^2\left(\frac{\pi p}{Q_r}\right)} \right) \quad (2.96)$$

pro jmenovité otáčky jsou koeficienty $K_R = K_X = 1$. Ekvivalentní odpor rotorových tyčí za jmenovitého skluzu tedy určíme jako

$$R_{be,s=s_n} = \rho_{Cu80} \cdot \left(\frac{l_{geo} \cdot 1}{A_b} + \frac{l_{er}}{2A_{er} \cdot \sin^2\left(\frac{\pi p}{Q_r}\right)} \right) \quad (2.97)$$

Ekvivalentní odpor rotoru nyní přepočteme na statorovou stranu. Jako první přepočteme odpor R_r odpovídající stojícímu motoru ($s = 1$)

$$R'_{r,s=1} = 4 \cdot m \cdot R_{be,s=1} \cdot \frac{(N_1 \cdot K_{w1})^2}{Q_r} \quad (2.98)$$

Přepočtený rotorový odpor za jmenovitých otáček vypočteme pomocí poměrného zvětšení ekvivalentních odporů následovně

$$R'_{r,s=s_n} = R'_{r,s=1} \cdot \frac{R_{be,s=s_n}}{R_{be,s=1}} \quad (2.99)$$

Dále si vypočítáme rozptylovou indukčnost rotoru. Pro jeho výpočet budeme potřebovat koeficient λ_r

$$\lambda_r = \frac{h_r}{3b_r} + \frac{h_{or}}{b_{or}} \quad (2.100)$$

Koeficient skin efektu pro rozptylovou indukčnost K_x jsme již určili dříve. Indukčnost jedné rotorové tyče při stojícím motoru $L_{bar,s=1}$ vypočítáme podle tohoto vztahu

$$L_{bar,s=1} = \mu_0 \cdot l_{geo} \cdot \lambda_r \cdot K_x \quad (2.101)$$

Při jmenovitých otáčkách předpokládáme koeficienty $K_R = K_X = 1$, neboli se nebude skin efekt projevovat. Pak indukčnost rotorové tyče za jmenovitého skluzu $L_{bar,s=s_n}$ se rovná

$$L_{bar,s=s_n} = \mu_0 \cdot l_{geo} \cdot \lambda_r \quad (2.102)$$

Koeficient pro výpočet rozptylové indukčnosti zkratovacích kruhů λ_{er} určíme podle

$$\lambda_{er} = \frac{2 \cdot 3 \cdot (D_{er} - b_{er})}{4 \cdot Q_r \cdot l_{geo} \cdot \sin^2\left(\frac{\pi p}{Q_r}\right)} \cdot \log\left(4,7 \cdot \frac{D_{er} - b_{er}}{a_{er} + 2b_{er}}\right) \quad (2.103)$$

U zkratovacích kruhů vliv skin efekt neuvážujeme. Indukčnost jednoho zkratovacího kruhu je rovna

$$L_{er} = \mu_0 \cdot l_{er} \cdot \lambda_{er} \quad (2.104)$$

Ekvivalentní rotorová rozptylová indukčnost $L_{be,s=1}$ při stojícím motoru

$$L_{be,s=1} = L_{bar,s=1} + 2L_{er} \quad (2.105)$$

Ekvivalentní rotorová rozptylová indukčnost $L_{be,s=s_n}$ při jmenovitém skluzu

$$L_{be,s=s_n} = L_{bar,s=s_n} + 2L_{er} \quad (2.106)$$

Nyní ekvivalentní rozptylové indukčnosti vynásobíme úhlovou frekvencí a převedeme je na statorovou stranu. Touto operací obdržíme rozptylovou reaktanci rotoru přepočtenou na stator.

Za prvé pro zastavený motor

$$X'_{rl,s=1} = 4 \cdot m \cdot 2\pi f \cdot L_{be,s=1} \cdot \frac{(N_1 \cdot K_{w1})^2}{Q_r} \quad (2.107)$$

za druhé pro motor ve jmenovitých otáčkách

$$X'_{rl,s=s_n} = 4 \cdot m \cdot 2\pi f \cdot L_{be,s=s_n} \cdot \frac{(N_1 \cdot K_{w1})^2}{Q_r} \quad (2.108)$$

Jako poslední si určíme magnetizační reaktanci. Pro její výpočet budeme potřebovat koeficient K_{skew}

$$K_{skew} = \frac{\sin \frac{\pi}{2} \frac{\tau_s}{\tau}}{\frac{\pi}{2} \frac{\tau_s}{\tau}} \quad (2.109)$$

Magnetizační reaktance je následně dána vztahem

$$X_m = K_{skew} \cdot \left(\sqrt{\left(\frac{U_{1f}}{I_\mu} \right)^2 - R_s^2} - X_{sl} \right) \quad (2.110)$$

2.6 Ztráty a účinnost motoru

V této části nás čeká výpočet jednotlivých ztrát a výsledné účinnosti. Dále bude pokračovat výpočet pracovních parametrů motoru. Na základě těchto parametrů budeme moci rozhodnout, zda je výpočet třeba opakovat. K doladění těchto hodnot je třeba provedení několika iteračních výpočtů.

Jako první si určíme Joulovy ztráty ve statoru P_{j1} . Jejich velikost určíme snadno podle vztahu

$$P_{j1} = 3 \cdot R_s \cdot I_{1nf}^2 \quad (2.111)$$

Joulovy ztráty v rotoru P_{j2} určíme obdobným způsobem jako

$$P_{j2} = 3 \cdot R'_{r,s=s_n} \cdot (K_i \cdot I_{1nf})^2 \quad (2.112)$$

Dále si určíme ztráty v železe P_{Fe} . Výpočet bude vycházet z běžných vztahů udávaných výrobcí plechů. V rámci výpočtu využíváme koeficientu opracování $K_t = 1,7$, hustotu železa $\gamma_{iron} = 7800 \text{ kg/m}^3$ a činitele plnění železa $k_{pFe} = 0,95$.

Hmotnost železa statorových zubů se vypočítá jako

$$m_{t1} = \gamma_{iron} \cdot \left(\frac{\pi}{4} ((D_{out} - h_{cs})^2 - D_s^2) - Q_s \cdot h_s \cdot b_s \right) \cdot l_i \cdot k_{pFe} \quad (2.113)$$

Vzhledem k tomu, že máme v zubech a jhu statoru rozdílné hodnoty magnetické indukce, musíme ztráty v zubech a ve jhu řešit zvlášť. Podle hmotnosti zubů určíme odpovídající ztráty

$$p_{t1} = K_t \cdot p \cdot \left(\frac{f}{50} \right)^{1,3} \cdot B_{ts}^{1,7} \cdot m_{t1} \quad (2.114)$$

Hmotnost statorového jha

$$m_{y1} = \gamma_{iron} \cdot \frac{\pi}{4} \cdot ((D_{out})^2 - (D_s + h_{cs})^2) \cdot l \cdot k_{pFe} \quad (2.115)$$

Z toho určíme ztráty ve jhu statoru

$$p_{y1} = K_t \cdot p \cdot \left(\frac{f}{50}\right)^{1,3} \cdot B_{cs}^{1,7} \cdot m_{t1} \quad (2.116)$$

Sečtením ztrát p_{t1} a p_{y1} dostaneme výsledné ztráty v železe, ztráty v železe rotoru můžeme zanedbat

$$P_{Fe} = p_{t1} + p_{y1} \quad (2.117)$$

Výsledná účinnost motoru vychází

$$\eta = \frac{P_n}{P_n + P_{j1} + P_{j2} + P_{Fe}} \quad (2.118)$$

Jmenovitý skluz můžeme určit z následujících rovnic

$$s_n = \frac{P_{j2}}{P_n + P_{j2}} \quad (2.119)$$

nebo

$$s_n = \frac{R'_{r,s=s_n} \cdot K_i \cdot I_{1nf}}{K_E \cdot U_{1n}} \quad (2.120)$$

Jmenovitý moment M_n

$$M_n = \frac{p \cdot P_n}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot (1 - s_n)} \quad (2.121)$$

Rozběhový proud I_z

$$I_z = U_{1nf} \cdot \frac{1}{\sqrt{(R_s + R'_{r,s=1})^2 + (X_{sl} + X'_{rl,s=1})^2}} \quad (2.122)$$

Záběrný moment M_z

$$M_z = \frac{p \cdot 3 \cdot R'_{r,s=1} \cdot I_z^2}{2 \cdot \pi \cdot f} \quad (2.123)$$

Moment zvratu M_{zv}

$$M_{zv} = \frac{3 \cdot p \cdot U_{1nf}^2}{4 \cdot \pi \cdot f \cdot (R_s + \sqrt{R_s^2 + (X_{sl} + X'_{rl})^2})} \quad (2.124)$$

Jako poslední vypočteme poměrné hodnoty momentů a proudu, které by se měly shodovat s hodnotami, které jsme si v průběhu návrhu zvolili.

Poměrný záběrný moment

$$m_z = M_z/M_n \quad (2.125)$$

Poměrný rozběhový proud

$$i_z = I_z/I_{1nf} \quad (2.126)$$

Poměrný moment zvratu

$$m_{zv} = M_{zv}/M_n \quad (2.127)$$

2.7 Komentář k uvedeným výpočtům

Analytický návrh motoru podle uvedených vztahů byl proveden v prostředí Matlab. Hodnoty, které musí být v rámci výpočtu zvoleny, byly pro přehlednost přesunuty na začátek výpočetního skriptu. Hlavní část skriptu tvořila jednoduchá posloupnost algebraických rovnic. Na konci skriptu byl pak proveden export hlavních parametrů do prostředí MS Excel.

V rámci návrhu bylo oproti uvedeným vztahům provedeno několik zásadních změn. Důležitou změnou bylo použití iterativního výpočtu, kvůli správnému určení volených hodnot m_z , i_z a m_{zv} . Výpočetní část skriptu pracuje v uzavřené smyčce. V rámci této smyčky jsou tyto hodnoty metodou půlení intervalů postupně upravovány. V prvním průchodu smyčky jsou pro výpočet použity zadané hodnoty. Pro další průchody smyčkou jsou hodnoty m_z , i_z a m_{zv} určeny jako střední hodnota mezi počáteční a vypočtenou hodnotou předešlého průchodu smyčky. Vzhledem k chování daného výpočtu tyto hodnoty rychle konvergují. Další nadřazená smyčka byla použita pro možnost parametrizace výpočtu. Jedná se o jednoduchý cyklus s pevným počtem opakování. Zvolená veličina se postupně upravuje pomocí řídicí proměnné použitého cyklu `for`.

Návrh vysokootáčkového stroje je z mechanických důvodů omezen maximálním průměrem rotoru. Z toho důvodu bylo upuštěno od výpočtu vnitřního průměru statoru rovnicí 2.5. Namísto toho byla statoru přidělena jedna konkrétní hodnota s ohledem na mechanické namáhání. Hodnota ideální délky statorového svazku (rovnice 2.6) byla nahrazena parametrizací. Kvůli parametrizaci délky statoru musela být dále vynechána rovnice 2.15. Jako hlavní řídicí veličiny výpočtu byly použity: počet vodičů na drážku N_{1s} , proudové hustoty statorového vinutí a rotorových tyčí J_{Cu} a J_{rot} , konstanta pro určení poměru šířky drážky a drážkové rozteče a výška rotorových tyčí h_r . Všechny ostatní hodnoty byly podřízeny uvedenému výpočtu, případně jejich hodnota zůstala ve všech případech stejná (např. počet drážek).

Analytický výpočet slouží především k základnímu rozvržení motoru. Vzhledem ke komplexnosti elektromagnetického návrhu asynchronního stroje je nutné u takového návrhu nutné předpokládat jistou nepřesnost. Dalším krokem návrhu motoru je použití dedikovaného výpočetního softwaru. Výpočty analytického návrhu byly použity k vytvoření přesnějšího modelu v prostředí Ansys RMXprt. Posledním krokem je vytvoření modelu v prostředí Ansys Maxwell.

3 Výsledný elektromagnetický návrh motoru

Vzhledem ke komplexitě asynchronního motoru existuje velké množství řešení splňujících výchozí požadavky. Návrh lze dále přizpůsobit z hlediska řady dalších parametrů. Jelikož nebyly požadavky uvedeného návrhu blíže specifikovány, budou zde uvedeny tři varianty s rozdílnými provozními vlastnostmi. Pro snadnější srovnání mají tyto tři varianty většinu základních parametrů totožných. Diskuze jednotlivých hodnot bude uvedena v následující části.

3.1 Tři výsledné návrhy

V průběhu navrhování motoru bylo nutné přesně zvolit řadu rozhodujících parametrů. Jejich značná část byla určena na základě doporučených hodnot. Zbývající parametry byly dopočítány pomocí vztahů uvedených v druhé kapitole. Jedním z rozhodujících parametrů, které bylo nutné zvolit, je počet závitů jedné fáze (přesněji spíše počet vodičů na drážku). Jako výchozí hodnoty pro rozdělení jednotlivých návrhů jsou zvoleny tři navazující hodnoty počtu vodičů na drážku N_{1s} . Jednotlivé varianty jsou tedy definovány počtem vodičů na drážku $N_{1s} = 12, 14$ a 16 .

Popis	Veličina	Hodnota
Jmenovitý výkon	P_n [MW]	3
Požadované otáčky	n [min^{-1}]	15000
Napájecí napětí	$U_{1n\Delta}$ [kV]	7
Frekvence zdroje	f [Hz]	250
Počet fází	m [-]	3
Počet pólů	$2p$ [-]	2
Průměr rotoru	D_r [mm]	216
Průměr hřídele	D_{shaft} [mm]	85
Délka vzduchové mezery	g [mm]	2
Magnetická indukce vzduchové mezery	B_g [T]	0,65
Počet drážek statoru	Q_s [-]	36
Počet drážek rotoru	Q_r [-]	30
Činitel rozlohy	k_q [-]	0,9561
Činitel zkrácení kroku	k_y [-]	0,9659
Činitel vinutí	k_{w1} [-]	0,9236

Tab. 3.1: Výchozí hodnoty společné pro jednotlivé návrhy

Zadanými hodnotami jsou výkon 3 MW při 15000 ot/min a hodnota napájecího napětí 7 kV. V rámci návrhu bylo zvoleno 36 statorových drážek, 30 rotorových drážek. S přihlédnutím k mechanickému namáhání byl zvolen vnitřní průměr statoru 220 mm a délka vzduchové mezery 2 mm. Na statoru jsou použity otevřené drážky obdélníkové tvaru. Ve statorových drážkách je umístěno dvouvrstvé vinutí se zkráceným krokem cívek 5/6. U vinutí není použito paralelního spojení vodičů. Jednotlivé vrstvy elektrické izolace jsou orientačně zvoleny podle hodnot uvedených ve [?]. Na statoru i rotoru bylo počítáno s plechy M250-35A [31]. Interpolací uvedených ztrát byly pro dané plechy určeny koeficienty $k_v = 0,593$ a $k_h = 123,2$. Hřídel je uvažována magnetická a její průměr byl stanoven na 85 mm. Výchozí hodnoty společné pro všechny tři návrhy jsou uvedeny v tabulce 3.1.

U jednotlivých návrhů je uvažováno stejné sycení. Přesněji indukce statorového jha a indukce vzduchové mezery jsou stejné, sycení ostatních částí motoru se mírně liší. Pro lepší srovnání jsou jednotlivé návrhy motoru navrženy na přibližně stejnou hodnotu jmenovitého skluzu. Dále jsou souhrnně uvažovány ventilační a mechanické ztráty o velikost 30 kW. Vzhledem k totožnému sycení se délka motoru u jednotlivých variant liší. Proudová hustota vinutí statoru i rotorových tyčí jsou u každého návrhu zvoleny rozdílně. Rozměry drážek jsou navrženy s ohledem na sycení zubů, velikost rozptylových reaktancí, počet závitů na drážku a průřez vodičů.

Z přehledového hlediska je nejzajímavější tabulka číslo 3.2. Jsou v ní uvedeny základní parametry jednotlivých návrhů. První návrh motoru s dvanácti vodiči na drážku vychází nejdelsí, což je dáno jeho větším magnetickým tokem. Vzhledem ke své délce má největší moment zvratu, záběrný moment a záběrný proud. Přestože je jeho délka statoru z uvedených návrhů největší, vykazuje tento motor nejmenší Joulovy ztráty statorového vinutí. Je tedy vidět, že počet vodičů má na výslednou délku vinutí podstatně větší vliv. Na druhou stranu má tento motor vzhledem k jeho celkovému objemu největší ztráty v železe. Důsledkem tohoto rozložení jednotlivých ztrát mají pak jednotlivé motory stejnou výslednou účinnost. To ovšem neplatí pro hodnoty výsledného účinníku. Ten je nejvyšší u prvního návrhu a dále pak klesá z důvodu rostoucích rozptylových reaktancí. Z důvodu rostoucího rozptylu u návrhů s větším počtem vodičů a menší délky motoru roste proud statorového vinutí i rotorové klece. Tím pádem je nutné adekvátně zvětšit průřez vodičů a rotorových tyčí.

V tabulce číslo 3.3 jsou uvedeny jednotlivé rozměry statoru a rotoru. Jak již bylo uvedeno, délka motoru s nejmenším počtem vodičů vychází nejdelsí. Zbylé rozměry jsou naopak menší. Výška drážek je v jeho případě výrazně nižší, tomu pak odpovídá i nižší vnější průměr statoru. Průřez rotorových tyčí se s rostoucím počtem závitů také výrazně zvětšuje. V důsledku toho roste sycení zubů.

V tabulce 3.4 jsou uvedeny hodnoty náhradního zapojení asynchronního motoru.

Popis	Veličina	Návrh 1	Návrh 2	Návrh 3
Počet vodičů na drážku	N_{1s} [-]	12	14	16
Počet závitů	N_1 [-]	72	84	96
Délka statoru	l_{geo} [mm]	665	561	476
Vnější průměr statoru	D_{out} [mm]	455	475	500
Celková účinnost	η [%]	97,52	97,55	97,54
Celkový účinník	$\cos \varphi$ [-]	0,926	0,906	0,874
Joulový ztráty statoru	P_{j1} [kW]	12,9	13,96	15,34
Joulový ztráty rotoru	P_{j2} [kW]	15,73	15,43	15,38
Ztráty v železe	P_{Fe} [kW]	15,26	14,9	14,71
Jmenovitý moment	M_n [Nm]	1918,7	1919,6	1918,7
Jmenovitý proud	I_{n1f} [A]	157,8	161,5	167,3
Magnetizační proud	I_μ [A]	21,06	18,88	18,08
Záběrný moment	m_z [-]	0,57	0,35	0,22
Záběrný proud	i_z [-]	5,58	4,29	3,34
Moment zvratu	m_{zv} [-]	2,36	1,85	1,51
Jmenovitý skluz	s_n [%]	0,517	0,506	0,505
Skluz zvratu	s_{zv} [%]	2,6	2,0	1,4
Proudová hustota vinutí	J_{Cu} [A/mm ²]	6,31	6,1	5,99
Proudová hustota tyčí	J_{rot} [A/mm ²]	13,49	12,36	11,82
Proudová hustota kruhů	J_{er} [A/mm ²]	12,99	12,94	12,62
1. kritické otáčky	f_{kr1} [Hz]	141	143	148
2. kritické otáčky	f_{kr2} [Hz]	384	395	423

Tab. 3.2: Srovnání základních hodnot jednotlivých návrhů

Největší rozdíl je mezi hodnotami rozptylových reaktancí. Ty jsou jednak úměrné druhé mocnině počtu závitů, ale jejich hodnota dále roste z důvodu nárůstu rozptylových koeficientů. Při volbě většího počtu závitů je potřeba zvětšit drážky, což způsobuje zvětšení rozptylových koeficientů drážek.

Rozměry statoru	Veličina	Návrh 1	Návrh 2	Návrh 3
Délka statoru	l_{geo} [mm]	665	561	476
Vnější průměr statoru	D_{out} [mm]	455	475	500
Vnitřní průměr statoru	D_{s} [mm]	220	220	220
Výška drážky	h_{s} [mm]	62	71	81
Šířka drážky	b_{s} [mm]	11,5	11,7	11,9
Výška vodiče	b_{c} [mm]	3,6	3,7	3,8
Šířka vodiče	a_{c} [mm]	7,1	7,3	7,5
Průřez vodiče	A_{Cu} [mm ²]	25,56	27,01	28,5
Činitel plnění mědi	k_{pCu} [-]	0,46	0,48	0,49
Délka čel vinutí	l_{fs} [mm]	547	577	607
Rozměry rotoru				
Délka rotoru	l_{geor} [mm]	673	569	484
Průměr rotoru	D_{r} [mm]	216	216	216
Výška drážky	h_{r} [mm]	20,5	23,5	26
Šířka drážky	b_{r} [mm]	8	9	10
Výšky drážkového můstku	h_{or} [mm]	2,5	2,5	2,5
Šířka otevření drážky	b_{or} [mm]	2,5	2,5	2,5
Výšky zkratovacích kruhů	h_{er} [mm]	30	30	35
Šířka zkratovacích kruhů	b_{er} [mm]	25	30	32
Průřez tyčí	A_{rot} [mm ²]	144	189	235
Průřez kruhů	A_{er} [mm ²]	750	900	1120
Další hodnoty				
Carterův činitel statoru	k_{c1} [-]	1,473	1,49	1,508
Carterův činitel rotoru	k_{c2} [-]	1,023	1,023	1,023
Carterův činitel	k_{c} [-]	1,506	1,524	1,542
Indukce vzduchové mezery	B_{g} [T]	0,6514	0,6527	0,6497
Indukce jha statoru	B_{cs} [T]	1,3977	1,3743	1,3659
Indukce statorových zubů	B_{ts} [T]	1,105	1,08	1,046
Indukce rotorového jha	B_{cr} [T]	1,007	1,062	1,121
Indukce rotorových zubů	B_{tr} [T]	1,339	1,521	1,739
Celkový saturační faktor	$1 + k_{\text{s}}$ [-]	1,087	1,115	1,19

Tab. 3.3: Navržené rozměry statoru, rozměry rotoru a některé další hodnoty

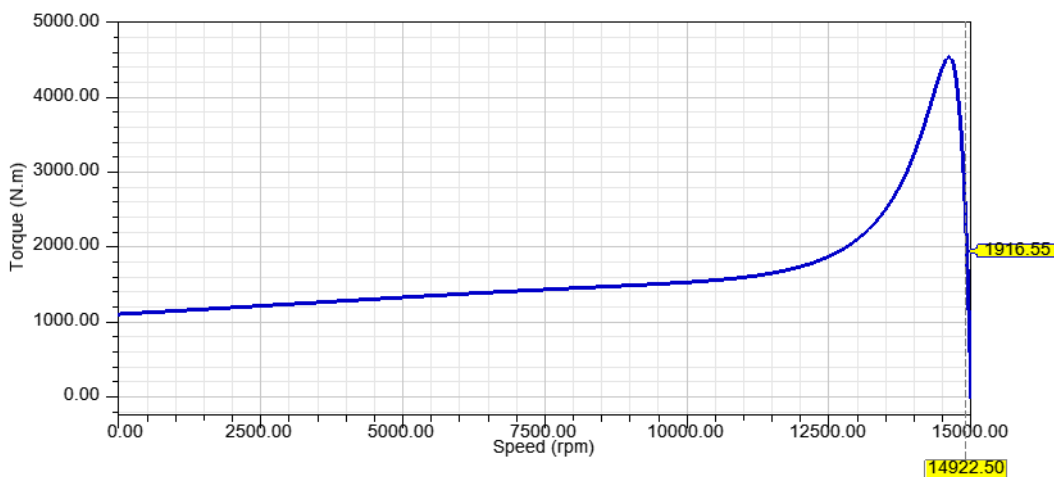
Popis	Veličina	Návrh 1	Návrh 2	Návrh 3
Odpor statoru	R_s [Ω]	0,1732	0,1784	0,1827
Přepočtený odpor rotoru	$R'_{r,s=s_n}$ [Ω]	0,2237	0,2089	0,1939
Přepočtený odpor rotoru	$R'_{r,s=1}$ [Ω]	0,7554	0,7411	0,7071
Rozptylová reaktance statoru	X_{sl} [Ω]	5,725	7,559	9,668
Rozptylová reaktance rotoru	$X'_{rl,s=s_n}$ [Ω]	5,689	6,447	6,986
Rozptylová reaktance rotoru	$X'_{rl,s=s_1}$ [Ω]	2,361	2,682	2,999
Magnetizační reaktance	X_m [Ω]	317,4	346,7	350,8
Odpor ztrát v železe	R_{Fe} [$k\Omega$]	2,928	2,876	2,732

Tab. 3.4: Hodnoty náhradního zapojení asynchronního motoru

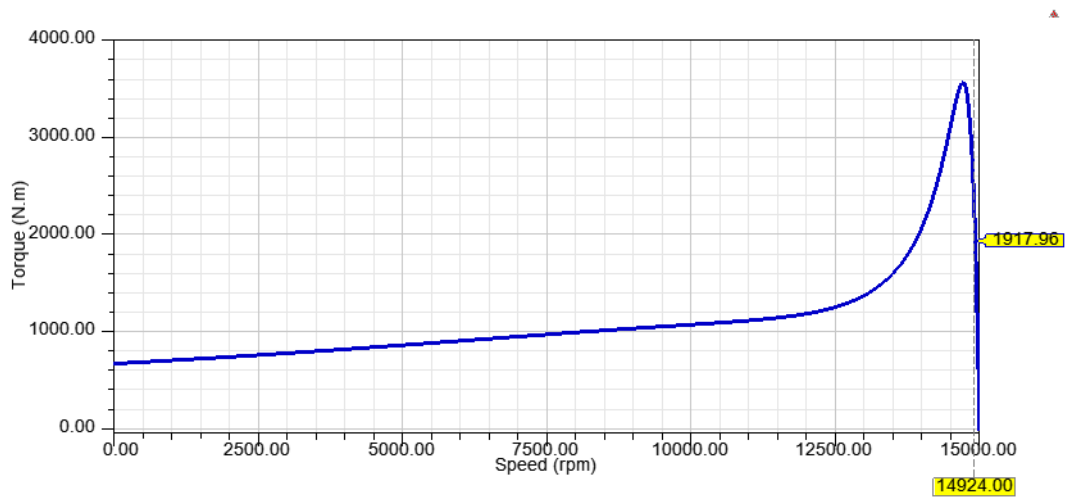
3.2 Momentová charakteristika

Momentové charakteristiky navržených variant motoru jsou na obrázcích 3.1, 3.2 a 3.3. U všech variant je velmi výrazná oblast momentu zvratu, což je zapříčiněno velmi malým odporem rotoru. Z důvodu co nejmenších rotorových ztrát musí být skluz motoru malý. Zvolená hodnota jmenovitého skluzu 0,5 % odpovídá nejmenší obecně používané hodnotě. Kvůli kombinaci vysokého napájecího napětí a vysokým otáčkám má navržený motor velký poměr výkonu a objemu. To klade vysoké nároky na jeho chlazení. V případě asynchronního motoru jsou tyto nároky obzvláště velké pro odvod tepla z rotoru, jehož ztráty jsou přímo dány velikostí jmenovitého skluzu. Vysoká frekvence napájecího napětí v našem případě napomáhá ve zmenšení záběrného proudu, ale zároveň způsobuje zmenšení záběrného momentu.

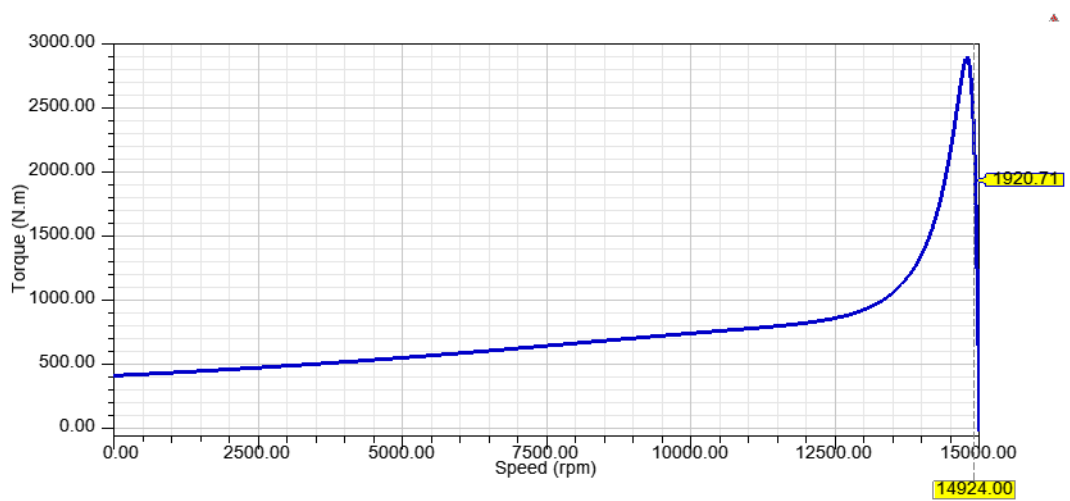
Příliš vysoká strmost momentové křivky v okolí jmenovitých otáček a momentu zvratu zhoršuje možnosti optimálního řízení motoru. Příliš vysoký moment zvratu pak dává prostor k výraznému zvětšení výkonu motoru za současného zvětšení skluzu, při kterém by ztráty v rotoru nebezpečně narostly. Další nevýhodou tvaru výsledných momentových charakteristik je vysoká závislost jmenovitého skluzu na změně velikosti rotorového odporu. Velikost rotorového odporu bude u skutečného motoru zcela určitě rozdílná. Jednak vlivem technologických postupů použitých při jeho výrobě, ale také rezistivity materiálu klece v závislosti na teplotě.



Obr. 3.1: Momentová charakteristika navrženého motoru č. 1



Obr. 3.2: Momentová charakteristika navrženého motoru č. 2

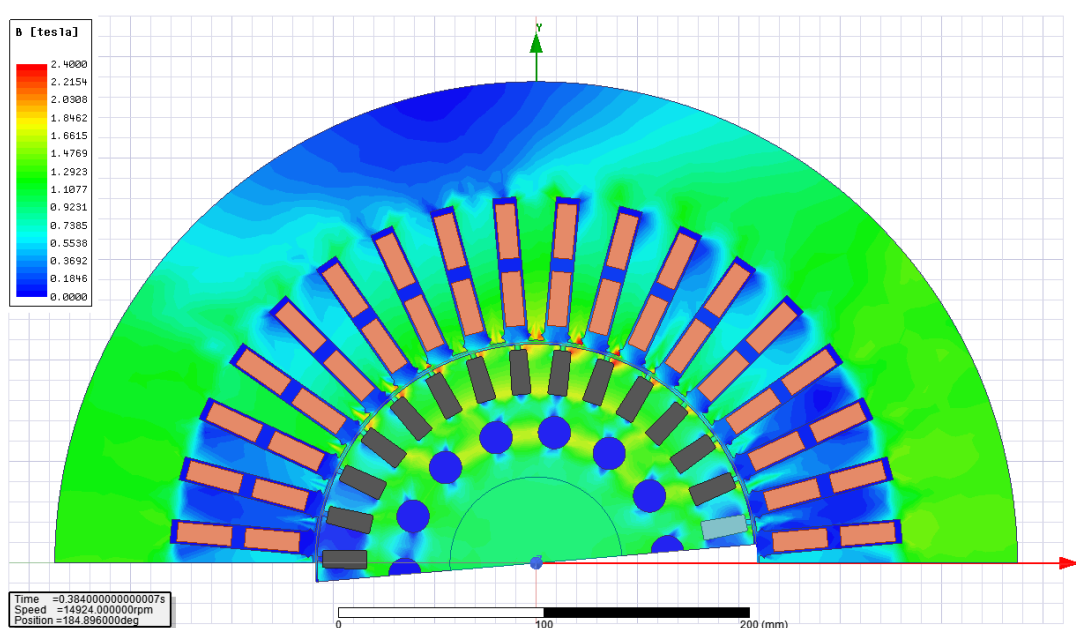


Obr. 3.3: Momentová charakteristika navrženého motoru č. 3

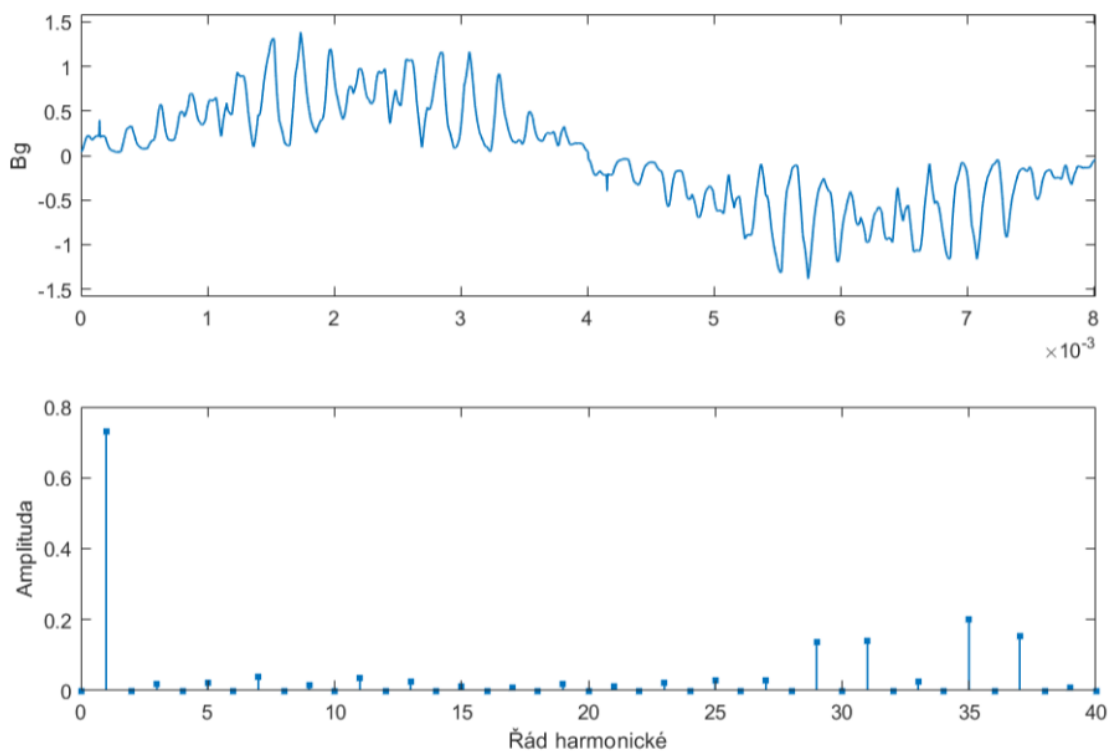
3.3 Výpočet magnetického pole

Na obrázku 3.4 je zobrazeno rozložení magnetické v motoru. K jeho určení byla použita 2D přechodná analýza, vzhledem k otáčejícímu se rotoru. Obrázek pak odpovídá ustálenému stavu. V blízkosti vzduchové mezery je vidět částečně přesycování satorových i rotorových zubů. K tomuto lokálnímu přesycování dochází především existencí rozptylových toků skrze můstky rotorových polouzavřených drážek.

Detailnější průběh magnetické indukce podél vzduchové mezery spolu s jeho amplitudovým spektrem je na obrázku 3.5. V průběhu je vidět velmi výrazné zvlnění způsobené drážkováním. V amplitudovém spektru jsou dle očekávání vyšší harmonické způsobené drážkováním.



Obr. 3.4: Rozložení magnetické indukce v motoru



Obr. 3.5: Průběh magnetické indukce podél vzduchové mezery a jeho amplitudové spektrum

4 Doplnující mechanické výpočty

V případě vysokootáčkového motoru je obzvláště důležité již v průběhu elektromagnetického návrhu kontrolovat mechanickou namáhání. Hřídel motoru musí být dostatečně silná, aby dokázala bezpečně přenést požadovaný výkon motoru. Zároveň je důležité zkontrolovat průhyb hřídele, vzhledem k velmi malé délce vzduchové mezery. Dále je nutné ověřit mechanické namáhání rotorových plechů, rotorových tyčí a zkratovacích kruhů způsobené velkými dostředivými silami. V neposlední řadě je nutné určit hodnoty kritických otáček. Návrh ložisek v této práci proveden není.

4.1 Mechanická pevnost

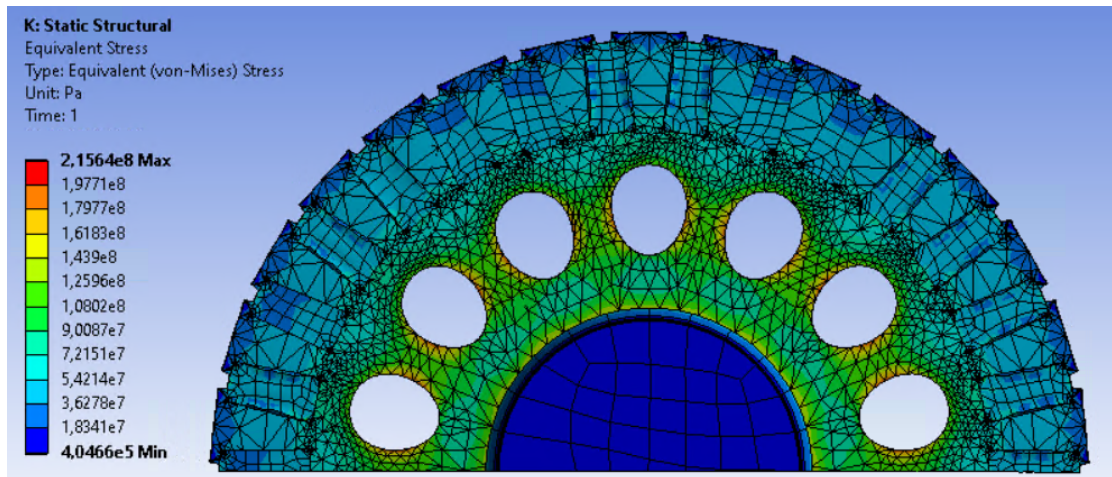
Výpočet minimálního průřezu hřídele byl proveden vzhledem k maximálnímu dovolenému napětí v krutu. Jako referenční hodnota dovoleného napětí v krutu byla zvolena poměrně nízká hodnota $\tau_{Dk} = 65$ MPa. Je uvažována běžně hodnota koeficientu bezpečnosti 1,5. Pro výsledek je pak použit nejvyšší možný moment motory, tedy moment zvratu M_{zv} . Minimální průměr hřídele byl následně určen ze vztahu

$$d_{min} = \sqrt[3]{\frac{16 \cdot M_{zv}}{\pi \cdot \tau_{Dk}}} \quad (4.1)$$

Výsledná hodnota průměru hřídele je vzhledem k výchozím hodnotám poměrně nadimenzována. To ovšem z řady důvodů nevádí. U výpočtu se vychází z podmínky jednorozměrné napjatosti, přičemž v případě rotoru se jedná na vícerozměrné namáhání. Mimo namáhání kroučícím momentem motoru je zde také namáhání vlastní vahou rotoru, to je však u tohoto návrhu výrazně menší. V případě návrhu průměru hřídele je tedy další prostor k jeho úpravám, je však třeba dávat pozor na ovlivnění výsledných kritických otáček.

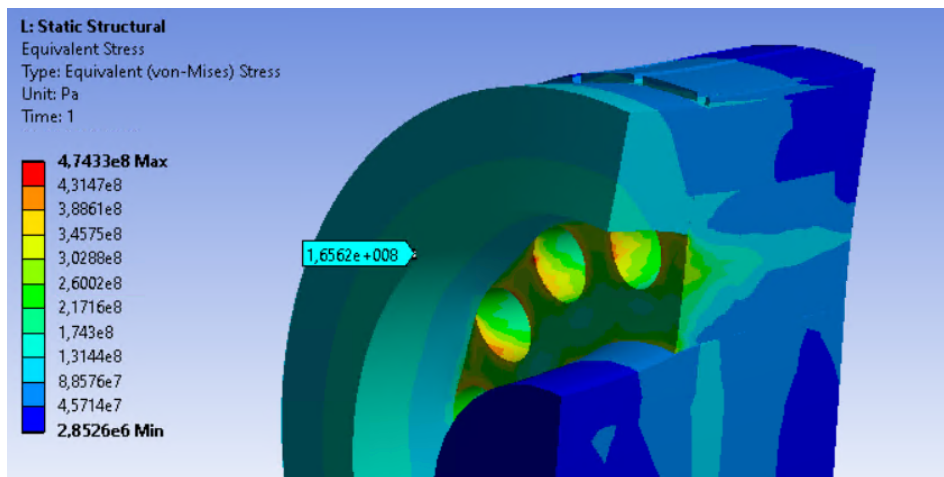
Na obrázku 4.2 je možné vidět rozložení namáhání rotorových plechů dostředivými silami. Jedná se o návrh číslo 3, který má největší průřez tyčí a v jeho případě se tedy projevuje toto namáhání nejvíce. Uvažované plechy mají maximální dovolenou hodnotu napětí v tahu 455 MPa. Z obrázku je patrné, že nejvíce namáhaným místem je prostor axiálních chladicích kanálů. S uvažováním bezpečnostního koeficient 1,5 je možné očekávat další úpravy rotorových plechů. Zejména podrobnější rozvržení axiálních chladicích kanálů je na místě.

Na obrázku 4.1 je zobrazen detail namáhání zkratovacích kruhů. Na základě obdobného výpočtu bylo zvoleno použití slitiny CuCrZr. Její maximální dovolené napětí v tahu je 330 MPa. S uvažováním bezpečnostního činitele 1,5 by nemělo vypočtené namáhání kruhů překročit hodnotu 200 MPa. V případě rotorových tyčí,



Obr. 4.1: Namáhání rotorových plechů, návrh motoru č. 3

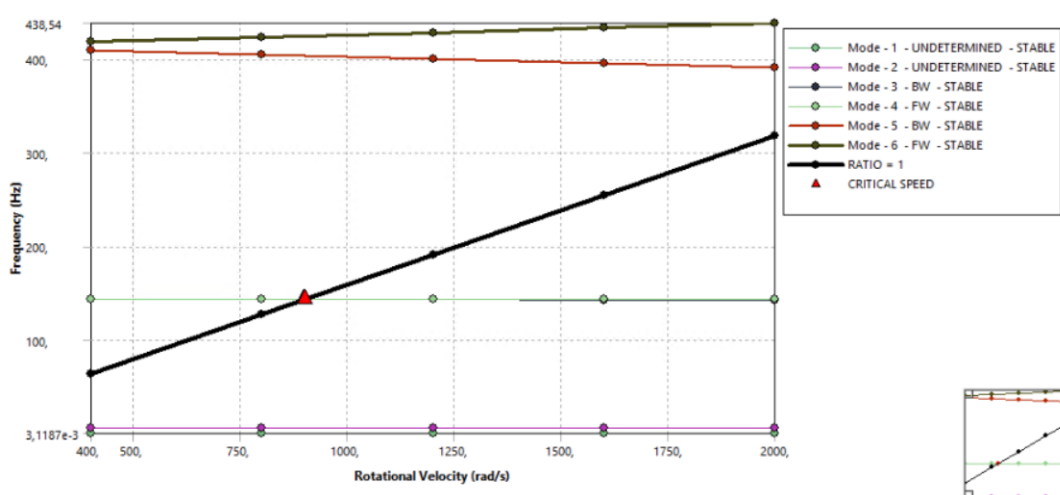
kteřou jsou zajištěny jejich umístěním v drážkách je namáhání znatelně nižší. Vzhledem k použití radiálních chladicích kanálů není mechanická pevnost čisté mědi dostatečně velká, z toho důvodu je slitina CuCrZr použita i u rotorových tyčí. Na obrázku je dále možné vidět značné namáhání plechů v oblasti axiálních chladicích kanálů. V porovnání s předchozím obrázkem 4.2 je výsledné napětí více než dvojnásobné. Toto zvětšení je způsobeno dodatečným zatížením od zkratovacích kruhů. V rámci dalšího návrhu je tedy potřeba dodatečně zajistit kruhy ocelovou nebo titanovou objímkou.



Obr. 4.2: Namáhání zkratovacích kruhů, návrh motoru č. 3

4.2 Kritické otáčky

Kritické otáčky stroje je nutné určit u všech vysokootáčkových strojů, jejichž poměr délky a průměru rotoru dosahuje větších hodnot. Základní podmínkou je fakt, že daný stroj nesmí být provozován v blízkosti jeho kritických otáček. Standardně se motory provozují v podkritickém stavu, kdy jejich kritické otáčky leží (s dostatečnou rezervou) nad jeho otáčkami jmenovitými. V případech, kdy je motor provozován pouze ve jmenovitých otáčkách, je možné uvažovat provoz v nadkritickém stavu. To znamená, že kritické otáčky mohou ležet pod otáčkami jmenovitými, musí však být splněno několik pravidel. Při rozběhu motoru musí být kritické otáčky rychle překročeny. Dále by kritické otáčky neměly ležet v blízkosti jmenovitých otáček. Konkrétně se udává, že by kritické otáčky neměly dosahovat více jak 70 % jmenovitých otáček.



Obr. 4.3: Campbellův diagram k určení kritických otáček motoru, návrh č. 2

Mode	Whirl Direction	Mode Stability	Critical Speed	400, rad/s	800, rad/s	1200, rad/s	1600, rad/s	2000, rad/s
1,	UNDETERMINED	STABLE	0, rad/s	3,1187e-003 Hz	3,1187e-003 Hz	3,1187e-003 Hz	3,1187e-003 Hz	3,1187e-003 Hz
2,	UNDETERMINED	STABLE	0, rad/s	5,4313 Hz	5,4313 Hz	5,4313 Hz	5,4313 Hz	5,4313 Hz
3,	BW	STABLE	898,44 rad/s	143,1 Hz	143,01 Hz	142,92 Hz	142,83 Hz	142,74 Hz
4,	FW	STABLE	901,12 rad/s	143,3 Hz	143,39 Hz	143,49 Hz	143,58 Hz	143,67 Hz
5,	BW	STABLE	0, rad/s	409,55 Hz	404,91 Hz	400,32 Hz	395,79 Hz	391,31 Hz
6,	FW	STABLE	0, rad/s	419, Hz	423,81 Hz	428,66 Hz	433,57 Hz	438,54 Hz

Obr. 4.4: Vypočtené hodnoty pro sestavení výše uvedeného Campbellova diagramu

Výpočet kritických otáček byl proveden pomocí modální analýzy v prostředí Ansys Workbench. Pro výpočet byl použit kompletní 3D model hřídele s plechy a klecí nakrátko. Byly nastaveny příslušné materiálové vlastnosti jednotlivých částí.

Výpočetní síť byla vhodně zjemněna v prostoru hřídele, která je pro výpočet kritických otáček rozhodující. Ukotvení modelu bylo provedeno funkcí ložisek upevněných k zemi. Pro jednoduchost výpočtu byla nastavena tuhost ložisek $1 \cdot 10^{18}$ N/m. Ložiska byla uložena ve vzdálenosti 160 mm od počátku rotorového svazku, tedy až za úrovní čel statorového vinutí. Umístění ložisek blíže k rotoru by bylo z technického hlediska náročnější (z důvodu malého průměru motoru), navíc by to negativně ovlivnilo možnosti chlazení.

Ukázka vykresleného Campbellova diagramu z výpočtu kritických otáček je na obrázku 4.3. Jedná se o výpočet návrhu číslo 2, který svou délkou leží mezi zbývajícími dvěma návrhy. Na obrázku 4.4 je uvedena tabulka jednotlivých hodnot daného Campbellova diagramu. Hodnoty vypočtených kritických otáček jednotlivých návrhů jsou uvedeny v tabulce 3.2.

Z hlediska dalších úprav je třeba brát zvláštní ohled na velikost kritických otáček. Jakékoliv zkrácení rotoru (rozpětí mezi ložisky) způsobí zvětšení kritických otáček. Stejně tak se kritické otáčky zvýší pokud bude použita hřídel o větším průměru. U současného návrhu leží jmenovité otáčky přibližně ve středu mezi prvními a druhými kritickými otáčkami. Při změně rozměrů rotoru tak může nastat problém v obou směrech.

Závěr

V úvodní části této práce jsou uvedeny základní teoretické podklady k elektromagnetickému návrhu asynchronního motoru. U jednotlivých částí motoru byl kladen důraz na vysvětlení různých vlivů, které je při návrhu nutné zohlednit. Jsou uvedeny běžně používané hodnoty pro optimální návrh asynchronní stroje.

Zadáním této práce bylo vhodně navrhnout vysokootáčkový asynchronní motor o výkonu 3 MW při 15000 ot/min a napájecím napětí 3×7000 V. Všechny ostatní parametry bylo nutné zvolit. Postup návrhu jednotlivých rozměrů stroje je uveden v druhé kapitole. Pomocí analytických výpočtů a použití některých doporučených hodnot je proveden počáteční návrh motoru a výpočet jeho výsledných parametrů. Tento analytický výpočet byl proveden v prostředí Matlab. Poté byly hodnoty z počátečního návrhu motoru použity k vytvoření modelu v prostředí Ansys RMXprt. V kombinaci softwarového modelu a analytického modelu byly vytvořeny tři rozdílné návrhy motoru. Průběžně bylo nutné vytvořit odpovídající modely v prostředí Ansys Workbench k ověření mechanické realizovatelnosti. Výpočet magnetického pole v prostředí Ansys Maxwell byl použit k přesnějšímu určení ztrát magnetického obvodu.

Postupnými iteracemi byly vytvořeny tři finální návrhy. Jejich rozměry spolu se základními parametry motoru jsou uvedeny ve třetí kapitole. Ve čtvrté kapitole jsou ukázány výsledky příslušných mechanických výpočtů.

Literatura

- [1] BOLDEA, I. a S. A. NASAR. The induction machines design handbook. 2nd ed. Boca Raton, FL: CRC Press/Taylor, Francis, c2010. *Electric power engineering series*. ISBN 9781420066685.
- [2] BRÁZDA, Miroslav a Rudolf STAŇA. Výpočet asynchronního motoru. Brno: Výzkumný a vývojový ústav elektrických strojů točivých, 1973.
- [3] A. E. FITZGERALD, C. KINGSLEY, Jr. a S. D. UMANS. Electric machinery. 6th ed. McGraw-Hill Book Company, New York, 1983. *Journal of the Franklin Institute* [online]. Elsevier, 1985, 319(4), 457-457 [cit. 2020-01-08]. DOI: 10.1016/0016-0032(85)90014-6. ISSN 0016-0032. http://epp.etf.rs/wp/wp-content/uploads/2018/03/Fitzgerald_Electric_Machinery_6th_ed.pdf
- [4] PYRHÖNEN, Juha, Tapani JOKINEN a Valéria HRABOVCOVÁ. *Design of Rotating Electrical Machines* [online]. Chichester, UK: John Wiley, 2013 [cit. 2020-06-01]. DOI: 10.1002/9781118701591. ISBN 9781118701591. Dostupné z: <https://ebookcentral.proquest.com/lib/vutbrno/reader.action?docID=1414122>
- [5] LIU, Yiqi, Paul HAN a Ali M. BAZZI. A comparison of rotor bar material of squirrel-cage induction machines for efficiency enhancement purposes. In: 2015 17th *European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'15 ECCE-Europe)* [online]. IEEE, 2015, 2015, s. 1-7 [cit. 2020-06-01]. DOI: 10.1109/EPE.2015.7311778. ISBN 978-9-0758-1522-1. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/document/7311778/>
- [6] AHO, T., V. SIHVO, J. NERG a J. PYRHONEN. Rotor Materials for Medium-Speed Solid-Rotor Induction MotorS. In: 2007 *IEEE International Electric Machines Drives Conference* [online]. IEEE, 2007, 2007, s. 525-530 [cit. 2020-06-01]. DOI: 10.1109/IEMDC.2007.382722. ISBN 1-4244-0742-7. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/document/4270695/>
- [7] ZHANG, Dongdong, Ruichi AN, Chengyuan HE, Lixiao BU a Thomas WU. Electromagnetic design of a megawatt high efficiency high speed solid rotor induction motor. In: 2017 *IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC)* [online]. IEEE, 2017, 2017, s. 1-8 [cit. 2020-06-01]. DOI: 10.1109/IEMDC.2017.8002095. ISBN 978-1-5090-4281-4. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/document/8002095/>
- [8] AHMED MASMOUDI, Eng., Z.Q. ZHU a Jiabing HU. Electrical machines and power-electronic systems for high-power wind energy generation applications.

- COMPEL - The international journal for computation and mathematics in electrical and electronic engineering* [online]. 2012, 32(1), 34-71 [cit. 2020-01-08]. DOI: 10.1108/03321641311293740. ISSN 0332-1649. Dostupné z: <https://www.emerald.com/insight/content/doi/10.1108/03321641311293740/full/html>
- [9] ZHANG, Yujiao, Jiangjun RUAN, Tao HUANG, Xiaoping YANG, Houquan ZHU a Gao YANG. Calculation of Temperature Rise in Air-cooled Induction Motors Through 3-D Coupled Electromagnetic Fluid-Dynamical and Thermal Finite-Element Analysis. *IEEE Transactions on Magnetics* [online]. 2012, 48(2), 1047-1050 [cit. 2020-06-01]. DOI: 10.1109/TMAG.2011.2174433. ISSN 0018-9464. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/document/6136772/>
- [10] LEE, Gyeorye, Seungjae MIN a Jung-Pyo HONG. Optimal Shape Design of Rotor Slot in Squirrel-Cage Induction Motor Considering Torque Characteristics. *IEEE Transactions on Magnetics* [online]. 2013, 49(5), 2197-2200 [cit. 2020-06-01]. DOI: 10.1109/TMAG.2013.2239626. ISSN 0018-9464. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/document/6514741/>
- [11] LI, Cuiping, Shitao CHENG, Junhui LI a Hongbo LI. Heat dissipation evaluation and optimization of air cooling induction motor used for mini electric vehicle. In: 2017 20th *International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)* [online]. IEEE, 2017, 2017, s. 1-5 [cit. 2020-06-01]. DOI: 10.1109/ICEMS.2017.8056437. ISBN 978-1-5386-3246-8. Dostupné z: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8056437/>
- [12] KUMAR, Ajay, Sanjay MARWAHA, Anupama MARWAHA a N.S. KALSI. Magnetic field analysis of induction motor for optimal cooling duct design. *Simulation Modelling Practice and Theory* [online]. 2010, 18(2), 157-164 [cit. 2020-06-01]. DOI: 10.1016/j.simpat.2009.10.002. ISSN 1569190X. Dostupné z: <https://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S1569190X0900152X>
- [13] BOGLIETTI, A., A. CAVAGNINO, D.A. STATON a M. POPESCU. Experimental assessment of end region cooling arrangements in induction motor endwindings. *IET Electric Power Applications* [online]. 2011, 5(2) [cit. 2020-06-01]. DOI: 10.1049/iet-epa.2010.0176. ISSN 17518660. Dostupné z: <https://digital-library.theiet.org/content/journals/10.1049/iet-epa.2010.0176>
- [14] H-P. Liu, M.D. Werst, Thermal Measurement and Prediction of an Air-Cooled Induction Motor, *IEEE International Electric Machines and Drives Conference*, 2007, WITHDRAWN. Dostupné z: <http://hdl.handle.net/2152/30713>

- [15] YICHENG CHEN a P. PILLAY. An improved formula for lamination core loss calculations in machines operating with high frequency and high flux density excitation. In: Conference Record of the 2002 IEEE *Industry Applications Conference. 37th IAS Annual Meeting (Cat. No.02CH37344)* [online]. IEEE, 2002, s. 759-766 [cit. 2020-06-01]. DOI: 10.1109/IAS.2002.1042645. ISBN 0-7803-7420-7. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/document/1042645/>
- [16] MICHALEC, J.R. Induction machine handbook. *IEEE Power Engineering Review* [online]. 2002, 22(12), 40-41 [cit. 2020-01-08]. DOI: 10.1109/M-PEER.2002.1098044. ISSN 0272-1724.
- [17] HUPPUNEN, J. *High-Speed Solid-Rotor Induction Machine – Electromagnetic Calculation and Design* Lappeenranta: Lappeenranta University of Technology, 2004 168 s. ISBN 951-764-981-9, ISBN 951-764-944-4 (PDF), ISSN 1456-4491.
- [18] DLALA, E a A ARKKIO. Measurement and analysis of hysteresis torque in a high-speed induction machine. *IET Electric Power Applications* [online]. *Stevenage: The Institution of Engineering Technology*, 2007, 1(5), 737-742 [cit. 2020-06-01]. DOI: 10.1049/iet-epa:20060472. ISSN 17518660. Dostupné z: <http://search.proquest.com/docview/1627110844/>
- [19] ANDRIOLLO, M., M. DE BORTOLI a A. TORTELLA. Procedures for the additional losses assessment and analysis in high-efficiency induction machines. *2011 International Conference on Clean Electrical Power (ICCEP)* [online]. IEEE, 2011, 2011, , 389-394 [cit. 2020-01-08]. DOI: 10.1109/ICCEP.2011.6036342. ISBN 978-1-4244-8929-9. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/document/6036342/>
- [20] ŠPÉROVÁ, A. *Výpočet oteplení elektrických točivých strojů metodou tepelných sítí*. Brno: Vysoké učení technické v Brně. Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2009. Vedoucí dizertační práce Doc. Ing. Čestmír Ondrůšek, CSc.
- [21] MACH, M. *Analýza ztrát asynchronních motorů malého výkonu*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2015. 120 s. Vedoucí dizertační práce prof. Ing. Vítězslav Hájek, CSc..
- [22] CIPÍN, R. *Matematické modely transformátorů a asynchronních motorů*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2008. 77 s. Vedoucí diplomové práce doc. Dr. Ing. Miroslav Patočka.

- [23] CIPÍN, R. *Moderní matematické metody syntézy a analýzy střídavých strojů*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2012. 120 s. Vedoucí dizertační práce doc. Dr. Ing. Miroslav Patočka.
- [24] KLÍMA, J. *Analýza vysokootáčkového asynchronního motoru*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2014. 65 s. Vedoucí diplomové práce Ing. Ondřej Vítek, Ph.D.
- [25] SVOREŇ, J. *Návrh vysokootáčkového asynchronního motoru*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2012. 89 s. Vedoucí diplomové práce Ing. Ondřej Vítek, Ph.D.
- [26] TOUFAR, J. *Model chlazení asynchronního motoru s využitím MKP*. Plzeň: Západočeská univerzita v Plzni, Fakulta elektrotechnická, 2015. 57s. Vedoucí diplomové práce Ing. Roman Pechánek, PhD.
- [27] HALFAR, I. *Optimalizace chladicího systému asynchronního stroje*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2012. 65 s. Vedoucí diplomové práce Ing. Marcel Janda, Ph.D.
- [28] SIKORA, M. *Inovace systému chlazení točivých elektrických strojů s využitím CFD metod*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta strojního inženýrství, 2011. 182 s. Vedoucí dizertační práce prof. Ing. Ctirad Kratochvíl, DrSc.
- [29] SEDLÁČEK, J. *Metodika výpočtu kritických otáček elektrických strojů točivých*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta strojního inženýrství, 2013. 82 s. Vedoucí diplomové práce Ing. Daniel Dušek, Ph.D..
- [30] KLUSÁČEK, J. *Návrh a analýza vysokorychlostního asynchronního motoru*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2011. 74 s. Vedoucí diplomové práce Ing. Ondřej Vítek, Ph.D.
- [31] Voestalpine Stahl GmbH. *Data sheet: isovac 250-35A*. [online] Dostupné z: http://www.voestalpine.com/division_stahl/content/download/39690/456876/file/DB_isovac_250-35A_E_281015.pdf

Seznam symbolů, veličin a zkratek

B	magnetická indukce
μ	permeabilita
μ_r	relativní permeabilita
H	intenzita magnetického pole
p	počet pólových dvojic
ω_s	synchronní úhlová frekvence
ω_{skluz}	skluzová úhlová frekvence
f_s	synchronní frekvence
f_{skluz}	skluzová frekvence
s	skluz
P_v	ztráty vířivými proudy
P_h	ztráty hysterezní
P_{Fe}	ztráty v železe
k_v	koeficient vířivých ztrát
k_h	koeficient hysterezních ztrát
B_m	amplituda magnetické indukce
m	počet fází
b_{os}	šířka otevření statorové drážky
g	délka vzduchové mezery
b_{or}	šířka otevření rotorové drážky
ν	řád harmonické
q	počet drážek na pól a fázi
Q_s	počet statorových drážek
Q_r	počet rotorových drážek
k_q	činitel rozlohy
k_y	činitel zkrácení kroku
τ	pólová rozteč
y	krok statorových cívek
S_{gap}	zdánlivý výkon vzduchové mezery
u_{i1f}	indukované napětí jedné fáze
N	počet závitů jedné fáze statorového vinutí
B_g	magnetické indukce vzduchové mezery
k_v, k_{w1}	koeficient vinutí
k_{pCu}	koeficient plnění mědi
P_n	jmenovitý výkon
n_n	jmenovité otáčky
U_{1n}	jmenovité napětí

f	frekvence napájecího zdroje
$\cos \varphi$	celkový účinník
η	účinnost
I_{1nf}	jmenovitý fázový proud
I_{1n}	jmenovitý proud odebíraný ze sítě
K_E	koeficient zohledňující vliv rozptylové indukčnosti
C_0	činitel využití
λ	koeficient odpovídající poměru délky a průměru statoru
D_s	vnitřní průměr statoru
l_i	ideální délka statorového svazku
K_D	koeficient poměru vnitřního a vnějšího průměru statoru
v_{rot}	obvodová rychlost rotoru
$1 + K_s$	celkový saturační koeficient
K_B	činitel pro určení počtu závitů
α	činitel pro určení magnetického toku
A_1	lineární proudové zatížení
ϕ	magnetický tok
N_{1s}	počet vodičů na drážku
l_{geo}	geometrická délka statoru
n_{ch}	počet radiálních chladicích kanálů
b_{ch}	šířka radiálních chladicích kanálů
l_s	délka elementárních částí statoru
τ_s	rozteč statorových drážek
A_{Cu}	průřez vodiče statoru
a	počet paralelních proudových drah
J_{Cu}	proudová hustota statorového vinutí
b_{ins}	celková šířka izolace jedné drážky
h_{ins}	celková výška izolace jedné drážky
b_s	šířka drážky
h_s	výška drážky
a_c	šířka vodiče statoru
b_c	výška vodiče statoru
h_{cs}	výška jha statoru
h_{csnew}	přepočtená výška jha statoru
B_{cs}	magnetická indukce jha statoru
B_{tsmax}	nejvyšší magnetická indukce v zubech statoru
M_n	jmenovitý moment motoru
M_z	záběrný moment motoru
M_{zv}	moment zvratu

I_z	záběrný proud
m_z	poměrný záběrný moment vztažený ke jmenovitému momentu
m_{zv}	poměrný moment zvratu vztažený ke jmenovitému momentu
i_z	poměrný záběrný proud vztažený ke jmenovitému proudu
λ_{ss}	koeficient rozptylové reaktance statorových drážek
λ_{ds}	koeficient diferenciální rozptylové reaktance
λ_{fs}	koeficient rozptylové reaktance čel statorového vinutí
β	zkrácení kroku cívek
K_β	koeficient pro výpočet rozptylu statorových drážek
K_{01}	koeficient pro určení diferenciálního rozptylu
γ_1	koeficient pro určení Carterova činitele
K_{c1}	Carterův činitel statoru
K_{c2}	Carterův činitel rotoru
K_c	celkový Carterův činitel
σ_{d1}	hodnota pro určení diferenciálního rozptylu
l_{fs}	délka čel statorového vinutí
X_{sl}	rozptylová reaktance statoru
L_{sl}	rozptylová indukčnost statoru
L'_{rl}	rozptylová indukčnost rotoru přepočtená na stator
K_{rCu}	koeficient zvětšení odporu vlivem skin efektu
δ_{Cu}	hloubka vniku pro měď
σ_{Cu}	měrná vodivost mědi
ξ	poměr výšky vodiče a hloubky vniku
ρ_{Cu20}	měrný odpor mědi při teplotě 20 °C
ρ_{Cu80}	měrný odpor mědi při teplotě 80 °C
R_s	odpor statorového vinutí
R'_r	odpor rotoru přepočtený na stator
K_I	koeficient reprezentující vliv magnetizačního proudu při přepočtu proudu na rotor
s_n	jmenovitý skluz
K_{istart}	koeficient reprezentující vliv magnetizačního proudu při přepočtu proudu na rotor při rozběhu motoru
$R'_{r,s=1}$	přepočtený odpor rotoru při skluzu $s = 1$
$L'_{rl,s=1}$	přepočtená rozptylová indukčnost rotoru při skluzu $s = 1$
$L'_{rl,s=s_n}$	přepočtená rozptylová indukčnost rotoru při skluzu $s = s_n$
K_r	koeficient zvětšení odporu vlivem skin efektu u rotorových tyčí
σ_{CuCrZr}	měrná vodivost slitiny CuCrZr
δ_{CuCrZr}	hloubka vniku slitiny CuCrZr
h_r	výška rotorové drážky

K_x	koeficient zmenšení rozptylové indukčnosti vlivem skin efektu u rotorových tyčí
h_{or}	výška můstku rotorové drážky
b_{or}	šířka otevření rotorové drážky
b_{ornew}	přepočtená hodnota šířky otevření rotorové drážky
τ_r	rozteč rotorových drážek
τ_{rmin}	minimální rozteč rotorových drážek
b_r	šířka rotorové drážky
b_{rmax}	nejvyšší dovolená šířka rotorové drážky
B_{tr}	magnetická indukce rotorových zubů
A_b	průřez rotorových tyčí
J_{rot}	proudová hustota rotorových tyčí
K_{bs}	převod mezi statorem a rotorem
I_z	rozběhový proud
I_{zr}	rozběhový proud rotoru
H_{tr}	intenzita magnetického pole rotorových zubů
I_b	jmenovitý proud rotoru
I_{er}	jmenovitý proud zkratovacích kruhů
A_{er}	průřez zkratovacích kruhů
J_{er}	proudová hustota zkratovacích kruhů
b_{er}	výška zkratovacích kruhů
a_{er}	šířka zkratovacích kruhů
D_{er}	vnější průměr zkratovacích kruhů
B_{cr}	magnetická indukce jha rotoru
$D_{shaftmax}$	průměr hřídel při dodržení zvolené hodnotě magnetické indukce jha rotoru
γ_1	koeficient pro určení Carterova činitele statoru
γ_2	koeficient pro určení Carterova činitele rotoru
F_{mg}	magnetické napětí vzduchové mezery
C_{cs}	délka střední siločáry ve jhu statoru
C_{cr}	délka střední siločáry ve jhu rotoru
F_{mcs}	magnetické napětí jha statoru
F_{mcr}	magnetické napětí jha rotoru
F_{mtr}	magnetické napětí zubů rotoru
F_{mts}	magnetické napětí zubů statoru
F_{1m}	magnetizační napětí celého magnetického obvodu
$1 + K_s$	saturační faktor
I_μ	magnetizační proud
l_{er}	střední délka zkratovacích kruhů

$R_{be,s=1}$	odpor rotoru při skluzu $s = 1$
$R_{be,s=s_n}$	odpor rotoru při skluzu $s = s_n$
$R'_{be,s=1}$	přepočtený odpor rotoru při skluzu $s = s_1$
$R'_{be,s=s_n}$	přepočtený odpor rotoru při skluzu $s = s_n$
λ_r	koeficient rozptylové reaktance rotorových drážek
$L_{bar,s=1}$	rozptylová indukčnost rotorových tyčí při skluzu $s = 1$
$L_{bar,s=s_n}$	rozptylová indukčnost rotorových tyčí při skluzu $s = s_n$
λ_{er}	koeficient rozptylové reaktance zkratovacích kruhů
L_{er}	rozptylová indukčnost zkratovacích kruhů
$L_{be,s=1}$	ekvivalentní rozptylová indukčnost rotoru při skluzu $s = 1$
$L_{be,s=s_n}$	ekvivalentní rozptylová indukčnost rotoru při skluzu $s = s_n$
K_{skew}	koeficient pro určení magnetizační reaktance
X_m	magnetizační reaktance
P_{j1}	Joulovy ztráty statorového vinutí
P_{j2}	Joulovy ztráty rotorové klece
K_t	činitel opracování
γ_{iron}	měrná hustota železa
k_{pFe}	činitel plnění železa
m_{t1}	hmotnost jha statoru
p_{t1}	ztráty ve jhu statoru
m_{y1}	hmotnost statorových zubů
p_{y1}	ztráty v zubech statoru
D_{shaft}	zvlený průměr hřídele
D_r	vnější průměr rotoru
s_{zv}	skluz zvratu
f_{kr1}	první kritické otáčky rotoru
f_{kr2}	druhé kritické otáčky rotoru
l_{geor}	geometrická délka rotoru
R_{Fe}	odpor reprezentující ztráty v železe
d_{min}	minimální průřez hřídele z hlediska namáhání krutem
τ_{Dk}	maximální dovolené napětí materiálu hřídele v krutu