



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

STUDIE VYUŽITÍ MĚDĚNÝCH TYČÍ A SOUSTŘEDĚNÉHO VINUTÍ V ASYNCHRONNÍM MOTORU

STUDY OF CONCENTRATED WINDING INDUCTION MOTOR

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. Ondřej Trn

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

doc. Ing. Ondřej Vítek, Ph.D.

BRNO 2019

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor **Silnoproudá elektrotechnika a výkonová elektronika**
Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky

Student: Bc. Ondřej Tm

ID: 164427

Ročník: 2

Akademický rok: 2018/19

NÁZEV TÉMATU:

Studie využití měděných tyčí a soustředěného vinutí v asynchronním motoru

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

1. Seznamte se s problematikou asynchronních motorů, s výpočtem jejich parametrů a s vlastnostmi soustředěných vinutí (concentrated winding).
2. Proveďte elektromagnetický návrh zadaného motoru v několika variantách s klasickým rozloženým vinutím a se soustředěným vinutím.
3. Vytvořte modely motorů v programu Maxwell a proveďte výpočet metodou konečných prvků.
4. Zhodnoťte a diskutujte získané výsledky.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

- [1] BRÁZDA, Miroslav a STAŇA, Rudolf. Výpočet asynchronního motoru. Brno: Výzkumný a vývojový ústav elektrických strojů točivých, 1973, 222 s.
- [2] PETROV, Georgij N. Elektrické stroje 2. Praha: Academia, 1982. 728 s.
- [3] KOPYLOV, I. P. Stavba elektrických strojů. 1. vyd. Praha: SNTL, 1988. 685 s.
- [4] BOLDEA, Ion and NASAR, Syed A. The Induction Machine Handbook. Boca Raton: CRC Press LLC, 2002. 949 p. ISBN 0-8493-0004-5.

Termín zadání: 4.2.2019

Termín odevzdání: 20.8.2019

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

Konzultant:

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.

Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Vysoké učení technické v Brně / Technická 3058/10 / 616 00 / Brno

Abstrakt

Tato diplomová práce pojednává o možnosti použití soustředěného vinutí v asynchronním motoru a o využití měděných tyčí v rotorové kleci. První část práce vysvětluje základní teoretické poznatky o činnosti a principu asynchronního stroje. V této teoretické části se dozvíme, co je vlastně soustředěné vinutí a jak se rozmisťuje po statoru. Druhá část je zaměřena na analytický návrh stroje s klasickým rozloženým vinutím a se soustředěným vinutím. Třetí teoretická část tvoří úvod do problematiky ovlivnění motoru vyššími harmonickými. Poslední závěrečná část diplomové práce zobrazuje rozdíly v provozních vlastnostech navrhovaných strojů.

Klíčová slova

Asynchronní motor, analytický návrh asynchronního stroje, asynchronní motor se soustředěným vinutím, asynchronní motor s měděnými tyčemi v rotorové kleci

Abstract

This diploma thesis deals with the possibility of using a concentrated winding in an induction motor and the use of copper bars in a rotor cage. The first part of the thesis explains the basic theoretical knowledge of the operation and principle of the induction machine. In this theoretical part we will learn what is actually a concentrated winding and how it is placed on the stator. The second part is focused on the analytical design of the machine with classical distributed winding and with concentrated winding. The third theoretical part is an introduction to the issue of influencing the motor harmonics. The last final part of the thesis shows differences in operational properties of designed machines.

Keywords

Induction motor, analytical design of induction machine, induction motor with concentrated winding, induction motor with copper bars in rotor cage

Bibliografická citace:

TRN, Ondřej. *Studie využití měděných tyčí a soustředěného vinutí v asynchronním motoru* [online]. Brno, 2019 [cit. 2019-08-14]. Dostupné z: <https://www.vutbr.cz/studenti/zav-prace/detail/119852>. Diplomová práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky. Vedoucí práce Ondřej Vítek.

Prohlášení

„Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma Studie využití měděných tyčí a soustředěného vinutí v asynchronním motoru jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne: **20. srpna 2019**

.....
podpis autora

Poděkování

Děkuji společnosti AVEKO Servomotory za možnost spracovávat tuto diplomovou práci z oblasti problematiky asynchronních motorů.

Děkuji Ing. Tomáši Láničkovi, Ph.D za cenné rady při technickém spracování návrhu stroje.

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

V Brně dne: **20. srpna 2019**

.....
podpis autora

Obsah

1	Úvod.....	21
2	Asynchronní motory	22
2.1	Provedení asynchronního motoru	22
2.2	Základní princip činnosti	23
2.3	Vlastnosti soustředěného vinutí	24
2.3.1	Návrh soustředěných vinutí	26
2.3.2	Literatura zabývající se asynchronním motorem se soustředěným vinutím 27	
3	Základní elektromagnetický návrh motoru	29
3.1	Výběr vhodného typu plechu	30
3.2	Volba základních parametrů	32
3.3	Stanovení rozměrů statorového a rotorového plechu	35
3.3.1	Určení šířky statorového zubu	35
3.3.2	Určení výšky jha statoru	37
3.3.3	Návrh rotorového plechu	38
3.4	Výpočet magnetického obvodu	41
3.4.1	Výpočet činitele vinutí	41
3.4.1.1	Výpočet činitele vinutí motoru s rozloženým vynutím	41
3.4.1.2	Výpočet činitele vinutí motoru se soustředěným vinutím	42
3.4.2	Výpočet počtu závitů jedné fáze v sérii	44
3.4.3	Výpočet magnetického napětí ve vzduchové mezeři	46
3.4.4	Výpočet magnetického napětí zubu statoru	48
3.4.5	Výpočet magnetického napětí zubu rotoru	50
3.4.6	Aktualizace činitele deformace pole	54
3.4.7	Výpočet magnetického napětí ve jhu statoru	56
3.4.8	Výpočet magnetického napětí ve jhu rotoru	60
3.4.9	Výpočet celkového magnetického napětí na dva póly	64
3.4.10	Výpočet magnetizačního proudu	66
3.5	Výpočet odporů a reaktancí	66
3.5.1	Výpočet činného odporu rotorové klece	66

3.5.2	Výpočet činného odporu statorového vinutí.....	69
3.5.2.1	Určení činného odporu statorového vinutí stroje s rozloženým vinutím	70
3.5.2.2	Určení činného odporu statorového vinutí stroje se soustředěným vinutím	72
3.5.3	Výpočet magnetizační reaktance	74
3.5.4	Výpočet rozptylové reaktance	78
3.5.4.1	Výpočet jednotkové vodivosti.....	78
3.5.4.1.1	Jednotková vodivost krčku drážky.....	79
3.5.4.1.2	Jednotková vodivost klínového prostoru	80
3.5.4.1.3	Jednotková vodivost prostoru zaplněného vodiči	81
3.5.4.1.4	Celková jednotková drážková vodivost	82
3.5.4.2	Reaktance prostoru kolem čel vinutí	83
3.5.4.3	Drážková reaktance statoru	84
3.5.4.4	Drážková reaktance jednoduché klece nakrátko	85
3.5.4.5	Reaktance diferenčního rozptylu	86
3.5.4.6	Reaktance způsobená zešíkmením drážek.....	88
3.5.4.7	Celková rozptylová reaktance statoru a rotoru	88
3.6	Výpočet ztrát v asynchronním motoru.....	89
3.6.1	Ztráty v železe.....	89
3.6.2	Přídavné ztráty závislé na napětí	92
3.6.3	Ztráty naprázdno a proud naprázdno	97
3.6.4	Ztráty ve statorovém vinutí a v rotorové kleci.....	99
3.7	Výpočet parametrů stroje.....	100
3.7.1	Vzájemné porovnání vypočtených veličin elektromagnetického návrhu bez aktualizace činitelů 1k1 a κ1	107
3.7.2	Vzájemné porovnání vypočtených veličin elektromagnetického návrhu s aktualizací činitelů 1k1 a κ1	110
4	Přídavná pole v asynchronním stroji	114

4.1	Momenty v aynchronním motoru	114
4.1.1	Asynchronní momenty motoru s klecovou kostrou	115
4.1.2	Synchronní momenty	116
5	Vytvoření modelů motorů v programu Ansys Maxwell	118
5.1	Modelování momentové charakteristiky	122
5.1.1	Vzájemné porovnání momentových charakteristik uvažovaných motorů 123	
5.2	Porovnání strojů při uvažovaném výkonu 2500 W	131
5.2.1	Vzájemné porovnání provozních vlastností strojů.....	145
6	Závěr	147

Seznam obrázků

Obr. 2-1: Uspořádání asynchronního motoru [1].....	22
Obr. 2-2: Vznik tažné síly motoru [1].....	23
Obr. 2-3: Srovnání způsobu navíjení statorových cívek [7]	24
Obr. 2-4: Harmonické spektrum magnetické indukce ve vzduchové mezeře stroje s dvouvrstvým soustředěným vinutím ($Q_s/2p = 12/10$).....	25
Obr. 2-5: Harmonické spektrum magnetické indukce ve vzduchové mezeře motoru s rozloženým vinutím ($Q_s=24, 2 p=4, y=5/6$)	25
Obr. 3-1: B-H křivka uvazovaných materiálů [2].....	30
Obr. 3-2: Závislost měrných ztrát v železe na magnetické indukci materiálu M250-50A [2].....	30
Obr. 3-3: Závislost měrných ztrát v železe na magnetické indukci materiálu M310-50A [2].....	31
Obr. 3-4: Závislost měrných ztrát v železe na magnetické indukci materiálu M330-35A [2].....	31
Obr. 3-5: Harmonické spektrum indukce ve vzduchové mezeře vytvořené statorem u kombinace 12 drážek statoru $2p = 8$	33
Obr. 3-6: B-H křivka materiálu M250-50A [2]	36
Obr. 3-7: Detail rozptylu statorového toku na rotoru při kombinaci 12 drážek statoru a 10 drážek rotoru při $2p = 8$ pro stroj se soustředěným vinutím	39
Obr. 3-8: Detail rozptylu statorového toku na rotoru při kombinaci 12 drážek statoru a 19 drážek rotoru při $2p = 8$ pro stroj se soustředěným vinutím	40
Obr. 3-9: Zapojení jedné fáze statoru motoru s rozloženým vinutím [8]	41
Obr. 3-10: Průběh magnetického toku přes pólovou rozteč motoru se soustředěným vinutím	42
Obr. 3-11: Zapojení jedné fáze statoru motoru se soustředěným vinutím [8]	43
Obr. 3-12: Fázorový diagram rozložení jedné fáze v motoru.....	43
Obr. 3-13: Detail zubu statoru	48
Obr. 3-14: Střední oblast B-H křivky materiálu M250-50A	49
Obr. 3-15: Detail zubu rotoru	50
Obr. 3-16: Poslední oblast B-H křivky materiálu M250-50A	51

Obr. 3-17: Detail rotorové drážky.....	52
Obr. 3-18: Průběhy magnetické indukce ve vzduchové mezeře [3]	54
Obr. 3-19: Počáteční oblast B-H křivky materiálu M250-50A.....	58
Obr. 3-20: Střední oblast B-H křivky materiálu M250-50A	59
Obr. 3-21: Detail rotorové drážky.....	61
Obr. 3-22: Počáteční oblast B-H křivky materiálu M250-50A.....	63
Obr. 3-23: Detail rozložení magnetického toku vytvořený statorovým vinutím.....	65
Obr. 3-24: Záznam průběhu magnetické intenzity podél obvodu vzduchové mezery motoru se soustředěným vinutím	65
Obr. 3-25: Uvažované rozměry kruhu nakrátko	68
Obr. 3-26: Rozměry statorové drážky.....	70
Obr. 3-27: Statorová drážka stroje se soustředěným vinutím.....	72
Obr. 3-28: Záznam průběhu magnetické intenzity podél obvodu vzduchové mezery motoru se soustředěným vinutím 12/8 ($Q_s/2p$).....	77
Obr. 3-29: Záznam průběhu magnetické intenzity podél obvodu vzduchové mezery motoru se soustředěným vinutím 12/10 ($Q_s/2p$).....	77
Obr. 3-30: Rozklad prostorového průběhu magnetického napětí ve vzduchové mezeře stroje se soustředěným vinutím 12/10 [12]	78
Obr. 3-31: Rozměr krčku statoru stroje s rozloženým vinutím.....	79
Obr. 3-32: Rozměr krčku statoru stroje se soustředěným vinutím.....	79
Obr. 3-33: Rozměry krčku rotorové drážky.....	80
Obr. 3-34: Rozměr klínu drážky statoru stroje s rozloženým vinutím.....	80
Obr. 3-35: Rozměr klínu drážky statoru stroje se soustředěným vinutím.....	80
Obr. 3-36: Rozměry statorové drážky pro určení vodivosti prostoru zaplněného vodiči v obou případech motorů	82
Obr. 3-37: Tvar rotorové drážky	82
Obr. 3-38: Rozšířené náhradní schéma [4]	100
Obr. 5-1: Geometrie navržených plechů motoru s měděnou klecí v RMXprt.....	118
Obr. 5-2: Geometrie plechů firmy Kienle Spiess v programovém prostředí RMXprt	119
Obr. 5-3: Zapojení soustředěného vinutí v programu RMXprt ($Q_s/2p = 12/8$).....	119

Obr. 5-4: Zapojení rozloženého vinutí s jednou drážkou na pól a fázi v programu RMxpert.....	120
Obr. 5-5: Rozložení jednovrstvého vinutí a dvouvrstvého vinutí se zkráceným krokem 5/6	120
Obr. 5-6: Detail výpočetní sítě stroje s rozloženým vinutím ($Q_s=12$, $Q_r=19$, $2p=4$)	121
Obr. 5-7: Detail sítě ve vzduchové mezeře ($Q_s=12$, $Q_r=19$, $2p=4$).....	121
Obr. 5-8: Nastavení podmínky v modelu.....	122
Obr. 5-9: Nastavení provozních podmínek motoru v motion setup.....	123
Obr. 5-10: Simulace momentové charakteristiky motoru o malém počtu drážek na pól a fázi.....	124
Obr. 5-11: Nastavení Skew Modelu v modelu stroje.....	125
Obr. 5-12: Momentová charakteristika motoru s rozloženým vinutím ($Q_s=12$, $Q_r=19$, $2p=4$) při natočení drážek statoru o 25° mech.	125
Obr. 5-13: Nastavení provozních podmínek stroje	126
Obr. 5-14: Momentová charakteristika motoru s jednovrstvým rozloženým vinutím ($Q_s =24$, $Q_r=10$, $2p=4$) bez natočení drážek.....	126
Obr. 5-15: Momentová charakteristika motoru s dvouvrstvým rozloženým vinutím se zkráceným krokem 5/6 ($Q_s =24$, $Q_r=10$, $2p=4$) bez natočení drážek.	127
Obr. 5-16: Nastavení simulace charakteristiky motoru od firmy Kienle Spiess	128
Obr. 5-17: Momentová charakteristika motoru s jednovrstvým rozloženým vinutím ($Q_s =24$, $Q_r=22$, $2p=4$) bez natočení drážek od firmy Kienle Spiess.....	128
Obr. 5-18: Nastavení simulace momentové charakteristiky stroje se soustředěným vinutím	129
Obr. 5-19: Momentová charakteristika motoru se soustředěným vinutím ($Q_s =12$, $Q_r=19$, $2p=8$) bez natočení drážek.....	129
Obr. 5-20: Nastavení natočení drážek stroje se soustředěným vinutím.....	130
Obr. 5-21: Momentová charakteristika motoru se soustředěným vinutím ($Q_s =12$, $Q_r=19$, $2p=8$) s natočením drážek o 5° mech.	130
Obr. 5-22: Rozložení magnetické indukce a proudové hustoty v motoru	132
Obr. 5-23: Nastavení provozních podmínek.....	132
Obr. 5-24: Průběh momentu a otáček v pracovním bodu motoru	133

Obr. 5-25: Detail průběhu momentu v ustáleném státu	133
Obr. 5-26: Harmonické spektrum indukovaného napětí.....	134
Obr. 5-27: Rozložení magnetické indukce a proudové hustoty v motoru	135
Obr. 5-28: Nastavení provozních podmínek.....	135
Obr. 5-29: Detail průběhu momentu v ustáleném státu	136
Obr. 5-30: Harmonické spektrum průběhu momentu	136
Obr. 5-31: Harmonické spektrum indukovaného napětí.....	137
Obr. 5-32: Rozložení magnetické indukce a proudové hustoty v motoru	137
Obr. 5-33: Nastavení provozních podmínek.....	138
Obr. 5-34: Detail průběhu momentu v ustáleném státu	138
Obr. 5-35: Harmonické spektrum průběhu momentu	139
Obr. 5-36: Harmonické spektrum indukovaného napětí.....	139
Obr. 5-37: Rozložení magnetické indukce a proudové hustoty v motoru	140
Obr. 5-38: Nastavení provozních podmínek.....	140
Obr. 5-39: Detail průběhu momentu v ustáleném státu	141
Obr. 5-40: Harmonické spektrum momentu	141
Obr. 5-41: Harmonické spektrum indukovaného napětí.....	142
Obr. 5-42: Rozložení magnetické indukce a proudové hustoty v motoru	143
Obr. 5-43: Nastavení provozních podmínek.....	143
Obr. 5-44: Detail průběhu momentu	143
Obr. 5-45: Harmonické spektrum momentu	144
Obr. 5-46: Harmonické spektrum indukovaného napětí.....	144

Seznam tabulek

Tabulka 2-1: Přehled hodnot činitele vinutí strojů se soustředěným vinutím [7].....	26
Tabulka 3-1: Vlastnosti materiálů [2]	32
Tabulka 3-2: Výběr amplitudy magnetické indukce ve vzduchové mezeře a proudové hustoty statorového vinutí [11]	34
Tabulka 3-3: Rozdělení primárního činitele vazby na základě počtu pólů stroje [3]	34
Tabulka 3-4: Hodnoty koeficientů polynomu pro výpočet hodnoty kH (tabulka 4-7/3) [3]	53
Tabulka 3-5: Koeficienty polynomu činitele deformace pole [3].....	55
Tabulka 3-6: Přehledová tabulka pro výpočet měrných ztrát	91
Tabulka 3-7: Srovnání vypočtených parametrů strojů při uvažovaném výkonu 2500 W, bez aktualizace činitelů $1k_1$ a κ_1	108
Tabulka 3-8: Srovnání vypočtených hodnot, bez aktualizace činitelů $1k_1$ a κ_1 ..	108
Tabulka 3-9: Srovnání vypočtených parametrů strojů při uvažovaném výkonu 2500 W s uvažovanou aktualizací činitelů $1/k_1$ a κ_1	111
Tabulka 3-10: Srovnání vypočtených hodnot s uvažovanou aktualizací činitelů $1/k_1$ a κ_1	112
Tabulka 5-1: Přehledová tabulka nastavení velikosti elementů sítě	121
Tabulka 5-2: Porovnání vypočtených veličin s výsledky simulace	146

1 ÚVOD

V průmyslovém odvětví se v posledních letech využívají servomotory se synchronním motorem vybaveným permanentními magnety. Princip tohoto motoru je založen na vzájemném působení magnetických polí permanentních magnetů a polem vytvořeného statorovým vinutím. V těchto motorech se setkáváme s klasickým rozloženým vinutím, ale i materiálově úsporným soustředěným vinutím. Soustředěné vinutí se vyznačuje velkým počtem pólů v malém počtu statorových drážek, ale hlavně je menší spotřeba materiálu použitého na vinutí statoru. Na základě úsporných vlastností soustředěného vinutí vznikla myšlenka, zda je možné tento typ vinutí použít i v asynchronním motoru.

Tato diplomová práce poukazuje, zda je možné tento typ vinutí vůbec použít v asynchronním motoru. Jaké bude mít daný motor provozní vlastnosti. Provozní kvality motoru se soustředěným vinutím porovnáme s několika navrženými motory s rozloženým vinutím při rozdílném počtu drážek na pól a fázi. Budou nasimulovány momentové charakteristiky při nezatíženém rotoru. Z časového průběhu momentu v uvažovaném pracovním bodu zjistíme, jaké vyšší harmonické nám ovlivňují chování stroje v provozním stavu. Veškeré simulace provedeme ve výpočetním programu Ansys Maxwell 2D.

Pro provoz a hospodárnost celého servopohonu jsou důležité celkové ztráty. Jednou dílčí ztrátovou složkou pohonu je samotný motor. V této studii prověříme, zda je výhodnější použít z pohledu účinnosti motoru, rotorovou klec s měděnými tyčemi kulatého průřezu nebo klasickou hliníkovou litou klec.

2 ASYNCHRONNÍ MOTORY

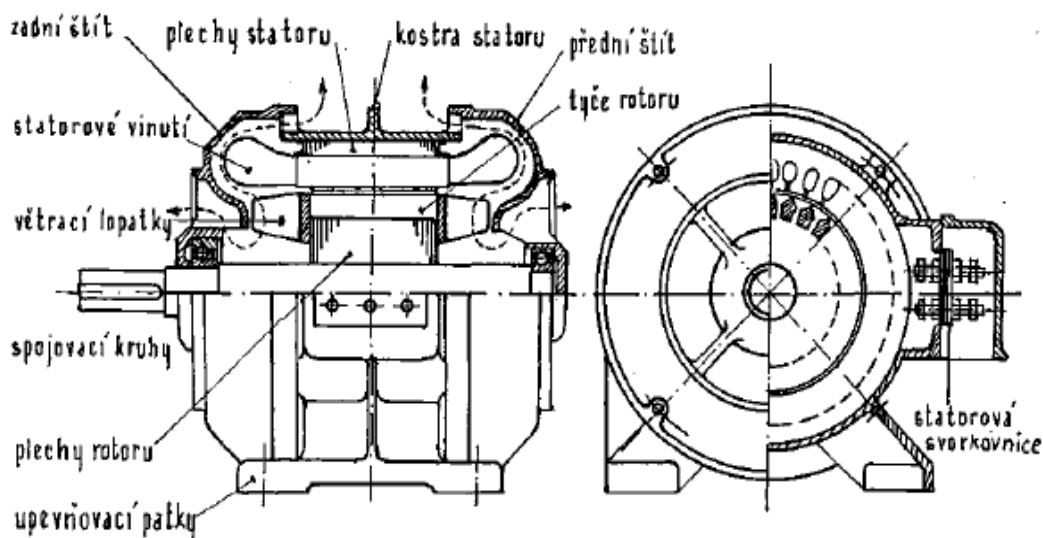
Jedná se o nejpoužívanější motory v průmyslu pro svou jednoduchou konstrukci, údržbu, spolehlivost, ale hlavně pro svou říditelnost.

2.1 Provedení asynchronního motoru

Motory přeměňují dodanou elektrickou energii na energii mechanickou. Mechanický pohyb je způsoben vzájemným působením magnetických obvodů statoru a rotoru.

Stator je nepohyblivou částí motoru, který se skládá z litinové nebo hliníkové konstrukce a dvou ložiskových štítů. Na kostru statoru je nalisován magnetický obvod, složený z navzájem odizolovaných plechů z magneticky vodivého materiálu.

Rotor je pohyblivou částí motoru, který je složen z hřídele a magnetického obvodu. Magnetický obvod je nalisován na hřídele stroje. Stator je oddělen od rotoru vzduchovou mezerou, která umožňuje točivý pohyb rotoru. Na Obr. 2-1 je znázorněno uspořádání částí v asynchronním motoru.

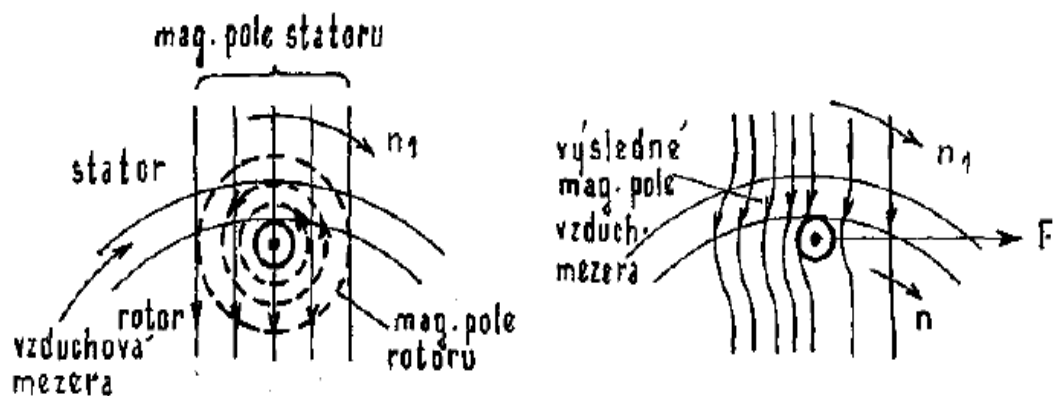


Obr. 2-1: Uspořádání asynchronního motoru [1]

Na vnitřní straně statorového plechu jsou mechanicky vystřiženy drážky různých tvarů. V drážkách je vloženo vinutí z izolovaných drátů. Konce vinutí jsou vyvedeny na svorkovnici. U motorů s vinutým rotorem je na rotoru navinuto třífázové vinutí z izolovaného drátu. Kde konce vinutí jsou spojeny do uzlu a začátky jsou vyvedeny na sběrací kroužky. U nepoužívanějších asynchronních motorů se používá rotor s litou klecí. V rotorových drážkách jsou uloženy neizolované vodiče, které jsou spojeny na čelech rotoru kroužkem. [1],[4]

2.2 Základní princip činnosti

V průmyslu nepoužívanějším typem stojů jsou třífázové asynchronní motory s klecí nakrátko. Kvůli vzájemnému rozložení třífázového vinutí ve statoru se vytvoří točité magnetické pole. Magnetický tok vytvořený statorovým vinutím se uzavírá přes rotor. Kvůli změně magnetického toku se indukuje v rotorovém vinutí napětí. Průchodem proudem se vytvoří v rotorovém vinutí magnetické pole, které působí proti magnetickému poli statoru. Vzájemným působením magnetických polí statoru a rotoru se vytvoří tažná síla, která působí ve směru pohybu statorového pole. Na Obr. 2-2 je znázorněn vznik tažné síly motoru.



Obr. 2-2: Vznik tažné síly motoru [1]

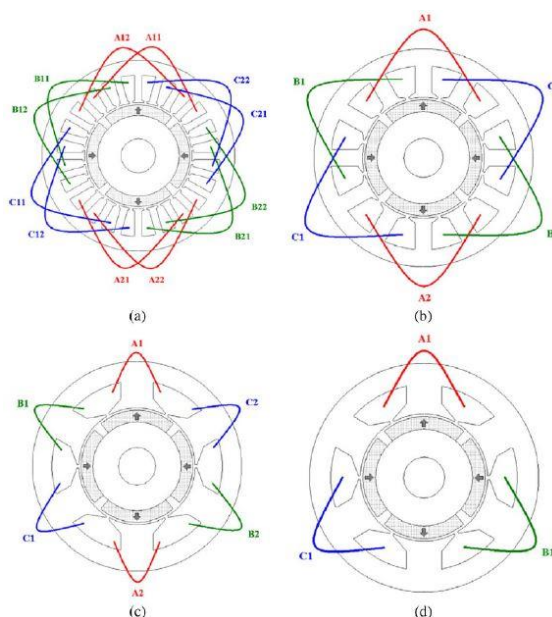
Indukce napětí (proudu) v rotoru může vzniknout jen za předpokladu relativního pohybu pole statoru vůči vodičům v rotoru. Kdyby točité magnetické pole statoru mělo stejné otáčky jako otáčky rotoru, nedocházelo by k indukci napětí v rotorovém vinutí a následně by nevzniklo vzájemné působení sil rotoru a statoru.

Rozdílu otáček magnetického pole statoru a otáček rotoru vztahený na otáčky magnetického pole statoru se nazývá skluz. Otáčky rotoru a následně skluz se mění s mechanickým zatížením rotoru. Při jmenovitém zatížení se skluz u malých motorů pohybuje do 10 % a u velkých motorů kolem 1 %. [1],[4]

2.3 Vlastnosti soustředěného vinutí

Soustředěné vinutí patří do kategorie zlomkových vinutí. To znamená, že počet drážek na pól a fázi není celé číslo, jak u klasického rozloženého vinutí běžně používané v asynchronních strojích. Tento druh vinutí se převážně využívá u synchronních motorů s permanentními magnety.

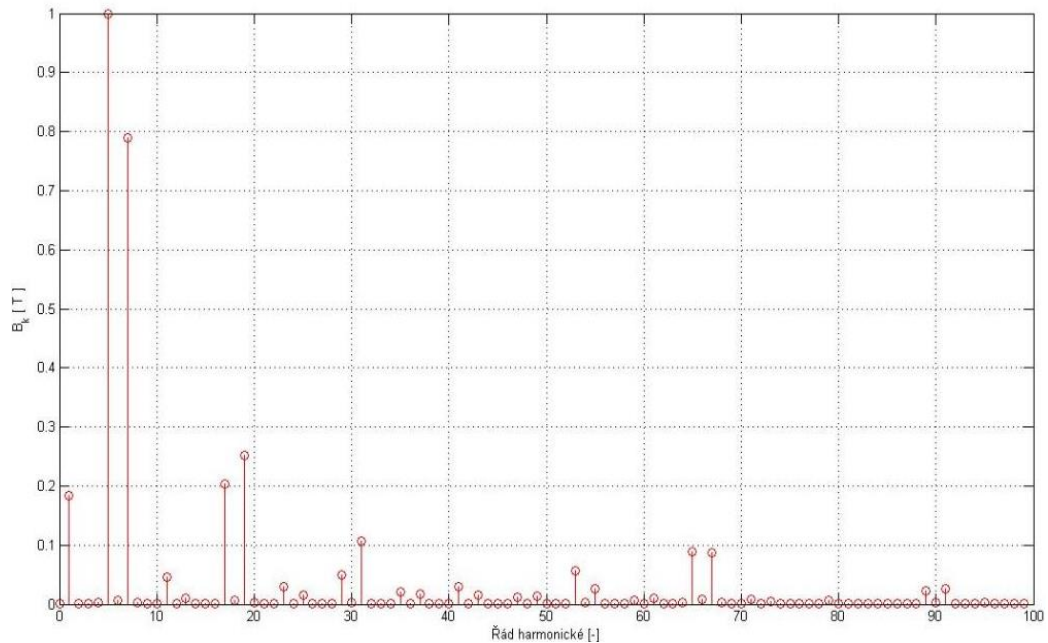
Velkou výhodou soustředěného vinutí je úspora materiálu použitého při navíjení statorových cívek. Úspora spočívá v tom, že u soustředěného vinutí je každá cívka příslušné fáze navinuta na jednom zubu statoru. Tímto způsobem navíjení se docílí toho, že se skrátí čela statorových cívek. Čela cívek se vůbec nepřekrývají.



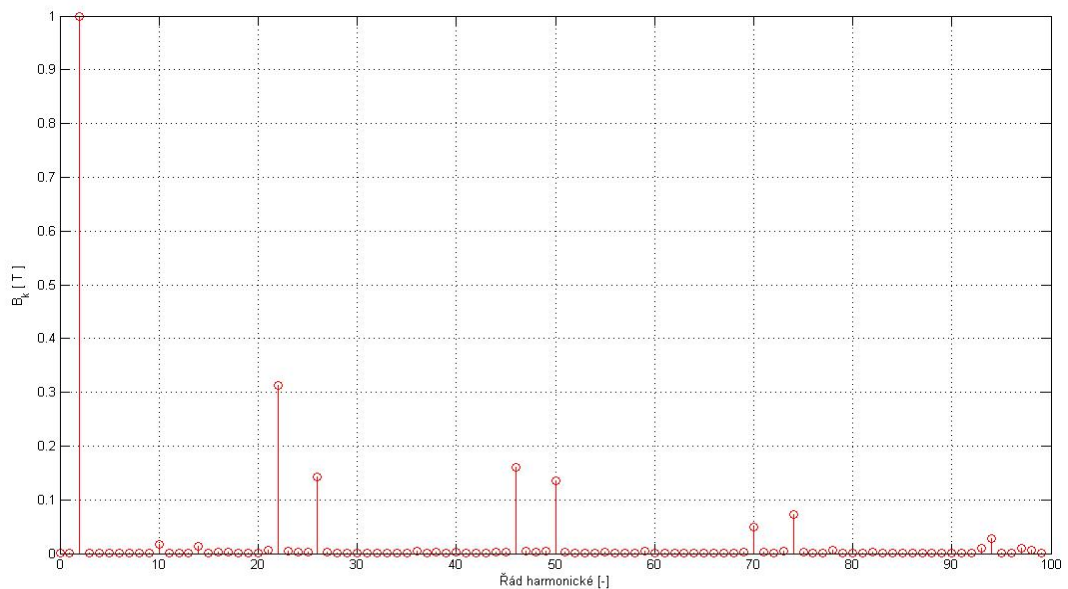
Obr. 2-3: Srovnání způsobu navíjení statorových cívek [7]

Na Obr. 2-3 jsou zobrazeny jednotlivé způsoby najíjení statorových cívek rozloženého vinutí (a, b) a soustředěného vinutí (c, d).

Vlivem rozložení navinutých cívek po statoru v motoru se soustředěným vinutím vzniká ve vzduchové mezeře řada parazitních vyšších harmonických.



Obr. 2-4: Harmonické spektrum magnetické indukce ve vzduchové mezeře stroje s dvouvrstvým soustředěným vinutím ($Q_s/2p = 12/10$)



Obr. 2-5: Harmonické spektrum magnetické indukce ve vzduchové mezeře motoru s rozloženým vinutím ($Q_s=24, 2 p=4, y=5/6$)

2.3.1 Návrh soustředěných vinutí

Rozdíl mezi počtem drážek statoru a počtem pólů stroje by měl být co nejmenší pro získání vysoké hodnoty činitele kroku.

Rozdíl mezi počtem drážek statoru a počtem pólů motoru by neměl být roven jedné. Z důvodu vzniku nevyváženého magnetického tahu.

Pro minimalizaci parazitního reluktančního momentu musíme zvolit takovou kombinaci statorových drážek a počet pólů stroje, aby kombinace dosahovala co nejmenšího společného násobku.

Při návrhu soustředěných vinutí je potřeba dodržek několik základních pravidel.

- Všechny fáze musí obsahovat stejný počet cívek
- Musíme zachovat fázový posun indukovaných namětí v jednotlivých fázích. Je potřeba rozložit cívky po statoru tak, aby mezi fázemi byl fázový posun 120° el.
- Abychom získali vysokou hodnotu činitele rozlohy, musíme rozložit cívky jedné fáze, tak aby fázový posun mezi indukovanými napětími cívek byl co nejmenší. [7]

Tabulka 2-1: Přehled hodnot činitele vinutí strojů se soustředěným vinutím [7]

činitel vinutí		počet pólů $2p$									
		2	4	6	8	10	12	14	16	18	20
počet drážek statoru Q_s	3	0,866	0,866								
	6		0,866		0,866						
	9			0,866	0,945	0,945	0,866				
	12				0,866	0,933		0,933	0,866		
	15					0,866		0,951	0,951		
	18						0,866	0,902	0,945		0,945
	21							0,866	0,89		0,953

2.3.2 Literatura zabývající se asynchronním motorem se soustředěným vinutím

Autoři v literatuře [15] pojednávají o studii momentových charakteristik stroje se soustředěným vinutím. V článku je zobrazeno vzájemné porovnání momentových charakteristik asynchronního motoru s klasickým rozloženým a se soustředěným vinutím. Na statoru stroje se soustředěným vinutím je použito 6 drážek a stator motoru s rozloženým vinutím obsahuje 36 drážek. Z momentové charakteristiky je patrné, že stroj se soustředěným vinutím vykazuje při použití shodného počtu rotorových drážek jak v případě stroje s rozloženým vinutím nižší záběrný a moment zvratu. To je způsobeno velkou rozptylovou reaktancí statorového vinutí. Dále článek poukazuje na vliv počtu drážek rotoru na harmonické spektrum magnetické indukce ve vzduchové mezeře.

V článku [16] autoři porovnávají výkonost asynchronních motoru s rozloženým vinutím a se soustředěným vinutím. V práci porovnávají mezi sebou čtyři návrhy motoru. První návrh a zároveň referenční stroj uvažují stroj s rozloženým dvouvrstvým vinutím o zkráceném kroku na $5/6$, které je rozloženo do dvou drážek na pól a fázi. Druhý navržený stroj je se soustředěným dvouvrstvým vinutím o $1/2$ počtu drážek na pól a fázi. Stator třetího motoru je navinut rozloženým dvouvrstvým vinutím s $2/5$ počtu drážek na pól a fázi. Poslední asynchronní motor je navržen se soustředěným jednovrstvým vinutím o počtu drážek na pól a fázi $2/5$. U navržených modelů strojů posuzují momentové charakteristiky, ztráty v rotorových tyčích a momentové pulzace.

Studie [17] využívá transientní analýzu v programu Ansys Maxwell pro posuzování vlastností a vlivu soustředěného vinutí v asynchronním motoru. Provoz asynchronního motoru se soustředěným vinutím se porovnává provozními vlastnostmi indukčního stroje s klasickým vinutím. Cílem této studie bylo poukázat na možnost využít soustředěného vinutí k dosažení vyšší provozní účinnosti. Studie prokázala, že u stroje se soustředěným vinutím dochází k enormním momentovým pulzacím, které dosahují 218 % pulzací motoru s klasickým vinutím.

Autoři v literatuře [18] popisují možný návrh vzájemné kombinace počtu drážek statoru a rotoru při zvoleném počtu pólů stroje se soustředěným vinutím za účelem

potlačení 5. a 7. harmonické. Harmonickou 5. řádu potlačují možnou kombinací rotorových a statorových drážek. Dopad 7. harmonické na chování stroje eliminují natočením drážek rotoru.

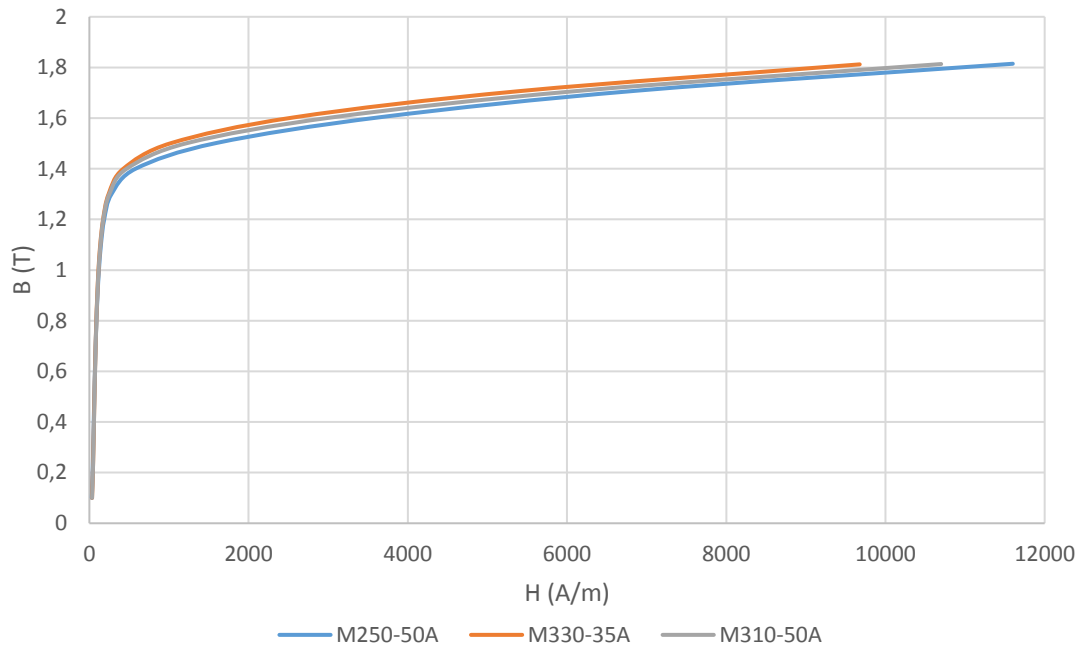
Cílem vědecké práce [19] je průzkum návrhu pohonu s asynchronním motorem s nesinusovým průběhem magnetické indukce ve vzduchové mezeře. Autoři v sestavují náhradní výpočetní model indukčního motoru se soustředěným vinutím.

3 ZÁKLADNÍ ELEKTROMAGNETICKÝ NÁVRH MOTORU

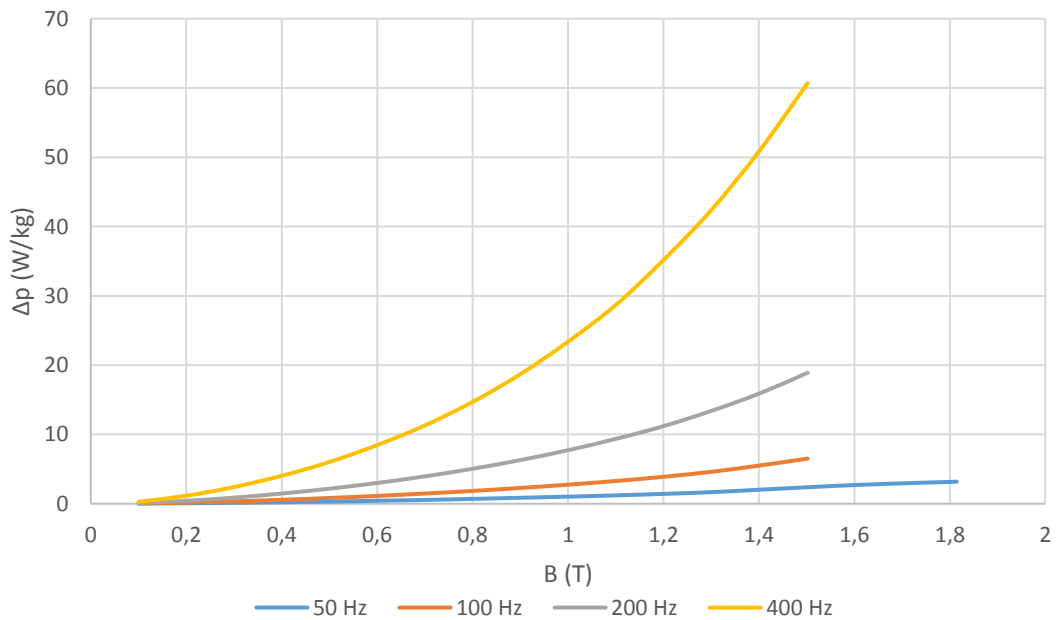
Tato kapitola je zaměřená na elektromagnetický návrh stroje se soustředěným a rozloženým vinutím. Provedeme základní elektromagnetický návrh třífázového asynchronního motoru. Na stroj jsou kladeny požadavky:

- Použití motoru jako servomotor
- Uvažujeme napájení servomotoru z třífázového střídače napájeného ze sítě 3x400 V.
- Při návrhu soustředěného vinutí je možno použít 9 až 12 drážek na statoru.
- Uvažujeme rotor s měděnou klecí nakrátko složenou s tyčí kulatého průřezu.
- Vnější průměr statorového plechu je stanoven konstrukcí kostry stroje na hodnotu 120 mm.
- Statorový a rotorový svazek bude dlouhý 120 mm.
- Na konstrukci motoru je možno použít materiál plechů:
 - M250-50A
 - M310-50A
 - M330-35A

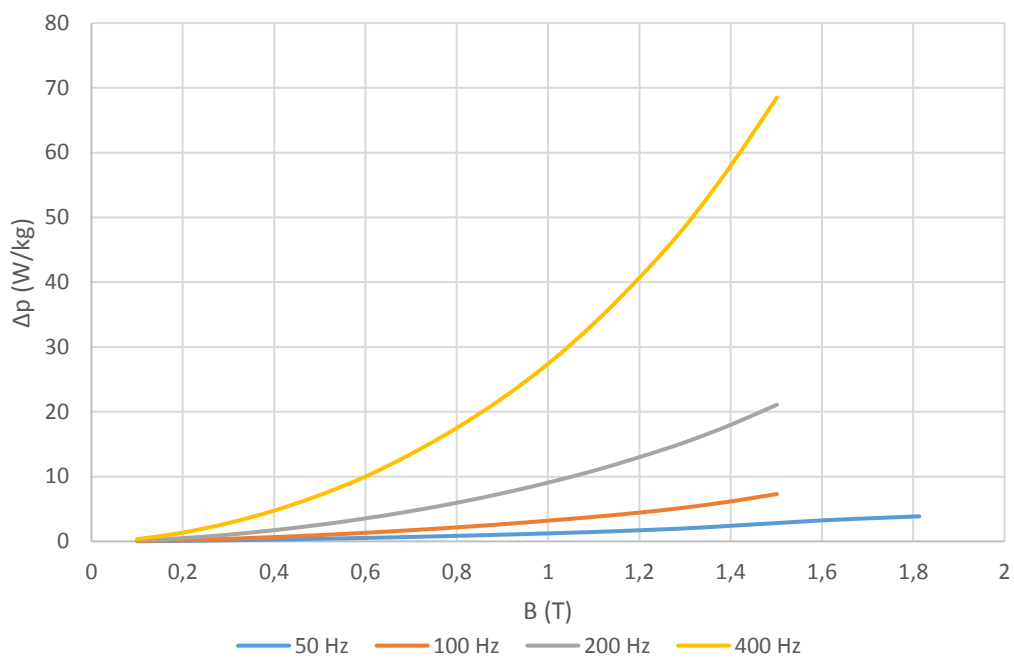
3.1 Výběr vhodného typu plechu



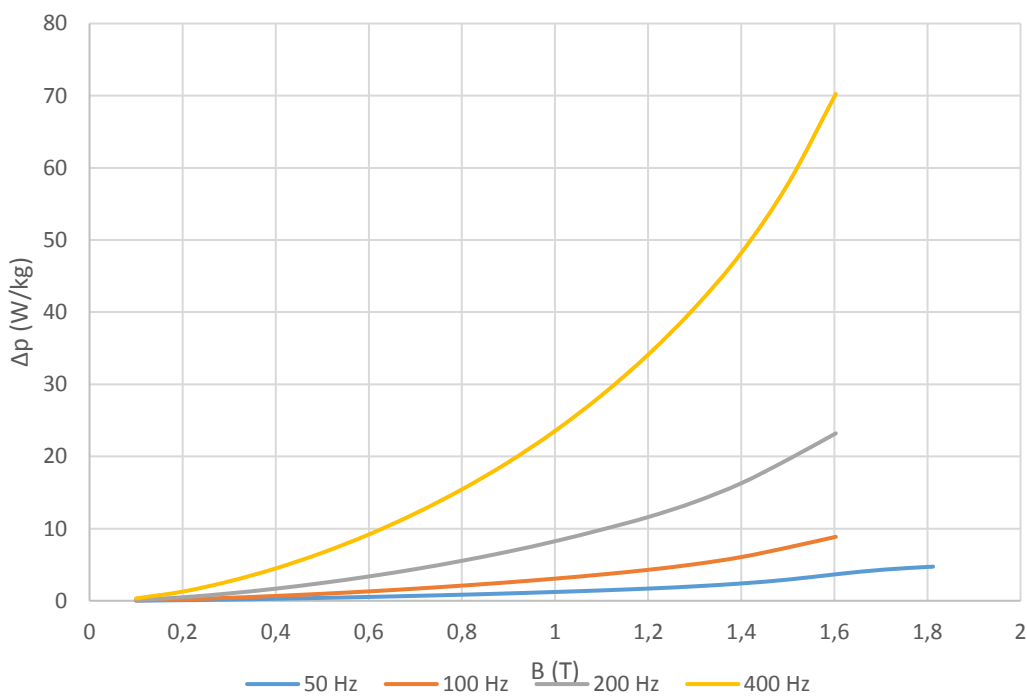
Obr. 3-1: B-H křivka uvazovaných materiálů [2]



Obr. 3-2: Závislost měrných ztrát v železe na magnetické indukci materiálu M250-50A [2]



Obr. 3-3: Závislost měrných ztrát v železe na magnetické indukci materiálu M310-50A [2]



Obr. 3-4: Závislost měrných ztrát v železe na magnetické indukci materiálu M330-35A [2]

Tabulka 3-1: Vlastnosti materiálů [2]

Materiál	Tloušťka [mm]	Měrný odpor [$\mu\Omega\text{cm}$]	Hustota [kg/m^3]
M250-50A	0,5	59	7600
M310-50A	0,5	52	7650
M330-35A	0,35	42	7650

Jelikož nejsou zadány otáčky motoru, které jsou závislé na frekvenci napájecího napětí a počtu pólů stroje. Zvolíme tuto frekvenci s ohledem na velikost měrných ztrát při daném sycení v jednotlivých částech magnetického obvodu.

S teorie strojů již známe, že hysterezní ztráty jsou přímo úměrné první mocnině frekvence. Kdež to ztráty vířivými proudy jsou úměrné druhé mocnině kmitočtu napájecího napětí.

$$\Delta p_{FE} = p_h + p_c + p_e = k_h \cdot f \cdot B_m^2 + k_{cur} \cdot f^2 \cdot B_m^2 + k_e \cdot f^{1,5} \cdot B_m^{1,5} \quad (3.1)$$

Kde p_h, p_c, p_e měrné hysterezní, vířivými proudy a přídavné ztráty. k_h, k_{cur}, k_e jsou činitele jednotlivých měrných ztrát vztažených na 1kg použitého magnetického materiálu [5].

Vířivé ztráty jsou závislé na tloušťce a na elektrickém odporu použitého plechu. Při srovnání jednotlivých měrných elektrických odporu pro jednotlivé typy plechu (Tabulka 3-1). Můžeme s jistotou předpokládat, že pro návrh servomotoru je nejlepší řešení použití plech typu M250-50A. Tento plech je o něco tlustší než materiál M330-35A, ale z pohledu závislosti měrných ztrát na indukci při konstantní frekvenci (Obr. 3-2) je pro uvažovanou aplikaci nejlepším řešením.

3.2 Volba základních parametrů

Před samotným výpočtem jednotlivých parametrů elektromagnetického návrhu si musíme promyslet, kolikati pólový stroj budeme navrhovat. Totiž velikost momentu stroje je úměrná velikosti motoru. Ale téměř nezávisí na počtu pólů stroje. Počet pólů motoru ovlivňuje využitelnost magnetického obvodu statoru, ale nepříznivě působí na ztráty v železe při nutnosti navyšení statorové frekvence, pro dosažení stejných mechanických otáček jak v případě dvoupólového motoru. V následující rovnici je sice

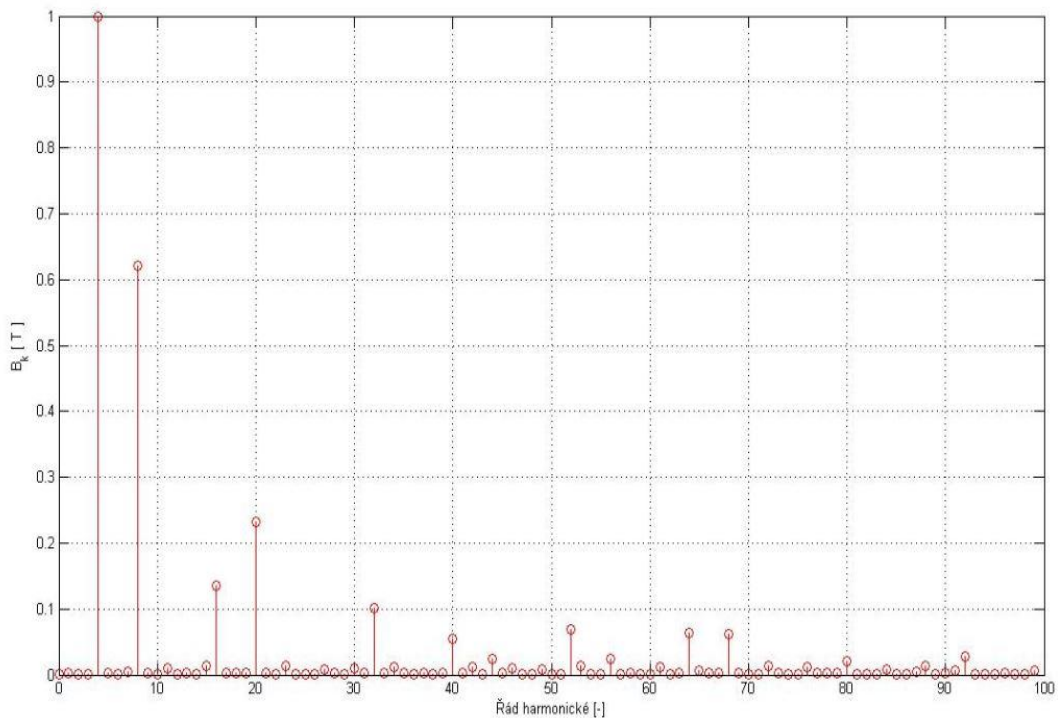
moment úměrný počtu pólů p , ale tato rovnice vyplývá z odvození náhradního schématu ve tvaru „T článku“.

$$M_{mech} = \frac{U_1^2 \cdot m_1 \cdot p \cdot \frac{R_2'}{s}}{2 \cdot \pi \cdot f_1 \left[\left(R_1 + \frac{R_2'}{s} \right)^2 + (X_{r1} + X_{r20})^2 \right]} \quad (3.2)$$

Stroj s rozloženým vinutím budeme uvažovat jako čtyřpólově vinutý. U rozloženého vnutí je počet drážek na pól a fázi celé číslo. Při našich výpočtech budeme uvažovat použití 12 drážek na statoru.

$$q = \frac{Q_s}{m \cdot 2p} = \frac{12}{3 \cdot 4} = 1 \text{ drážka} \quad (3.3)$$

U soustředěného vnutí je situace o něco složitější, kolik pólů motoru zvolit, protože každá kombinace počtu drážek statoru k počtu pólů stroje nese svoje problémy z hlediska vytvoření vyšších harmonických ve vzduchové mezeře od statorového vnutí. V našem případě budeme uvažovat kombinaci 12 drážek na statoru při navinutém statoru jako 8 pólový stroj.



Obr. 3-5: Harmonické spektrum indukce ve vzduchové mezeře vytvořené statorem u kombinace 12 drážek statoru $2p = 8$

Tabulka 3-2: Výběr amplitudy magnetické indukce ve vzduchové mezeře a proudové hustoty statorového vinutí [11]

$2p$	$B_{\delta M}$ [T]	J_s [A/mm ²]
2	0,5 až 0,75	4 až 7
4	0,65 až 0,78	4 až 7
6	0,7 až 0,82	5 až 8
8	0,75 až 0,85	5 až 8

Provozní vlastnosti stroje s použitím rozloženého nebo soustředěného vinutí porovnáme při stejné požadované amplitudě magnetické indukce ve vzduchové mezeře $B_{\delta M}$. Z tabulky (Tabulka 3-2) zvolíme požadovanou hodnotu magnetické indukce $B_{\delta M}$. Stroje navrhujeme na maximální indukci ve vzduchové mezeře 0,78 T.

Tabulka 3-3: Rozdělení primárního činitele vazby na základě počtu pólů stroje [3]

$2p$	κ_1
2	0,98 až 0,995
4	0,97 až 0,99
6	0,96 až 0,98
8	0,95 až 0,97

T tabulky (Tabulka 3-3) zvolíme primární činitel vazby $\kappa_1 = 0,97$ pro oba typy vinutí. Tento činitel je potřeba aktualizovat po výpočtu rozptylových reaktancí.

$$\kappa_1 = \frac{X_\mu}{X_\mu + X_{\sigma s}} \quad (3.4)$$

Kde X_μ je magnetizační reaktance, $X_{\sigma s}$ znamená rozptylovou reaktanci statorového vinutí.[3]

Činitel deformace pole $\frac{1}{k_1}$ volíme s ohledem na předpokládané sycení zubů statoru a rotoru. V prvním kroku činitel deformace odhadneme na hodnotu 0,95, protože

předpokládáme mírně sycený zub statoru. Pro dosažení požadované hodnoty magnetické indukce ve vzduchové mezeře je zapotřebí tento činitel aktualizovat a provést opětovný výpočet magnetického obvodu s novou hodnotou toho to parametru. Ukázku aktualizace činitele deformace pole provedeme po získání magnetických napětí zubu statoru, rotou a vzduchové mezery. [3]

3.3 Stanovení rozměrů statorového a rotorového plechu

3.3.1 Určení šířky statorového zubu

Šířku zubu b_{zs} získáme z rovnice:

$$B_{zSM} = B_{00M} \cdot \frac{1}{k_1} \cdot \frac{\pi \cdot D_\delta}{Q_s \cdot b_{zs}} \cdot \frac{1}{k_{pFeS}} \quad (3.5)$$

Kde B_{zSM} je maximální indukce zubu statoru, D_δ označuje průměr vrtání statoru na středním průměru vzduchové mezery, k_{pFeS} představuje činitel plnění statorového svazku. V našem případě předpokládáme, že činitel plnění železa nabývá hodnoty 0,95. B_{00M} je amplituda ideální 1. prostorové harmonické.

$$B_{00M} = \frac{B_{\delta M}}{\frac{1}{k_1} \cdot \mu_1} = \frac{0,78}{0,95 \cdot 0,97} = \mathbf{0,846\ T} \quad (3.6)$$

Kde $B_{\delta M}$ je amplituda požadované skutečné magnetické indukce ve vzduchové mezeře. $\frac{1}{k_1}$, μ_1 jsou činitel deformace pole a činitel primární vazby. Hodnoty jsou převzaty z předešlé kapitoly.

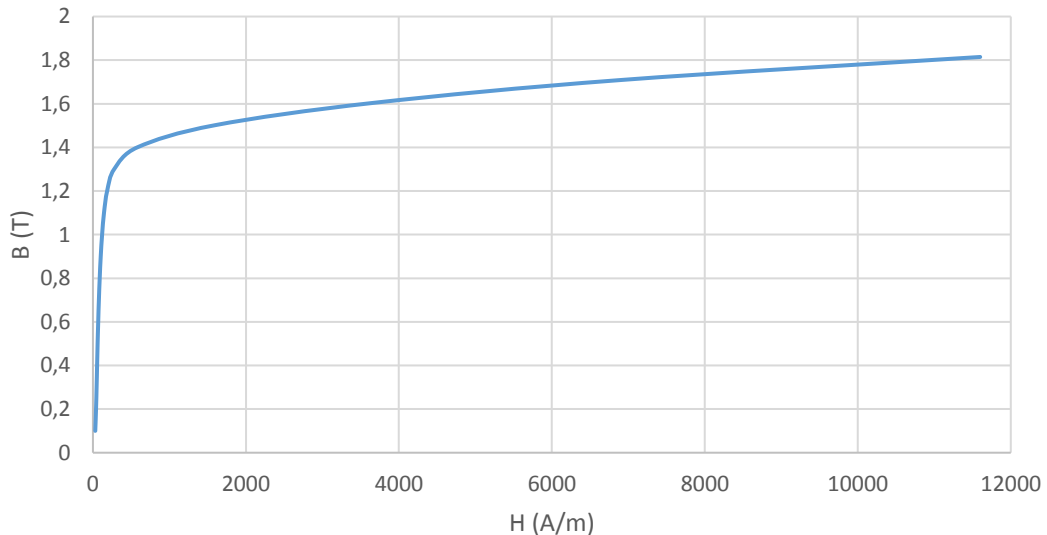
Hodnotu D_δ stanovíme z délky vzduchové mezery δ , vrtání statoru D_s a vnějšího průměru rotoru D_r . Délku vzduchové mezery volíme 0,25 mm. Velikost vzduchové mezery volíme s ohledem na minimalizaci magnetizačního proudu. Při volbě vnitřního průměru statoru uvažujeme budoucí dynamické vlastnosti servomotoru, množství prvků vložených do rotoru a případnou velikost statorových drážek. Pokud navrhne velký průměr rotoru tak snížíme plochu drážek statoru a zvětšíme moment setrvačnosti rotoru, který nám zvýší dynamické ztráty

v servomechanizmu. Vnější průměr statoru je 120 mm , proto zvolíme vnitřní průměru statoru 60 mm . Pak vnější průměr rotoru bude nabývat rozměru.

$$D_r = D_s - 2 \cdot \delta = 60 - 2 \cdot 0,25 = 59,5\text{ mm} \quad (3.7)$$

$$D_\delta = \frac{D_s + D_r}{2} = \frac{60 + 59,5}{2} = 59,75\text{ mm} \quad (3.8)$$

S ohledem na minimalizaci ztrát v zubech statoru a magnetizačního proudu nastavíme maximální indukci z B-H křivky uvažovaného materiálu (Obr. 3-6) na hodnotu $1,45\text{ T}$.



Obr. 3-6: B-H křivka materiálu M250-50A [2]

Po započítání všech proměnných nabývá šířka zubu rozměru. [3]

$$b_{zs} = B_{00M} \cdot \frac{1}{k_1} \cdot \frac{\pi \cdot D_\delta}{Q_s \cdot B_{zsM}} \cdot \frac{1}{k_{pFEs}} = 0,846 \cdot 0,95 \cdot \frac{\pi \cdot 59,75}{12 \cdot 1,45} \cdot \frac{1}{0,95} = 9,2\text{ mm} \quad (3.9)$$

3.3.2 Určení výšky jha statoru

Výšku jha statoru h_{jS} vypočítáme ze vztahu.

$$B_{jSM} = \frac{2}{\pi} \cdot B_{00M} \cdot \frac{\pi \cdot D_{\delta}}{2p} \cdot \frac{1}{2 \cdot h_{jS} \cdot k_{pFES}} \quad (3.10)$$

Kde B_{jSM} je amplituda magnetické indukce ve jhu, k_{pFES} označuje činitel plnění železa statoru, D_{δ} znamená průměr statoru na středním průměru vzduchové mezery a $2p$ označuje počet pólu motoru. B_{00M} je amplituda ideální 1. prostorové harmonické. Tato hodnota je vypočtena v přechozí kapitole.

Výšku jha určíme jen pro stroj s rozloženým vinutím. U stroje se soustředěným vinutím jen ověříme maximální hodnotu magnetické indukce ve jhu. Tento postup byl zvolen na základně předpokladu, že musíme stroj se soustředěným vinutím napájet vyšší frekvencí napájecího napětí, abysme získali stejné otáčky motoru jak pro čtyřpólový motor. Právě tato vyšší frekvence napájecího napětí vytvoří vyšší ztráty v železe jha oprati ztrátám v železe ve jhu čtyřpólového stroje při použití srovnatelné hodnoty magnetické indukce. Pro čtyřpólový stroj vychází jho o něco větší než pro motor s 8 póly.

Amplitudu magnetické indukce jha B_{jSM} určíme opět s ohledem na ztráty v železe a na minimalizaci magnetizačního proudu. Při výpočtu výšky jha uvažujeme hodnotu amplitudy magnetické indukce $1,3 T$. Této magnetické indukci odpovídá výška jha:

$$\begin{aligned} h_{jS} &= \frac{2}{\pi} \cdot B_{00M} \cdot \frac{\pi \cdot D_{\delta}}{2p} \cdot \frac{1}{2 \cdot B_{jSM} \cdot k_{pFES}} = \\ &= \frac{2}{\pi} \cdot 0,846 \cdot \frac{\pi \cdot 59,75}{4} \cdot \frac{1}{2 \cdot 1,3 \cdot 0,95} = 10,2 \text{ mm} \end{aligned} \quad (3.11)$$

3.3.3 Návrh rotorového plechu

Vlivem drážkování rotoru a statoru vznikají nežádoucí vyšší harmonické magnetického pole. Tyto vyšší harmonické magnetického pole způsobí snižování užitečného momentu a zvyšují hlučnost stroje. Parazitní vlivy přídavných magnetických polí je potřeba co nejvíce potlačit. Omezují se vhodnou kombinací počtu statorových a rotorových drážek při zvoleném počtu pólů stroje, vhodným otevřením drážek, velikostí vzduchové mezery a natočením drážek.

Pro správné zvolení počtu drážek statoru a rotoru je potřeba dodržek několik doporučení.

- Počet drážek na pól a fázi q nemá být malý, má být celé číslo, především by neměl být zlomek.
- Pro omezení asynchronních momentů od zubových polí je potřeba dodržet

$$Q_r \leq 1,25 \cdot (Q_s \pm p) \quad (3.12)$$

- Drážky rotoru nebo statoru mají být natočeny o jednu drážkovou rozteč statoru nebo rotoru.
- Nejsou-li drážky natočeny, vybíráme správnou kombinaci počtu drážek podle vztahu:

A) Pro zmenšení synchronních momentů při stojícím rotoru

$$k_1 \cdot Q_r \neq k_2 \cdot Q_s \quad (3.13)$$

$$Q_r \neq 6 \cdot p \cdot k$$

Kde k_1, k_2, k jsou libovolné kladné čísla

B) Pro zmenšení synchronních momentů při otáčejícím se rotoru

$$k_2 \cdot Q_r \neq k_1 \cdot Q_s \pm 2p \quad (3.14)$$

$$Q_r \neq 6 \cdot p \cdot k \pm 2p$$

+ - motor, alternátor

- - brzda

C) Pro omezení vibračních radiálních sil musí platit

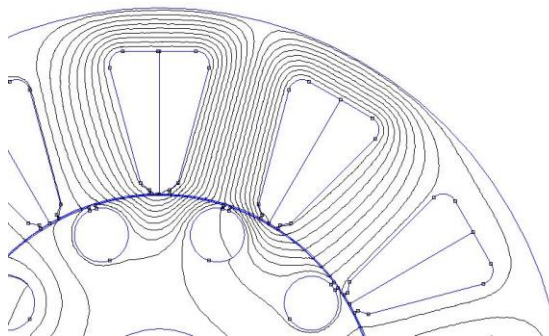
$$Q_r \neq 6 \cdot p \cdot k + 1 \quad (3.15)$$

$$Q_r \neq 6 \cdot p \cdot k \pm 2p \pm 1$$

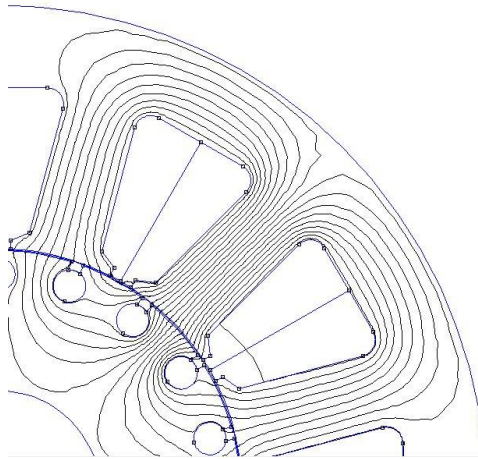
Kde + nebo – je možno volit libovolně

V žádné doposud vydané literatuře není zmínka o doporučené kombinaci počtu drážek statoru a rotoru při daném počtu pólů pro motor se soustředěným vinutím. Zvolíme tedy počet drážek rotoru pro stroj se soustředěným vinutím na základě maximálního využití magnetického toku vytvořeného statorem. Pro srovnání zmiňovaného vinutí s motorem s rozloženým vinutím vložíme navrhovaný rotor do motoru s rozloženým vinutím. Tímto pokusem se snažíme ověřit, zda soustředěné vinutí lze použít v asynchronním motoru. Později se budou vyhledávat na základě simulace různé nežádoucí projevy tohoto netypického způsobu navíjení statoru.

Na stator použijeme 19 měděných tyčí o průměru 4 mm. Při návrhu rotorových tyčí se snažíme, aby objem mědi použitý v kleci byl podobný objemu čisté mědi v drážkách statoru. Ale pro prvotní odhad vlastností soustředěného vinutí použijeme jednoduchou klec s menším objemem mědi v rotoru než je použit ve statorovém vinutí. Navíc pro snížení rozptylu je potřeba u soustředěného vinutí použít co největší počet rotorových tyčí. Na obrázcích (Obr. 3-7 a Obr. 3-8) je detailně znázorněna redukce rozptylového toku statoru, při uvažované stejné pozici rotoru vůči statoru a při stejném uvažovaném skluzu 2 %.



Obr. 3-7: Detail rozptylu statorového toku na rotoru při kombinaci 12 drážek statoru a 10 drážek rotoru při $2p = 8$ pro stroj se soustředěným vinutím



Obr. 3-8: Detail rozptylu statorového toku na rotoru při kombinaci 12 drážek statoru a 19 drážek rotoru při $2p = 8$ pro stroj se soustředěným vinutím

Z detailu lze pozorovat výhodnější využití statorového toku při použití 19 drážek na rotoru.

Při omezování rozptylu statorového toku počtem drážek rotoru musíme sledovat nárůst magnetické indukce v zubu rotoru. Musíme zvolit vhodný kompromis mezi magnetickou indukcí v zubu rotoru a rozptylem statorového toku kolem tyčí rotorové klece. Magnetickou indukci v zubu rotoru vyjádříme vztahem.

$$B_{zRM} = B_{00M} \cdot \frac{1}{k_1} \cdot \kappa_1 \frac{\pi \cdot D_\delta}{Q_R \cdot b_{zR}} \cdot \frac{1}{k_{pFeR}} \quad (3.16)$$

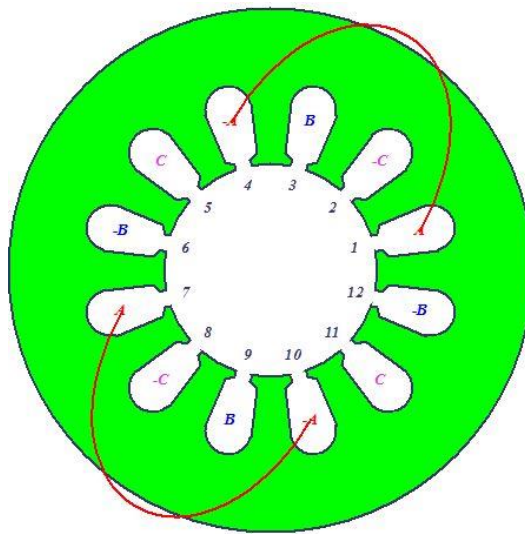
Kde B_{zRM} je maximální indukce zubu rotoru, D_δ označuje průměr vrtání statoru na středním průměru vzduchové mezery (vztah 3.8), k_{pFeR} představuje činitel plnění rotorového svazku. Při našich výpočtech jej uvažujeme, že nabývá hodnoty 0,95. B_{00M} je amplituda ideální 1. prostorové harmonické (vypočtená podle vztahu 3.6), Q_R označuje počet drážek rotoru. b_{zR} je šířka zubu rotoru v nejužším místě [3],[9].

3.4 Výpočet magnetického obvodu

3.4.1 Výpočet činitele vinutí

3.4.1.1 Výpočet činitele vinutí motoru s rozloženým vynutím

Jako první provedeme výpočet činitele vinutí k_v pro stroj s rozloženým vinutím. Tento stroj bude mít 12 drážek na statoru. Jak již bylo vypočteno podle vztahu 3.3 vychází pro čtyřpólový motor jedna drážka na pól a fázi. (Obr. 3-9)



Obr. 3-9: Zapojení jedné fáze statoru motoru s rozloženým vinutím [8]

Výpočet činitele vinutí k_v se skládá z výpočtu činitele kroku k_y , činitele rozlohy k_r a činitele natočení drážek k_γ [6].

$$k_v = k_y \cdot k_r \cdot k_\gamma \quad (3.17)$$

Činitel kroku určíme jako poměr toku, který prochází přes cívkovou rozteč k magnetickému toku, který prochází přes pólovou rozteč.

$$\begin{aligned} k_y &= \frac{\int_0^{180} B \cdot \sin d\alpha}{\int_0^{180} B \cdot \sin d\alpha} = \frac{[-\cos \alpha]_0^{180}}{[-\cos \alpha]_0^{180}} = \\ &= \frac{[-\cos 180^\circ + \cos 0^\circ]}{[-\cos 180^\circ + \cos 0^\circ]} = 1 \end{aligned} \quad (3.18)$$

Činitel rozlohy k_r se určí jako poměr geometrického součtu indukovaných napětí v cívkách jedné fáze k aritmetickému součtu indukovaných napětí v cívkách jedné fáze. Pro rozložené vnutí se činitel rozlohy vypočte podle vztahu [6].

$$k_r = \frac{\sin\left(q \cdot \frac{2\pi p}{2 \cdot Q_S}\right)}{q \cdot \sin \frac{2\pi p}{2 \cdot Q_S}} = \frac{\sin\left(1 \cdot \frac{2\pi \cdot 2}{2 \cdot 12}\right)}{1 \cdot \sin \frac{2\pi \cdot 2}{2 \cdot 12}} = 1 \quad (3.19)$$

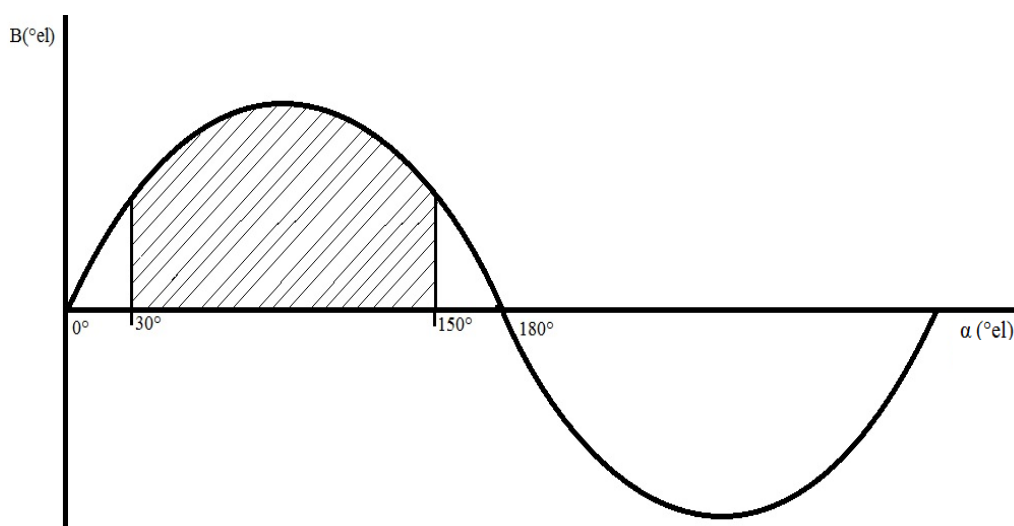
Pro první návrh motoru budeme uvažovat stator bez natočení drážek. Proto činitel natočení drážek se bude rovnat jedné.

$$k_v = k_y \cdot k_r \cdot k_\gamma = 1 \cdot 1 \cdot 1 = 1$$

3.4.1.2 Výpočet činitele vnutí motoru se soustředěným vnutím

Činitel vnutí k_v v případě soustředěného vnutí se počítá stejným vztahem 3.17. U tohoto typu vnutí (12 drážek na statoru a při 8 pólovém stroji) jedna cívka (drážka) pokrývá 120° elektrických část toku přes pólovou rozteč stroje. V jedné fázi jsou zapojeny čtyři cívky do série. Potom činitel kroku vypočteme podle vztahu.

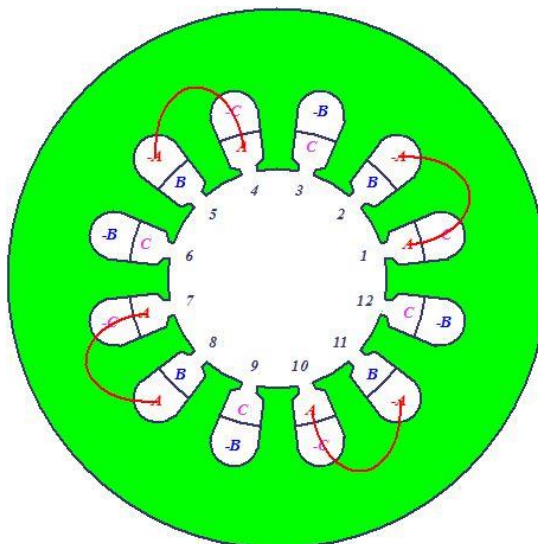
$$k_y = \frac{\int_{30}^{150} 4 \cdot B \cdot \sin d\alpha}{\int_0^{180} 4 \cdot B \cdot \sin d\alpha} = \frac{[-\cos \alpha]_{30}^{150}}{[-\cos \alpha]_0^{180}} = \frac{[-\cos 150^\circ + \cos 30^\circ]}{[-\cos 180^\circ + \cos 0^\circ]} = 0,866 \quad (3.20)$$



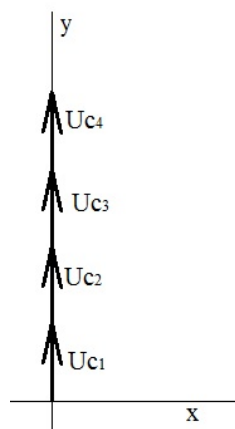
Obr. 3-10: Průběh magnetického toku přes pólovou rozteč motoru se soustředěným vnutím

Činitel rozlohy vypočteme na základě fázorového diagramu zapojení cívek jedné fáze v motoru.

$$k_r = \frac{4 \cdot U_{c1} \cdot \cos(0^\circ e l)}{4 \cdot U_{c1}} = 1 \quad (3.21)$$



Obr. 3-11: Zapojení jedné fáze statoru motoru se soustředěným vinutím [8]



Obr. 3-12: Fázorový diagram rozložení jedné fáze v motoru

Opět nebudeme při prvotním elektromagnetickém návrhu uvažovat natočení drážek statoru. Pak činitel vinutí vychází pro tuto variantu zapojení statorového vinutí.

$$k_v = k_y \cdot k_r \cdot k_\gamma = 0,866 \cdot 1 \cdot 1 = 0,866$$

3.4.2 Výpočet počtu závitů jedné fáze v sérii

Z požadavků kladené na motor (kapitola 3) víme, že navrhovaný stroj bude připojen na třífázový střídač napětí napájený 3 x 400 V. Tedy na meziobvodu střídače se může objevit napětí 560 V. Z důvodu poklesů tohoto napětí vlivem velkých odběrů proudů z meziobvodu budeme uvažovat, že napětí nepoklesne pod hodnotu 540 V. U uvažujeme, že vinutí motoru bude zapojeno do hvězdy. Tedy efektivní hodnota fázového napětí dosahuje velikosti.

$$U_{1f} = \frac{U_d}{\sqrt{2} \cdot \sqrt{3}} = \frac{540}{\sqrt{2} \cdot \sqrt{3}} = 220 \text{ V} \quad (3.22)$$

Počet závitů jedné fáze v sérii je závislý na činiteli deformace pole $\frac{1}{k_1}$ a primárním rozptylu vazby κ_1 . Počet závitů vypočteme z fázové hodnoty indukovaného napětí.

$$N'_{ZSf} = \frac{\sqrt{2} \cdot U_{1f} \cdot \kappa_1 \cdot \frac{1}{k_1}}{2 \cdot \pi \cdot f_1 \cdot \frac{2}{\pi} B_{\delta M} \cdot \frac{\pi D_{\delta}}{2p} \cdot k_v \cdot l_{FE}} \quad (3.23)$$

Kde D_{δ} je střední průměr vzduchové mezery, $B_{\delta M}$ značí amplitudu magnetické indukce v mezeře. Délka svazku l_{FE} je již dána v požadavcích na stroj. Délka svazku má být 120 mm. Dále počet závitů je ovlivněn frekvencí napájecího napětí. Frekvence napájecího napětí určuje, jak rychle se bude motor při daném počtu pólu točit.

Navrhujeme stroj na synchronní otáčky 4500 min^{-1} . V případě čtyřpólového stroje s rozloženým vinutím musíme statorové vinutí napájet frekvencí 150 Hz. Abychom získali takovou rychlost u osmi pólového stroje musíme napájet stator napětím o frekvenci 300 Hz .

Počet závitů jedné fáze v sérii v případě čtyř pólového stroje.

$$N'_{ZSf} = \frac{\sqrt{2} \cdot U_{1f} \cdot \kappa_1 \cdot \frac{1}{k_1}}{2 \cdot \pi \cdot f_1 \cdot \frac{2}{\pi} B_{\delta M} \cdot \frac{\pi D_{\delta}}{2p} \cdot k_v \cdot l_{FE}} = \frac{\sqrt{2} \cdot 220 \cdot 0,97 \cdot 0,95}{2 \cdot \pi \cdot 150 \cdot \frac{2}{\pi} \cdot 0,78 \cdot \frac{\pi \cdot 59,75 \cdot 10^{-3}}{4} \cdot 1 \cdot 120 \cdot 10^{-3}} = 109 \text{ závitů}$$

Počet závitů musí být celé číslo dělitelné počtem cívek jedné fáze. Máme čtyřpólový třífázový stroj s jednou drážkou na pól a fázi. Zvolíme počet závitů jedné fáze v sérii v našem případě.

$$N_{ZSf} = 108 \text{ závitů}$$

Při jednovrstvém vynutí bude počet vodičů v jedné drážce.

$$N_{vc} = \frac{N_{ZSf} \cdot 2}{\frac{Q_S}{m_1}} = \frac{108 \cdot 2}{\frac{12}{3}} = \mathbf{54 \text{ vodičů}} \quad (3.24)$$

V případě osmi pólového stroje se soustředěným vinutím.

$$\begin{aligned} N'_{ZSf} &= \frac{\sqrt{2} \cdot U_{if} \cdot \kappa_1 \cdot \frac{1}{k_1}}{2 \cdot \pi \cdot f_1 \cdot \frac{2}{\pi} \cdot B_{\delta M} \cdot \frac{\pi \cdot D_{\delta}}{2p} \cdot k_v \cdot l_{FE}} = \\ &= \frac{\sqrt{2} \cdot 220 \cdot 0,97 \cdot 0,95}{2 \cdot \pi \cdot 300 \cdot \frac{2}{\pi} \cdot 0,78 \cdot \frac{\pi \cdot 59,75 \cdot 10^{-3}}{8} \cdot 1 \cdot 120 \cdot 10^{-3}} = \\ &= 126 \text{ závitů} \end{aligned}$$

U soustředěného vinutí musíme rozdělit počet závitů jedné fáze v sérii na čtyři zuby statoru. Počet závitů jedné fáze v sérii bude v případě soustředěného vinutí.

$$N_{ZSf} = 124 \text{ závitů}$$

Počet vodičů na jednom zubu statoru.

$$N_{vc} = \frac{N_{ZSf}}{\frac{Q_S}{m_1}} = \frac{124}{\frac{12}{3}} = 31 \text{ vodičů}$$

Ale v drážce statoru se nacházejí dvě vrstvy vinutí.

$$N_{vdr} = N_{vc} \cdot 2 = 31 \cdot 2 = \mathbf{62 \text{ vodičů}} \quad (3.25)$$

Po návrhu počtu vynutí je potřeba provést zpětnou kontrolu amplitudy magnetické indukce ve vzduchové mezeře stroje. Pro motor s rozloženým vinutím vychází zpětná kontrola magnetické indukce.

$$\begin{aligned} B_{\delta M} &= \frac{\sqrt{2} \cdot U_{if} \cdot \kappa_1 \cdot \frac{1}{k_1}}{2 \cdot \pi \cdot f_1 \cdot \frac{2}{\pi} \cdot N_{ZSf} \cdot \frac{\pi \cdot D_{\delta}}{2p} \cdot k_v \cdot l_{FE}} = \\ &= \frac{\sqrt{2} \cdot 220 \cdot 0,97 \cdot 0,95}{2 \cdot \pi \cdot 150 \cdot \frac{2}{\pi} \cdot 108 \cdot \frac{\pi \cdot 59,75 \cdot 10^{-3}}{4} \cdot 1 \cdot 120 \cdot 10^{-3}} = \mathbf{0,786 \text{ T}} \quad (3.26) \end{aligned}$$

U motoru se soustředěným vinutím vychází pomocí zpětné kontroly magnetická indukce ve vzduchové mezeře 0,7901 T.

3.4.3 Výpočet magnetického napětí ve vzduchové mezeře

Magnetické napětí ve vzduchové mezeře $U_{m\delta}$ vypočteme z Ampérova zákona.

$$U_{m\delta} = H_{\delta} \cdot \delta \quad (3.27)$$

Amplituda magnetické indukce ve vzduchové mezeře se vypočítá z magnetické intenzity H_{δ} ve vzduchové mezeře a permeability vakua μ_0 .

$$B_{\delta M} = H_{\delta} \cdot \mu_0 \quad (3.28)$$

Pak po úpravě rovnice 3.23 získáme tvar.

$$U_{m\delta} = \frac{1}{\mu_0} \cdot B_{\delta M} \cdot \delta \cdot k_c \quad (3.29)$$

Kde k_c značí Carterův činitel.

$$k_c = k_{c1} \cdot k_{c2} \quad (3.30)$$

Činitel zohledňující vliv drážkování statoru

$$k_{c1} = \frac{t_{ds}}{t_{ds} - \frac{b_{0s}^2}{b_{0s} + 5 \cdot \delta}} \quad (3.31)$$

Kde t_{ds} je drážková rozteč statoru na vnitřním průměru statoru a b_{0s} značí otevření drážky statoru. V případě varianty se soustředěným vinutím uvažujeme otevření drážky 3 mm, v případě stroje s rozloženým vinutím je otevření drážky 2,4 mm. δ je uvažovaná délka vzduchové mezery 0,25 mm.

$$t_{ds} = \frac{\pi \cdot D_s}{Q_s} = \frac{\pi \cdot 60}{12} = 15,71 \text{ mm} \quad (3.32)$$

Kde D_s značí vnitřní průměr statoru. V našem případě uvažujeme průměr 60 mm

Činitel zohledňující vliv drážkování statoru pro motor s rozloženým vinutím

$$k_{c1} = \frac{t_{ds}}{t_{ds} - \frac{b_{0s}^2}{b_{0s} + 5 \cdot \delta}} = \frac{15,71}{15,71 - \frac{2,4^2}{2,4 + 5 \cdot 0,25}} = 1,111$$

V případě stroje se soustředěným vinutím nabývá činitel k_{c1} velikosti 1,156.

Činitel zohledňující vliv drážkování rotoru.

$$k_{c2} = \frac{t_{dr}}{t_{dr} - \frac{b_{0r}^2}{b_{0r} + 5 \cdot \delta}} \quad (3.33)$$

Kde t_{dr} je drážková rozteč rotoru na vnějším průměru rotoru a b_{0r} značí otevření drážky rotoru. V obou případech uvažujeme otevření drážky rotoru 1,5 mm.

$$t_{ds} = \frac{\pi \cdot D_r}{Q_r} = \frac{\pi \cdot 59,5}{19} = 9,84 \text{ mm} \quad (3.34)$$

Kde D_r je vnější průměr rotoru (vztah 3.7), Q_r značí počet tyčí rotoru. V obou variantách motorů uvažujeme 19 drážek.

$$k_{c2} = \frac{t_{dr}}{t_{dr} - \frac{b_{0r}^2}{b_{0r} + 5 \cdot \delta}} = \frac{9,84}{9,84 - \frac{1,5^2}{1,5 + 5 \cdot 0,25}} = 1,091$$

Tedy Carterův činitel nabývá hodnoty u varianty stroje s rozloženým vinutím.

$$k_c = k_{c1} \cdot k_{c2} = 1,111 \cdot 1,091 = 1,213$$

U stroje se středěným vinutím dosahuje činitel k_c velikosti vlivu drážkování 1,261 .

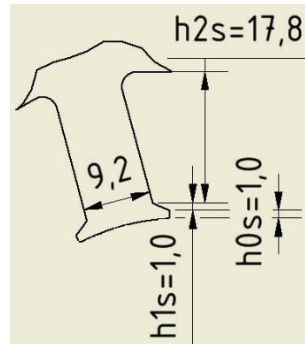
Dosazením všech hodnot do vztahu 3.29 a při vypočtené zpětné kontrole amplitudy magnetické indukce ve vzduchové mezeře (kapitola 3.4.2). Získáme magnetické napětí ve vzduchové mezeře v případě varianty motoru se soustředěným vinutím.

$$U_{m\delta} = \frac{1}{\mu_0} \cdot B_{\delta M} \cdot \delta \cdot k_c = \frac{1}{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}} \cdot 0,791 \cdot 0,25 \cdot 10^{-3} \cdot 1,261 = 198,59 \text{ A}$$

V motoru s rozloženým vinutím je magnetické napětí ve vzduchové mezeře 189,92 A

3.4.4 Výpočet magnetického napětí zuby statoru

V této části výpočtu, vypočteme magnetické napětí zuby statoru za pomoci aktualizované hodnoty amplitudy magnetické indukce ve vzduchové mezeře $B_{\delta M}$ při uvažovaném počtu závitů statorového vinutí (kapitola 3.4.2).



Obr. 3-13: Detail zuby statoru

Aktualizaci amplitudy magnetické indukce v zuby statoru B_{zsM} (rovnice 3.5) provedeme za pomoci opětovného výpočtu amplitudy ideální prostorové harmonické magnetické indukce B_{00M} (rovnice 3.6). U stroje s klasickým rozloženým vinutím bude amplituda magnetické indukce v zuby statoru při skutečné hodnotě amplitudy magnetické indukce ve vzduchové mezeře $0,786 T$.

$$B_{00M} = \frac{B_{\delta M}}{\frac{1}{k_1} \cdot \kappa_1} = \frac{0,786}{0,95 \cdot 0,97} = 0,854 T$$

$$B_{zsM} = B_{00M} \cdot \frac{1}{k_1} \cdot \frac{\pi \cdot D_\delta}{Q_s \cdot b_{zs}} \cdot \frac{1}{k_{pFes}} = 0,854 \cdot 0,95 \cdot \frac{\pi \cdot 59,75}{12 \cdot 9,2} \cdot \frac{1}{0,95} = 1,453 T$$

Šířku zuby statoru b_{zs} odečteme z Obr. 3-13.

U varianty motoru se soustředěným vinutím nabývá amplituda magnetické indukce v zuby statoru při aktualizované hodnotě magnetické indukce ve vzduchové mezeře $0,7901 T$ velikosti $1,461 T$. Indukce v zuby se vypočetla ze zpětného výpočtu amplitudy ideální prostorové harmonické magnetické indukce B_{00M} o velikosti $0,859 T$.

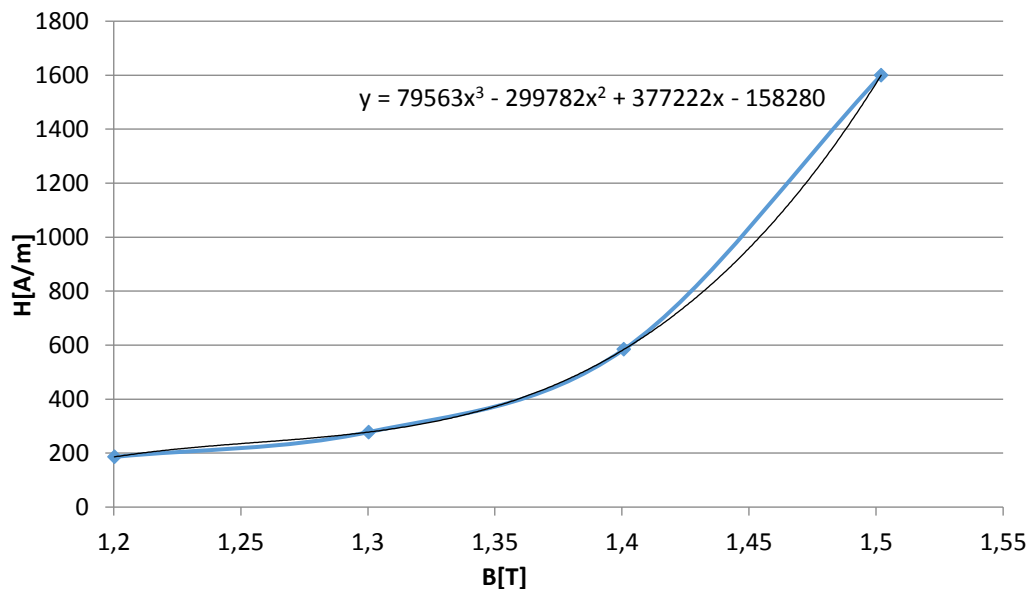
Magnetické napětí v zubu statoru určíme z intenzity magnetického pole v zubu H_{zSM} a délky indukční čáry zubu l_{zs} . Délka zubu se určí ze vztahu pro použitý typ drážky [3].

$$l_{zs} = h_{0s} + h_{1s} + h_{2s} + \frac{1}{3} \cdot h_{1s} = 1 + 1 + 17,8 + \frac{1}{3} \cdot 1 = 20,13 \text{ mm} \quad (3.35)$$

Amplitudu intenzity magnetického pole určíme z B-H křivky použitého materiálu M250-50A. Na základě vypočtené hodnoty B_{zSM} a proložení charakteristiky v dané oblasti B-H křivky (Obr. 3-14) získáme intenzitu magnetického pole v zubu statoru. Amplituda intenzity magnetického pole u motoru se soustředěným vinutím nabývá hodnoty.

$$\begin{aligned} H_{zSM} &= 79563 \cdot B_{zSM}^3 - 299782 \cdot B_{zSM}^2 + 377222 \cdot B_{zSM} - 158280 = \\ &= 79563 \cdot 1,461^3 - 299782 \cdot 1,461^2 + 377222 \cdot 1,461 - 158280 = \\ &= 1070,46 \text{ A} \cdot \text{m}^{-1} \end{aligned} \quad (3.36)$$

Amplituda intenzity magnetického pole H_{zSM} u motoru s rozloženým vinutím dosahuje velikosti $984,25 \text{ A} \cdot \text{m}^{-1}$.



Obr. 3-14: Střední oblast B-H křivky materiálu M250-50A

V zubu statoru je magnetické napětí v případě varianty stroje se soustředěným vinutím.

$$U_{mzs} = H_{zsM} \cdot l_{zs} = 1070,46 \cdot 20,13 \cdot 10^{-3} = 21,55 \text{ A} \quad (3.37)$$

U stroje s rozloženým vinutím.

$$U_{mzs} = H_{zsM} \cdot l_{zs} = 984,25 \cdot 20,13 \cdot 10^{-3} = 19,82 \text{ A}$$

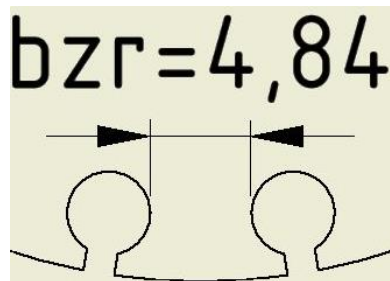
3.4.5 Výpočet magnetického napětí zubu rotoru

Magnetické napětí zubu rotoru určíme podobným způsobem jako v předešle kapitole 3.4.4. Na základě znalosti amplitudy magnetické intenzity H_{zR} a délky indukční čáry l_{zR} . U tohoto typu rotorové drážky provedeme zjednodušení výpočtu, kdy namísto kulaté drážky vložíme pomyslně obdélníkový profil drážky o šířce b_{1r} a výšce indukční čáry l_{zR} . Zjednodušení provádíme z důvodu změny magnetické indukce v zubu rotoru vlivem různé šířky zubu v jednotlivých částech zubu rotoru.

Amplituda magnetické indukce v zubu se vypočte podle vztahu.

$$B_{zrM} = B_{00M} \cdot \frac{1}{k_1} \cdot \kappa_1 \cdot \frac{\pi \cdot D_\delta}{Q_R \cdot b_{zr}} \cdot \frac{1}{k_{pFer}} \quad (3.38)$$

Kde k_{pFer} je činitel plnění železa rotoru. V našem případě budeme uvažovat stejnou hodnotu činitele plnění železa jak v případě statoru, tedy 0,95. Q_R představuje počet drážek rotoru, na rotoru se nachází 19 tyčí. b_{zr} označuje šířku zubu v nejužším místě.



Obr. 3-15: Detail zubu rotoru

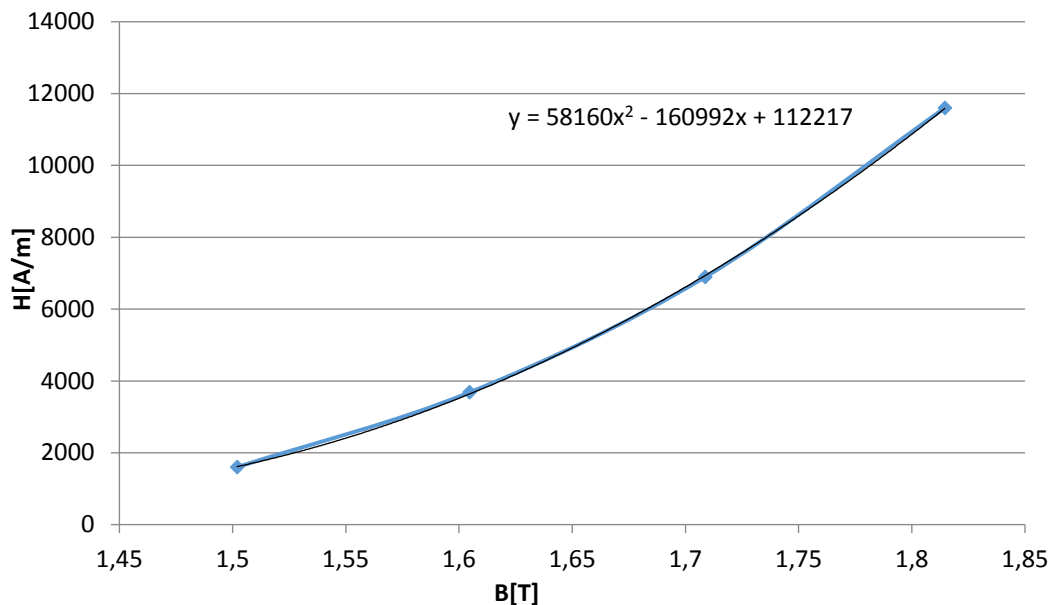
Amplitudu ideální 1. prostorové harmonické B_{00M} jsme již vypočetli v předešlé kapitole 3.4.4. Amplituda magnetické indukce B_{00M} nabývá velikosti u motoru se

soustředěným vnutím **0,859 T** a u varianty s rozloženým vnutím **0,854 T**. Dosazením hodnot do vztahu 3.38 zjistíme velikost magnetické indukce v zubu rotoru pro obě varianty motoru. Provedeme ukázkou výpočtu magnetické indukce v zubu rotoru stroje s rozloženým vnutím.

$$B_{zrM} = B_{00M} \cdot \frac{1}{k_1} \cdot \kappa_1 \cdot \frac{\pi \cdot D_\delta}{Q_R \cdot b_{zr}} \cdot \frac{1}{k_{pFer}} =$$

$$= 0,854 \cdot 0,95 \cdot 0,97 \cdot \frac{\pi \cdot 59,75}{19 \cdot 4,84} \cdot \frac{1}{0,95} = 1,69 T$$

U varianty stroje se soustředěným vnutím je v nejužším místě zubu rotoru magnetická indukce 1,70 T.



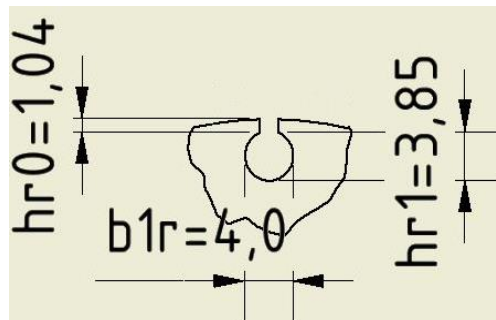
Obr. 3-16: Poslední oblast B-H křivky materiálu M250-50A

Amplitudu intenzity magnetického pole určíme z B-H křivky použitého materiálu M250-50A. Na základě vypočtené hodnoty B_{zrM} a proložení charakteristiky v dané oblasti B-H křivky (Obr. 3-16) získáme intenzitu magnetického pole v zubu rotoru. Rovnici regrese využijeme u obou variant strojů. V zubu rotoru je magnetická intenzita v případě motoru s rozloženým vnutím

$$\begin{aligned}
 H_{zR} &= 58160 \cdot B_{zrM}^2 - 160992 \cdot B_{zrM} + 112217 = \\
 &= 58160 \cdot 1,69^2 - 160992 \cdot 1,69 + 112217 = 6310,05 \text{ A} \cdot \text{m}^{-1}
 \end{aligned}
 \tag{3.39}$$

V případě stroje se soustředěným vinutím je intenzita magnetického pole v zubu rotoru $6662,74 \text{ A} \cdot \text{m}^{-1}$

Velikost indukční čáry zubu rotoru l_{zR} vypočteme na základě geometrie rotorové drážky a opravného koeficientu k_H zaznamenaného v tabulce 4-7/3 [3].



Obr. 3-17: Detail rotorové drážky

$$l_{zR} = h_{r0} + b_{1r} \cdot k_H \tag{3.40}$$

Opravný koeficient k_H se vypočte na základě řady parametrů polynomu, počtu drážek rotoru a zdánlivé magnetické indukce v zubu rotoru B_{zr}'' . V případě návrhu s rozloženým vinutím se v zubu rotoru nachází zdánlivá indukce.

$$B_{zr}'' = B_{00M} \cdot \frac{\pi \cdot D_\delta}{Q_R \cdot b_{zr}} \cdot \frac{1}{k_{pFer}} = 0,854 \cdot \frac{\pi \cdot 59,75}{19 \cdot 4,84} \cdot \frac{1}{0,95} = 1,84 \text{ T} \tag{3.41}$$

Zdánlivá magnetická indukce v zubu rotoru dosahuje velikosti u varianty se soustředěným vinutím $1,85 \text{ T}$.

V obou návrzích uvažujeme použití stejného rotoru. Příslušné parametry opravného polynomu vybíráme z tabulky 4-7/3 [3] na základně poměru

$$k = \frac{b_{1r}}{\tau_{\delta r}} = \frac{b_{1r}}{\frac{\pi \cdot D_\delta}{Q_R}} = \frac{4,84}{\frac{\pi \cdot 59,75}{19}} = 0,405 \tag{3.42}$$

Tabulka 3-4: Hodnoty koeficientů polynomu pro výpočet hodnoty k_H (tabulka 4-7/3) [3]

k	0,3		0,4		0,5		0,6		0,7	
a_1	1,7237		2,0388		2,2424		2,4081		2,4363	
a_2	- 1,1080		- 1,6815		- 2,0625		- 2,3824		- 2,4412	
a_3	- 2,1992	10^{-3}	- 3,7201	10^{-3}	- 5,5992	10^{-3}	- 8,0066	10^{-3}	- 1,1784	10^{-2}
a_4	3,2089	10^{-1}	6,1630	10^{-1}	2,1850	10^{-1}	1,0000		1,0441	
a_5	- 1,2424	10^{-3}	- 1,6104	10^{-3}	- 1,9601	10^{-3}	- 2,2652	10^{-3}	- 2,2619	10^{-3}
a_6	5,6386	10^{-5}	8,7731	10^{-5}	1,2433	10^{-4}	1,6837	10^{-4}	2,3078	10^{-4}
a_7	- 1,6723	10^{-2}	- 6,6299	10^{-2}	- 1,0132	10^{-1}	- 1,3421	10^{-1}	- 1,4469	10^{-1}
a_8	2,6251	10^{-4}	3,5216	10^{-4}	4,5490	10^{-4}	5,5701	10^{-4}	6,7297	10^{-4}
a_9	1,6593	10^{-6}	1,6757	10^{-6}	1,1797	10^{-6}	2,7013	10^{-7}	- 3,2315	10^{-6}
a_{10}	- 3,1269	10^{-7}	- 4,7696	10^{-7}	- 6,6209	10^{-7}	- 8,8004	10^{-7}	- 1,1704	10^{-6}

Opravný koeficient k_H vypočteme podle polynomu na straně 77 [3].

$$k_H = a_1 + a_2 \cdot B_{zr}'' + a_3 \cdot Q_R + a_4 \cdot B_{zr}''^2 + a_5 \cdot Q_R \cdot B_{zr}'' + a_6 \cdot Q_R^2 + a_7 \cdot B_{zr}''^3 + a_8 \cdot B_{zr}''^2 \cdot Q_R + a_9 \cdot B_{zr}'' \cdot Q_R^2 + a_{10} \cdot Q_R^3 \quad (3.43)$$

Na základě hodnoty poměru k zvolíme pro oba návrhy totožné parametry opravného koeficientu. V případě stroje s rozloženým vinutím nabývá opravný koeficient velikosti.

$$\begin{aligned} k_H &= a_1 + a_2 \cdot B_{zr}'' + a_3 \cdot Q_R + a_4 \cdot B_{zr}''^2 + a_5 \cdot Q_R \cdot B_{zr}'' + a_6 \cdot Q_R^2 + a_7 \cdot B_{zr}''^3 + \\ &\quad + a_8 \cdot B_{zr}''^2 \cdot Q_R + a_9 \cdot B_{zr}'' \cdot Q_R^2 + a_{10} \cdot Q_R^3 = \\ &= 2,0388 - 1,6815 \cdot 1,84 - 3,7201 \cdot 10^{-3} \cdot 19 + 6,1630 \cdot 10^{-1} \cdot 1,84^2 - 1,6104 \\ &\quad \cdot 10^{-3} \cdot 19 \cdot 1,85 + 8,7731 \cdot 10^{-5} \cdot 19^2 - 6,6299 \cdot 10^{-2} \cdot 1,84^3 \\ &\quad + 3,5216 \cdot 10^{-4} \cdot 1,84^2 \cdot 19 + 1,6757 \cdot 10^{-6} \cdot 1,84 \cdot 19^2 - 4,7696 \\ &\quad \cdot 10^{-7} \cdot 19^3 = 1,095 \end{aligned}$$

U výpočtu motoru se soustředěným vinutím uvažujeme hodnotu opravného koeficientu 1,103.

Indukční čára l_{zR} (3.40) má délku v případě statoru s rozloženým vinutím

$$l_{zR} = h_{r0} + b_{1r} \cdot k_H = 1,04 + 4 \cdot 1,095 = 5,38 \text{ mm}$$

V případě stroje se soustředěným vinutím měří indukční čára 5,41 mm.

Magnetické napětí zubu rotoru vypočteme ze vztahu.

$$U_{mzR} = H_{zrM} \cdot l_{zr} \quad (3.44)$$

V případě stroje se soustředěným vinutím

$$U_{mzR} = H_{zrM} \cdot l_{zr} = 6662,74 \cdot 5,41 \cdot 10^{-3} = 36,07 \text{ A}$$

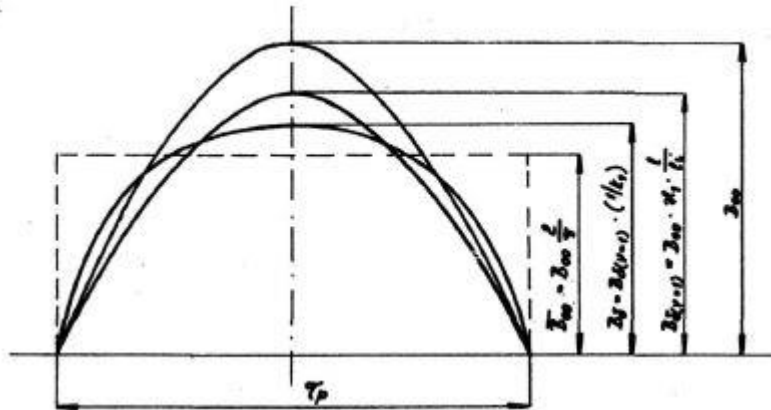
V případě stroje s rozloženým vinutím

$$U_{mzR} = H_{zrM} \cdot l_{zr} = 6310,05 \cdot 5,38 \cdot 10^{-3} = 33,94 \text{ A}$$

3.4.6 Aktualizace činitele deformace pole

Činitel deformace pole $\frac{1}{k_1}$ vyjadřuje zploštění magnetického pole ve vzduchové mezeře vlivem změny magnetického odporu podél vzduchové mezery. Činitel deformace pole se dá vyjádřit jako poměr.

$$\frac{1}{k_1} = \frac{B_\delta}{B_{\delta v=1}} = \frac{\text{amplituda skutečného magnetického pole}}{\text{amplituda ideálního magnetického pole}} \quad (3.45)$$



Obr. 3-18: Průběhy magnetické indukce ve vzduchové mezeře [3]

Jak je patrné z Obr. 3-18 je magnetické pole ve vzduchové mezeře závislé na konstrukci statorového vinutí a velikosti nasycení přechodové vrstvy k_z [3]. Velikost nasycení přechodové vrstvy stanovíme jako poměr součtu magnetického napětí v zubu rotoru, statoru a napětí ve vzduchové mezeře k velikosti magnetického napětí ve vzduchové mezeře.

$$k_z = \frac{U_{mzR} + U_{mzS} + U_{m\delta}}{U_{m\delta}} \quad (3.46)$$

Činitel deformace pole stanovíme z korekčního polynomu uvedeného v literatuře [3].

$$\frac{1}{k_1} = b_0 + b_1 \cdot k_z + b_2 \cdot k_z^2 + b_3 \cdot k_z^3 + b_4 \cdot k_z^4 \quad (3.47)$$

Koeficienty polynomu nalezneme v tabulce 4-2 [3]. Na základě provedení vinutí vybereme příslušné koeficienty polynomu. Pro čtyřpólový stroj s rozloženým vinutím s 12 drážky na statoru vybíráme koeficienty podle počtu drážek na pól a fázi q (vztah 3.3) a velikosti pólové rozteče y .

$$q = \frac{Q_s}{m_1 \cdot 2p} = \frac{12}{3 \cdot 4} = 1 \text{ drážka}$$

$$y = \frac{Q_s}{2p} = \frac{12}{4} = 3 \text{ drážky} \quad (3.48)$$

Pro stroj se soustředěným vinutím vybíráme koeficienty z tabulky 4-2 [3] pro sinusové rozložení. Proč podle sinusové rozdělení magnetického pole, tento postup je založen na delším zkoumání správného dosazení koeficientů polynomu pro pole soustředěného vinutí. Zkoumání bylo založeno na minimální chybě výpočtu činitele deformace pole pro různé hodnoty v tabulce 4-2 [3] a grafickém odečítání hodnoty činitele deformace pole (tabulka 4-3[3]).

Tabulka 3-5: Koeficienty polynomu činitele deformace pole [3]

Koeficienty polynomu	Stroj s rozloženým vinutím	Stroj se soustředěným vinutím
b_0	1,7608	1,5516
b_1	-1,0837	-0,8769
b_2	0,4768	0,4024
b_3	-0,0927	-0,08067
b_4	0,0067	0,005903

Proč vlastně aktualizujeme činitel deformace pole? Protože doposud jsme počítali s prvotním odhadem činitele deformace. Opakováním výpočtu magnetického obvodu (kapitoly 3.4.3, 3.4.4, 3.4.5) s aktualizovanou hodnotou deformace pole zjistíme skutečnou hodnotu činitele deformace pole a tím ověříme velikost předpokládané indukce magnetického pole ve vzduchové mezeře stroje.

Opakujeme postup výpočtu, dokud se nerovnají hodnoty činitele deformace pole na začátku iterace s hodnotou po aktualizaci činitele. Ale dále pro jednoduchost budeme při výpočtech uvažovat dosavadní hodnotu činitele deformace pole 0,95.

Provedeme příklad výpočtu aktualizace činitele deformace pole jen pro stroj s rozloženým vinutím. Čísel přechodové vrstvy k_z stanovíme podle rovnice 3.46

$$k_z = \frac{U_{mzR} + U_{mzS} + U_{m\delta}}{U_{m\delta}} = \frac{33,94 + 19,82 + 189,92}{189,92} = 1,283$$

Hodnoty jednotlivých magnetických napětí jsme stanovili již v předchozích kapitolách 3.4.3, 3.4.4 a 3.4.5.

Dosažením k_z do rovnice 3.47 získáme aktualizovanou hodnotu činitele deformace pole

$$\begin{aligned} \frac{1}{k_1} &= b_0 + b_1 \cdot k_z + b_2 \cdot k_z^2 + b_3 \cdot k_z^3 + b_4 \cdot k_z^4 = \\ &= 1,7608 - 1,0837 \cdot 1,283 + 0,4768 \cdot 1,283^2 - 0,0927 \cdot 1,283^3 + 0,0067 \\ &\quad \cdot 1,283^4 = 0,9345 \end{aligned}$$

3.4.7 Výpočet magnetického napětí ve jhu statoru

Opět při výpočtu magnetického napětí jha statoru U_{mJS} vycházíme ze znalosti magnetické intenzity jha H_{JS} a jeho délky l_{JS} .

$$U_{mJS} = H_{JS} \cdot l_{JS} \quad (3.49)$$

Intenzitu magnetického pole zjistíme z magnetizační křivky použitého materiálu. Vypočteme amplitudu magnetické indukce ve jhu stroje B_{JSM} podle rovnice 3.10 na základě aktualizované hodnoty magnetické indukce ve vzduchové mezeře vlivem návrhu počtu závitů vinutí statoru. Výška jha h_{JS} byla stanovena rovnicí 3.11 v kapitole 3.3.2.

$$B_{JSM} = \frac{2}{\pi} \cdot B_{00M} \cdot \frac{\pi \cdot D_\delta}{2p} \cdot \frac{1}{2 \cdot h_{JS} \cdot k_{pFEs}}$$

Aktualizovanou hodnotu amplitudy ideální 1. prostorové harmonické B_{00M} jsme již vypočetli v kapitole 3.4.4. Amplituda magnetické indukce B_{00M} nabývá velikosti u motoru se soustředěným vnutím $0,859 T$ a u varianty s rozloženým vnutím $0,854 T$. U výpočtu magnetické indukce ve jhu uvažujeme plnění statorového svazku 0,95. Vnitřní průměr statoru na středním průměru vzduchové mezery D_δ byl stanoven vztahem 3.8 na velikost $59,75 mm$.

U osmi pólového motoru se středěným vnutím vychází amplituda magnetické indukce ve jhu při použití stejné délky $10,2 mm$.

$$B_{jSM} = \frac{2}{\pi} \cdot B_{00M} \cdot \frac{\pi \cdot D_\delta}{2p} \cdot \frac{1}{2 \cdot h_{jS} \cdot k_{pFES}} = \frac{2}{\pi} \cdot 0,859 \cdot \frac{\pi \cdot 59,75}{8} \cdot \frac{1}{2 \cdot 10,2 \cdot 0,95} \\ = 0,662 T$$

Amplituda magnetické indukce ve jhu statoru u čtyřpólového stroje s rozloženým vnutím nabývá hodnoty $1,317 T$.

Pro přesnější výpočet budeme uvažovat, že skutečná magnetická indukce bude mít tvar funkce sinus. Jedna pólová rozteč statoru odpovídá půl periodě funkce sinus napájecího napětí. Pól si rozdělíme na třetiny a z každé části vypočteme střední hodnotu magnetické indukce v dané části [4].

Výpočet střední hodnoty magnetické indukce B_{js1} , B_{js3} v úsecích funkce sinus $\alpha \in (0; \frac{\pi}{3}), (\frac{2\pi}{3}; \pi)$.

$$B_{js1} = B_{js3} = \frac{1}{\frac{\pi}{3}} \cdot B_{jSM} \cdot \int_0^{\frac{\pi}{3}} \sin \alpha d\alpha = \frac{3}{\pi} \cdot B_{jSM} \cdot [-\cos \alpha]_0^{\frac{\pi}{3}} = \\ = \frac{3}{\pi} \cdot B_{jSM} \cdot [-\cos \frac{\pi}{3} + \cos 0] = \frac{3}{\pi} \cdot B_{jSM} \cdot 0,5 \quad (3.50)$$

Pro motor se soustředěným vnutím:

$$B_{js1} = B_{js3} = \frac{3}{\pi} \cdot B_{jSM} \cdot 0,5 = \frac{3}{\pi} \cdot 0,662 \cdot 0,5 = \frac{3}{\pi} \cdot 0,662 \cdot 0,5 = 0,316 T$$

U motoru s rozloženým vnutím dosahují magnetické indukce B_{js1}, B_{js3} hodnoty $0,629 T$.

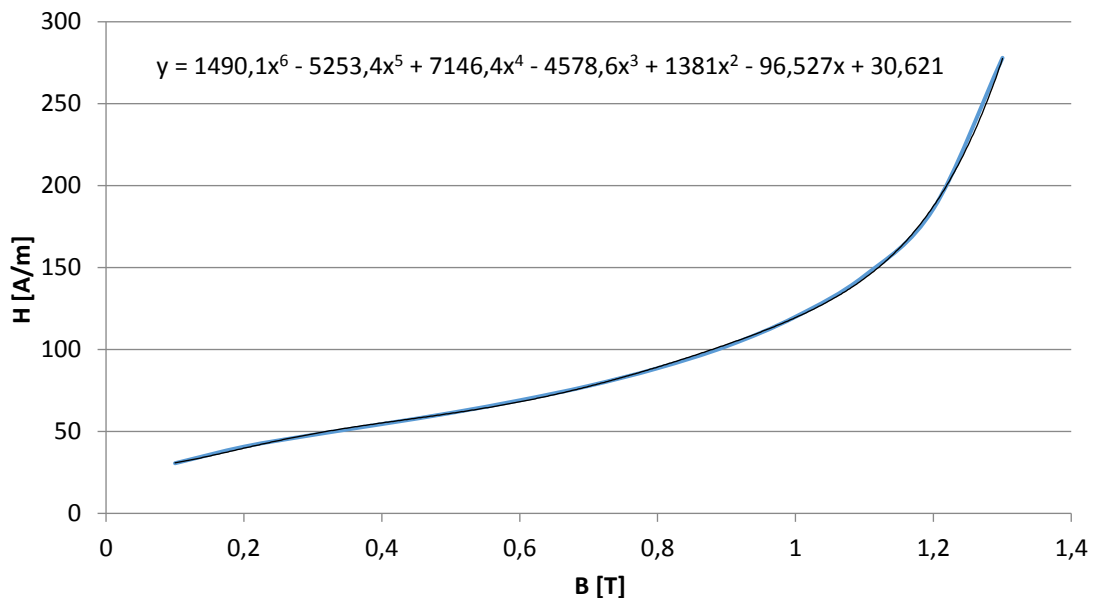
Výpočet střední hodnoty magnetické indukce B_{js2} v úsecích funkce sinus $\alpha \in (\frac{\pi}{3}; \frac{2\pi}{3})$

$$\begin{aligned}
 B_{js2} &= \frac{1}{\pi} \cdot B_{jSM} \cdot \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} \sin \alpha \, d\alpha = \frac{3}{\pi} \cdot B_{jSM} \cdot [-\cos \alpha]_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} = \\
 &= \frac{3}{\pi} \cdot B_{jSM} \cdot [-\cos \frac{2\pi}{3} + \cos \frac{\pi}{3}] = \frac{3}{\pi} \cdot B_{jSM} \cdot 1,0 \quad (3.51)
 \end{aligned}$$

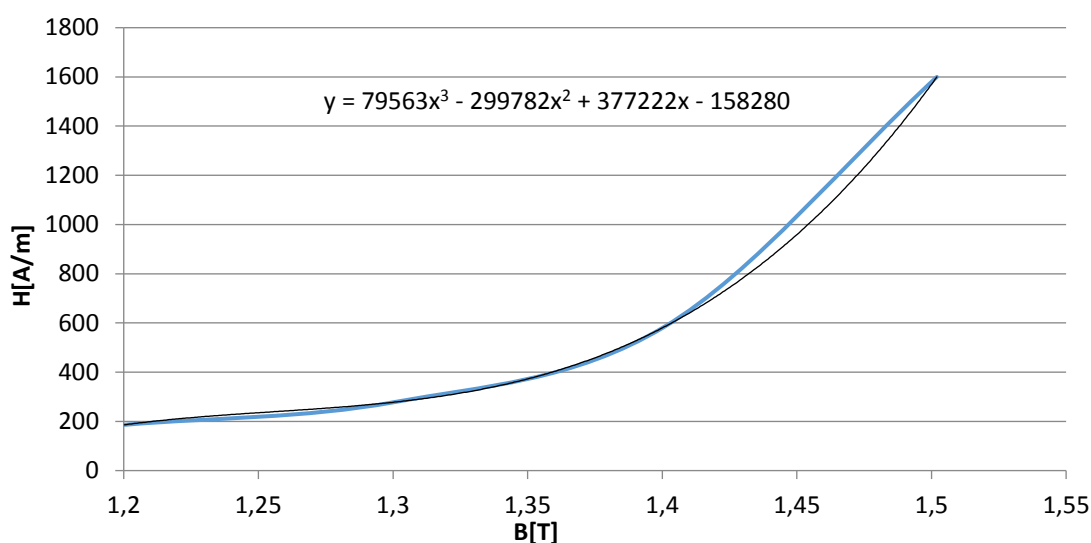
U motor se soustředěným vinutím vychází magnetická indukce v daném úseku:

$$B_{js2} = \frac{3}{\pi} \cdot B_{jSM} \cdot 1,0 = \frac{3}{\pi} \cdot 0,662 \cdot 1,0 = 0,632 \, T$$

Ve jhu statoru stroje s rozloženým vinutím nabývá střední hodnota magnetické indukce B_{js2} ve střední částí $1,258 \, T$.



Obr. 3-19: Počáteční oblast B-H křivky materiálu M250-50A



Obr. 3-20: Střední oblast B-H křivky materiálu M250-50A

Intenzity magnetického pole ve jhu určíme z B-H křivky použitého materiálu M250-50A. Na základě vypočtených hodnot indukci v jednotlivých částech jha a z proložení charakteristiky v dané oblasti B-H křivky (Obr. 3-19, Obr. 3-20) získáme intenzitu magnetického pole pro dané úseky.

Intenzity magnetického pole ve jhu statoru motoru s rozloženým vinutím pro krajní oblasti délky jha, určíme z Obr. 3-19.

$$\begin{aligned}
 H_{js1} = H_{js3} &= 1490,1 \cdot B_{js1}^6 - 5253,4 \cdot B_{js1}^5 + 7146,4 \cdot B_{js1}^4 - 4578,6 \cdot B_{js1}^3 + \\
 &1381 \cdot B_{js1}^2 - 96,527 \cdot B_{js1} + 30,621 = 1490,1 \cdot 0,629^6 - 5253,4 \cdot 0,629^5 + \\
 &7146,4 \cdot 0,629^4 - 4578,6 \cdot 0,629^3 + 1381 \cdot 0,629^2 - 96,527 \cdot 0,629 + 30,621 = \\
 &70,53 \text{ A} \cdot \text{m}^{-1}
 \end{aligned} \tag{3.52}$$

Intenzitu magnetického pole ve jhu statoru motoru s rozloženým vinutím pro střední oblast délky jha, určíme z Obr. 3-20.

$$\begin{aligned}
 H_{js2} &= 79563 \cdot B_{js2}^3 - 299782 \cdot B_{js2}^2 + 377222 \cdot B_{js2} - 158280 = \\
 &= 79563 \cdot 1,258^3 - 299782 \cdot 1,258^2 + 377222 \cdot 1,258 - 158280 = \\
 &= \mathbf{240,09 \text{ A} \cdot \text{m}^{-1}}
 \end{aligned} \tag{3.53}$$

U stroje se soustředěným vinutím určíme intenzitu magnetického pole jha jen z Obr. 3-19. V krajních oblastech jha nabývá magnetická intenzita H_{js1}, H_{js3} velikosti

$49,75 \text{ A} \cdot \text{m}^{-1}$. Intenzitu magnetického pole H_{js2} o hodnotě $70,85 \text{ A} \cdot \text{m}^{-1}$ nalezneme ve střední oblasti polové rozteče.

Magnetické napětí jha statoru určíme z přesnějšího tvaru rovnice 3.49

$$U_{mjs} = 2 \cdot H_{js1} \cdot l_{js1} + H_{js2} \cdot l_{js2} = 2 \cdot H_{js1} \cdot \frac{\pi \cdot D_{js}}{2p} \cdot \frac{1}{3} + H_{js2} \cdot \frac{\pi \cdot D_{js}}{2p} \cdot \frac{1}{3} \quad (3.54)$$

Kde D_{js} je střední průměr jha statoru.

$$D_{js} = \frac{D_{0s} + D_{zs}}{2} \quad (3.55)$$

Kde D_{0s} je vnější průměr statorového plechu. V našem případě je vnější průměr statorového plechu 120 mm . D_{zs} představuje průměr patní kružnice zubů statoru. Pro náš případ s drážky s rovným dnem je průměr patní kružnice dán vztahem.

$$D_{zs} = D_{0s} - 2 \cdot h_{js} = 120 - 2 \cdot 10,2 = 99,6 \text{ mm} \quad (3.56)$$

Střední průměr jha statoru (vztah 3.51)

$$D_{js} = \frac{D_{0s} + D_{zs}}{2} = \frac{120 + 99,6}{2} = 109,8 \text{ mm}$$

Magnetické napětí jha statoru v motoru se soustředěným vinutím (rovnice 3.50).

$$\begin{aligned} U_{mjs} &= 2 \cdot H_{js1} \cdot \frac{\pi \cdot D_{js}}{2p} \cdot \frac{1}{3} + H_{js2} \cdot \frac{\pi \cdot D_{js}}{2p} \cdot \frac{1}{3} = \\ &= 2 \cdot 49,75 \cdot \frac{\pi \cdot 109,8 \cdot 10^{-3}}{8} \cdot \frac{1}{3} + 70,85 \cdot \frac{\pi \cdot 109,8 \cdot 10^{-3}}{8} \cdot \frac{1}{3} = 2,45 \text{ A} \end{aligned}$$

U motoru s rozloženým vinutím je celkové magnetické napětí ve jhu $10,96 \text{ A}$.

3.4.8 Výpočet magnetického napětí ve jhu rotoru

Tato část výpočtu se bude z velké části podobat předešlé kapitole 3.4.7. Opět výpočet magnetického napětí ve jhu rotoru U_{mjr} vychází z magnetické intenzity H_{jr} a délky jha rotoru l_{jr} .

$$U_{mjr} = H_{jr} \cdot l_{jr} \quad (3.57)$$

Znovu budeme při výpočtu uvažovat že skutečná magnetická indukce ve vzduchové mezeře bude mít tvar funkce sinus. Rozdělíme si délku jha rotoru opět na třetiny jako

v předešlé kapitole výpočtu magnetického napětí jha statoru. Pak magnetické napětí jha rotoru vypočteme podle vztahu. [5]

$$U_{mjr} = 2 \cdot H_{jr1} \cdot \frac{\pi \cdot D_{jR}}{2p} \cdot \frac{1}{3} + H_{jr2} \cdot \frac{\pi \cdot D_{jR}}{2p} \cdot \frac{1}{3} \quad (3.58)$$

Kde D_{jR} je střední průměr jha rotoru, H_{jr1} a H_{jr2} jsou magnetické intenzity v jednotlivých úsecích délky jha rotoru.

Střední průměr jha rotoru vypočteme na základě znalosti vnitřního průměru plechu rotoru D'_{iR} a průměru patní kružnice jha rotoru D_{ZR} .

$$D_{jR} = \frac{D_{ZR} + D'_{iR}}{2} = \frac{49,5 + 25}{2} = 37,25 \text{ mm} \quad (3.59)$$

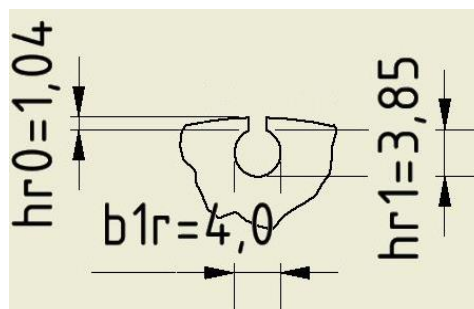
Při výpočtu vnitřního průměru plechu rotoru D'_{iR} uvažujeme vniknutí magnetického toku do materiálu hřídele. Tento jev posuzujeme koeficientem k_{hFER} zahrnující feromagnetickou hřídel do výšky jha rotoru [5]. V našem případě budeme uvažovat, že magnetický tok nevniká do materiálu hřídele.

$$D'_{iR} = D_{iR} \cdot (1 - k_{hFER}) = 25 \cdot (1 - 0) = 25 \text{ mm} \quad (3.60)$$

Kde D_{iR} je průměr použité hřídele. Uvažujeme použití hřídele o průměru 25 mm. Průměru patní kružnice jha rotoru

$$D_{ZR} = D_r - 2 \cdot (h_{r0} + h_{r1}) = 59,5 - 2 \cdot (1,04 + 3,85) = 49,5 \text{ mm} \quad (3.61)$$

Kde D_r je vnější průměr rotorového plechu, h_{r0} a h_{r1} jsou rozměry rotorové drážky Obr. 3-21.



Obr. 3-21: Detail rotorové drážky

Dosažením proměnných do rovnice 3.55 získáme střední průměr jha rotoru

$$D_{jR} = \frac{D_{ZR} + D'_{iR}}{2} = \frac{49,5 + 25}{2} = 37,25 \text{ mm}$$

Výšku jha rotoru h_{jr} vypočteme z vnitřního průměru plechu rotoru D_{iR} a průměru patní kružnice jha rotoru D_{ZR} .

$$h_{jr} = \frac{D_{ZR} - D_{iR}}{2} = \frac{49,5 - 25}{2} = 12,25 \text{ mm} \quad (3.62)$$

Amplituda magnetické indukce ve jhu rotoru.

$$B_{jrM} = \frac{2}{\pi} \cdot B_{00M} \cdot \kappa_1 \cdot \frac{\pi \cdot D_\delta}{2p} \cdot \frac{1}{2 \cdot h_{jr} \cdot k_{pFEr}} \quad (3.63)$$

Amplitudu ideální 1. prostorové harmonické B_{00M} jsme již vypočetli v kapitole 3.4.4. Amplituda magnetické indukce B_{00M} nabývá velikosti u motoru se soustředěným vynutím $0,859 \text{ T}$ a u varianty s rozloženým vinutím $0,854 \text{ T}$. U výpočtu magnetické indukce ve jhu rotoru uvažujeme činitel plnění rotoru k_{pFEr} 0,95. Vnitřní průměr statoru na středním průměru vzduchové mezery D_δ byl stanoven vztahem 3.8 na velikost $59,75 \text{ mm}$. Činitel primární vazby κ_1 uvažujeme o velikosti 0,97.

Ve jhu rotoru stroje se soustředěným vinutím je amplituda magnetické indukce velká.

$$\begin{aligned} B_{jrM} &= \frac{2}{\pi} \cdot B_{00M} \cdot \kappa_1 \cdot \frac{\pi \cdot D_\delta}{2p} \cdot \frac{1}{2 \cdot h_{jr} \cdot k_{pFEr}} \\ &= \frac{2}{\pi} \cdot 0,859 \cdot 0,97 \cdot \frac{\pi \cdot 59,75}{8} \cdot \frac{1}{2 \cdot 12,25 \cdot 0,95} = 0,535 \text{ T} \end{aligned}$$

U čtyř pólového motoru s rozloženým vinutím nabývá velikosti $1,064 \text{ T}$.

Střední hodnota magnetické indukce jha rotoru v krajních částech délky se vypočte podle vztahu 3.50. V krajních oblastech jha ve stroji se soustředěným vinutím je střední magnetická indukce

$$B_{jr1} = B_{jr3} = \frac{3}{\pi} \cdot B_{jrM} \cdot 0,5 = \frac{3}{\pi} \cdot 0,535 \cdot 0,5 = 0,255 \text{ T}$$

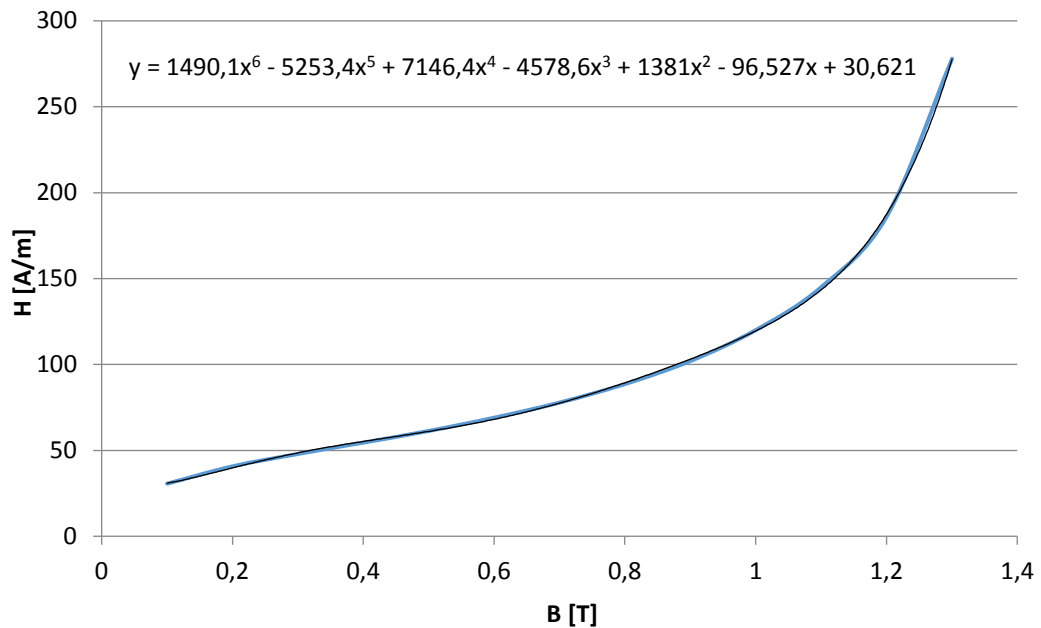
Ve stroji s rozloženým vinutím nabývá střední magnetická indukce v krajních oblastech jha rotoru hodnoty $0,508 \text{ T}$.

Ve střední části délky jha vypočteme střední magnetickou indukci podle rovnice 3.51.

U stroje se soustředěným vinutím na bývá hodnoty.

$$B_{jr2} = \frac{3}{\pi} \cdot B_{jrM} \cdot 1,0 = \frac{3}{\pi} \cdot 0,535 \cdot 1,0 = 0,511 \text{ T}$$

U varianty motoru s rozloženým vinutím má střední hodnota magnetické indukce velikost $1,016 \text{ T}$.



Obr. 3-22: Počáteční oblast B-H křivky materiálu M250-50A

Intenzity magnetického pole v jednotlivých částech jha určíme pro obě variant motorů z proložení počáteční části magnetizační charakteristiky Obr. 3-22 a vypočtených magnetických indukci v jednotlivých úsecích jha.

Pro motor se soustředěným vinutím vychází intenzita v krajních oblastech délky jha

$$\begin{aligned}
 H_{jr1} = H_{jr3} &= 1490,1 \cdot B_{jr1}^6 - 5253,4 \cdot B_{jr1}^5 + 7146,4 \cdot B_{jr1}^4 - 4578,6 \cdot B_{jr1}^3 \\
 &+ 1381 \cdot B_{jr1}^2 - 96,527 \cdot B_{jr1} + 30,621 \\
 &= 1490,1 \cdot 0,255^6 - 5253,4 \cdot 0,255^5 + 7146,4 \cdot 0,255^4 - 4578,6 \\
 &\cdot 0,255^3 + 1381 \cdot 0,255^2 - 96,527 \cdot 0,255 + 30,621 = \\
 &= 44,88 \text{ A} \cdot \text{m}^{-1}
 \end{aligned}$$

Pak v druhé třetině jha nabývá intenzita magnetického pole ve jhu stroje se soustředěným vinutím.

$$\begin{aligned}
 H_{jr2} &= 1490,1 \cdot B_{jr2}^6 - 5253,4 \cdot B_{jr2}^5 + 7146,4 \cdot B_{jr2}^4 - 4578,6 \cdot B_{jr2}^3 + 1381 \\
 &\cdot B_{jr2}^2 - 96,527 \cdot B_{jr2} + 30,621 \\
 &= 1490,1 \cdot 0,511^6 - 5253,4 \cdot 0,511^5 + 7146,4 \cdot 0,511^4 - 4578,6 \\
 &\cdot 0,511^3 + 1381 \cdot 0,511^2 - 96,527 \cdot 0,511 + 30,621 = \\
 &= 61,72 \text{ A} \cdot \text{m}^{-1}
 \end{aligned}$$

V motoru s rozloženým vinutím vychází intenzita magnetického pole v krajních oblastech délky jha $61,54 \text{ A} \cdot \text{m}^{-1}$. V druhé třetině délky je intenzita $122,67 \text{ A} \cdot \text{m}^{-1}$.

Magnetické napětí ve jhu rotoru vypočteme podle vztahu 3.58. Ve stroji se soustředěným vinutím na bává velikosti.

$$\begin{aligned} U_{mjr} &= 2 \cdot H_{jr1} \cdot \frac{\pi \cdot D_{jR}}{2p} \cdot \frac{1}{3} + H_{jr2} \cdot \frac{\pi \cdot D_{jR}}{2p} \cdot \frac{1}{3} = \\ &= 2 \cdot 44,88 \cdot \frac{\pi \cdot 37,25 \cdot 10^{-3}}{8} \cdot \frac{1}{3} + 61,72 \cdot \frac{\pi \cdot 37,25 \cdot 10^{-3}}{8} \cdot \frac{1}{3} = 0,739 \text{ A} \end{aligned}$$

U stroje s rozloženým vinutím je celkové magnetické napětí jha rotoru $2,396 \text{ A}$.

3.4.9 Výpočet celkového magnetického napětí na dva póly

Se rovná součtu jednotlivých magnetických napětí přes uzavřenou siločáru vedenou přes dva póly. [5]

$$U_{m2p} = 2 \cdot (U_{m\delta} + U_{mZS} + U_{mZR}) + U_{mjs} + U_{mjr} \quad (3.64)$$

Rovnice popisuje situaci v motoru s rozloženým vinutím. Kde celkové napětí na dva póly získáme z vypočtených hodnot magnetických napětí vyjádřených v kapitolách 3.4.3, 3.4.4, 3.4.5, 3.4.7, 3.4.8.

$$U_{m2p} = 2 \cdot (U_{m\delta} + U_{mZS} + U_{mZR}) + U_{mjs} + U_{mjr} = 2 \cdot (189,92 + 19,82 + 33,94) + 10,96 + 2,396 = 500,72 \text{ A}$$

U motoru se soustředěným vinutím je potřeba rovnici 3.64 upravit do odpovídajícího tvaru zobrazující skutečnost. Protože jak lze pozorovat z Obr. 3-23 a Obr. 3-24 je magnetický tok a tedy magnetické napětí v zubu 2 menší než v zubu 1. Dá se říci, že v zubu 2 statoru bude poloviční magnetické napětí oproti magnetickému napětí v zubu 1. Tuto myšlenku můžeme snadno dokázat.

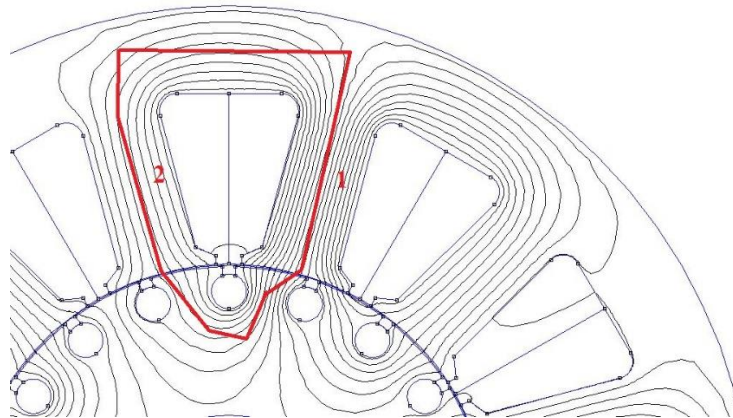
$$B_{zS2} \cdot S_{zS} = \frac{B_{zS1} \cdot S_{zS}}{2} \quad (3.65)$$

Po úpravě zjistíme, že magnetická indukce v zubu statoru číslo 2 B_{zS2} je poloviční oproti magnetické indukci v zubu číslo 1 B_{zS1} .

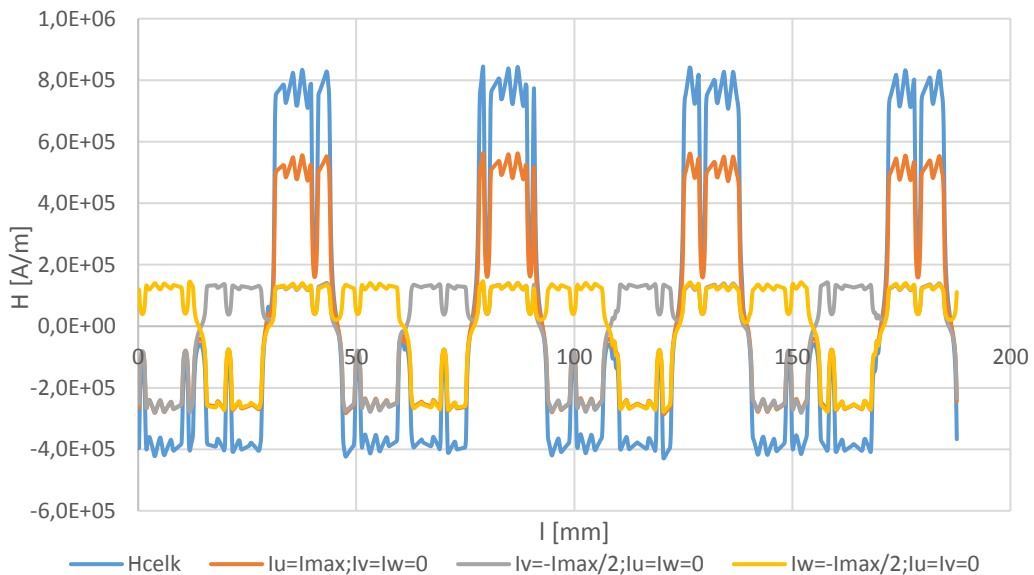
$$B_{zs2} = \frac{B_{zs1}}{2} \quad (3.66)$$

Tedy upravíme rovnici 3.64 na tvar vystihující velikost celkového magnetického napětí na dva póly u motoru se soustředěným vinutím.

$$\begin{aligned} U_{m2p} &= U_{m\delta} + \frac{U_{m\delta}}{2} + U_{mzS} + \frac{U_{mzS}}{2} + U_{mzR} + \frac{U_{mzR}}{2} + U_{mjs} + U_{mjr} = \\ &= 198,59 + \frac{198,59}{2} + 21,55 + \frac{21,55}{2} + 36,07 + \frac{36,07}{2} + 2,45 + 0,739 \\ &= 387,5 \text{ A} \end{aligned} \quad (3.67)$$



Obr. 3-23: Detail rozložení magnetického toku vytvořený statorovým vinutím



Obr. 3-24: Záznam průběhu magnetické intenzity podél obvodu vzduchové mezery motoru se soustředěným vinutím

3.4.10 Výpočet magnetizačního proudu

Efektivní hodnotu magnetizačního proudu jednou fází statorového vinutí stanovíme z celkového magnetického napětí na dva póly. U stroje s rozloženým vinutím vypočteme tuto hodnotu proudu z počtu závitů fáze v sérii N_{ZSf} (kapitola 3.4.2) počtu pól párů p a činitele vinutí k_v (kapitola 3.4.1.1). Navrhovaný stroj obsahuje zvolených 108 závitů fáze v sérii při čtyř pólovém provedení statoru. Činitel vinutí v uvažovaném provedení rozložení závitů ve statorových drážkách nabývá hodnoty 1,0. [5]

$$I_{\mu} = \frac{U_{m2p}}{\frac{m_1 \cdot 4}{2} \cdot \frac{4}{\pi} \cdot \sqrt{2} \cdot \frac{N_{ZSf}}{p} \cdot k_v} = \frac{500,72}{\frac{3 \cdot 4}{2} \cdot \frac{4}{\pi} \cdot \sqrt{2} \cdot \frac{108}{2} \cdot 1,0} = 3,43 \text{ A} \quad (3.68)$$

U stroje se soustředěným vinutím vypočteme efektivní hodnotu magnetizačního proudu. Z počtu závinů na jednom zubu statoru. Přičemž stator obsahuje 12 zubů, na jednu fázi tak připadají 4 zuby u třífázového stroje. Tento stroj má celkem 124 závinů jedné fáze v sérii (kapitola 3.4.2). Činitel vinutí pro toto uspořádání statorového vinutí je uveden v kapitole 3.4.1.2.

$$I_{\mu} = \frac{U_{m2p}}{\frac{m_1 \cdot 4}{2} \cdot \frac{4}{\pi} \cdot \sqrt{2} \cdot \frac{N_{ZSf}}{\frac{Q_S}{m}} \cdot k_v} = \frac{387,5}{\frac{3 \cdot 4}{2} \cdot \frac{4}{\pi} \cdot \sqrt{2} \cdot \frac{124}{\frac{12}{3}} \cdot 0,866} = 5,34 \text{ A} \quad (3.69)$$

3.5 Výpočet odporů a reaktancí

3.5.1 Výpočet činného odporu rotorové klece

V našem případě bude celá rotorová klec z mědi. Při výpočtu rotorové klece budeme uvažovat rezistivitu použitého materiálu $\rho_{Cu} = 0,0178 \frac{\Omega \text{mm}^2}{\text{m}}$ při 20 °C.

Odpor jedné tyče rotoru vypočteme ze znalosti rezistivity materiálu při uvažované provozní teplotě, z celkové délky tyče a jejího průřezu. Při výpočtu odporu rotorové tyče budeme přičítat k základní délce prutu délku přesahu. Tedy celková délka jedné tyče bude měřit.

$$l_{tR} = l_{FE} + 2 \cdot l_{pres} = 120 + 2 \cdot 15 = 150 \text{ mm} \quad (3.70)$$

Kde l_{FE} je délka rotorového svazku, l_{pres} představuje prodloužení jedné strany použité tyče rotoru. Při základním návrhu stroje budeme uvažovat, že jedna strana použité tyče bude přesahovat okraj svazku rotoru o 15 mm .

Při návrhu uvažujeme, že se použijí v rotoru kruhové tyče o průměru D_{tR} 4 mm . Tedy taková tyč má průřez.

$$S_{tR} = \frac{\pi \cdot D_{tR}^2}{4} = \frac{\pi \cdot 4^2}{4} = \mathbf{12,57\text{ mm}^2} \quad (3.71)$$

Při prvotním elektromagnetickém návrhu předpokládáme, že provozní teplota rotorové tyče bude $100\text{ }^\circ\text{C}$. Pak rezistivita mědi se zvýší o koeficient k_ϑ .

$$k_\vartheta = \frac{234,5 + \vartheta_0 + \Delta\vartheta}{234,5 + \vartheta_0} = \frac{234,5 + 20 + (100 - 20)}{234,5 + 20} = \mathbf{1,314} \quad (3.72)$$

Kde ϑ_0 je teplota okolí $20\text{ }^\circ\text{C}$, $\Delta\vartheta$ představuje uvažované oteplení materiálu.

Odpor jedné tyče rotoru při uvažované provozní teplotě se vypočte ze vztahu.

$$R_{tR} = k_\vartheta \cdot \rho_{Cu} \cdot \frac{l_{tR}}{S_{tR}} = \mathbf{1,314} \cdot \mathbf{0,0178} \cdot \frac{150 \cdot 10^{-3}}{12,57} = \mathbf{279,12\text{ }\mu\Omega} \quad (3.73)$$

Odpor jednoho kruhu nakrátko R_{CR} vypočítáme podobným způsobem jako odpor jedné tyče rotoru.

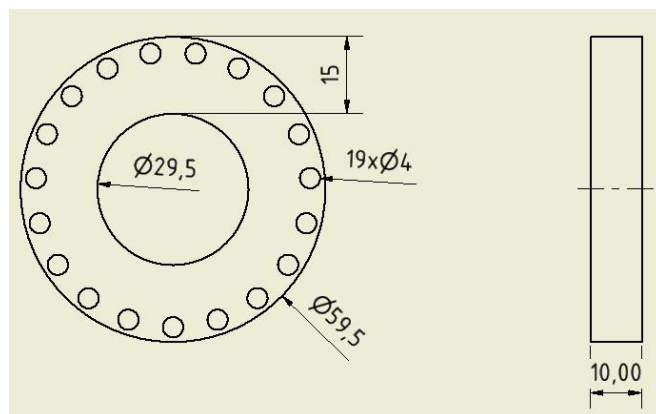
$$R_{CR} = k_\vartheta \cdot \rho_{Cu} \cdot \frac{l_{CR}}{S_{CR}} \quad (3.74)$$

Kde l_{CR} je délka kruhu nakrátko na středním průměru kruhu. S_{CR} znamená průřez uvažovaného kruhu nakrátko.

Délku kruhu nakrátko na středním průměru kruhu stanovíme z rozměrů použitého kruhu Obr. 3-25.

$$l_{CR} = \pi \cdot \frac{D_R + D_{k1}}{2} = \pi \cdot \frac{59,5 + 29,5}{2} = \mathbf{139,8\text{ mm}} \quad (3.75)$$

Kde D_R je vnější průměr rotoru a D_{k1} představuje vnitřní průměr kruhu nakrátko.



Obr. 3-25: Uvažované rozměry kruhu nakrátko

Průřez uvažovaného kruhu nakrátko vypočítáme z geometrie prvku Obr. 3-25.

$$S_{CR} = a_k \cdot v_k = 10 \cdot 15 = 150 \text{ mm}^2 \quad (3.76)$$

Kde a_k je tloušťka kruhu nakrátko a v_k znamená výšku kruhu.

Dosažením všech hodnot do vztahu 3.74 zjistíme odpor jednoho kruhu nakrátko.

$$R_{CR} = k_{\vartheta} \cdot \rho_{Cu} \cdot \frac{l_{CR}}{S_{CR}} = 1,314 \cdot 0,0178 \cdot \frac{139,8 \cdot 10^{-3}}{150} = 21,8 \mu\Omega$$

Při výpočtu fázového odporu rotoru R_2 uvažujeme, že počet fází odpovídá počtu drážek rotoru $m_2 = Q_R = 19$. Dále předpokládáme, že v každé drážce se nachází jen jeden vodič. V rotoru se nachází jedna paralelní větev. Činitel vinutí rotoru k_{v2} je stanoven na hodnotu jedna. Fázový odpor rotoru vypočteme podle vztahu: [4]

$$R_2 = R_{tR} + 2 \cdot R_{CR} \cdot \frac{Q_R}{(2p \cdot \pi)^2} \quad (3.77)$$

Fázový odporu rotoru v případě osmi pólového stroje se soustředěným vinutím

$$\begin{aligned} R_2 &= R_{tR} + 2 \cdot R_{CR} \cdot \frac{Q_R}{(2p \cdot \pi)^2} = \\ &= 279,12 \cdot 10^{-6} + 2 \cdot 21,8 \cdot 10^{-6} \cdot \frac{19}{(8 \cdot \pi)^2} = 280,43 \mu\Omega \end{aligned}$$

V případě čtyř pólového stroje s rozloženým vinutím vychází fázový odpor 284,37 $\mu\Omega$.

Motor zkoumáme ze strany statoru, proto je potřeba přepočítat fázový odpor rotoru na stranu statoru pomocí převodu p_z . [4]

$$p_z = \frac{1}{m_1 \cdot a_2^2 \cdot Q_R} \cdot (N_{vc} \cdot Q_S \cdot k_v)^2 \quad (3.78)$$

Kde N_{vc} je počet vodičů v drážce statoru, Q_S zastupuje počet drážek statoru, Q_R je počet drážek rotoru, k_v představuje činitel vinutí statoru a m_1 je počet fází motoru.

Převod rotoru v případě stroje s rozloženým vinutím

$$p_z = \frac{1}{m_1 \cdot a_2^2 \cdot Q_R} \cdot (N_{vc} \cdot Q_S \cdot k_v)^2 = \frac{1}{3 \cdot 12^2 \cdot 19} \cdot (54 \cdot 12 \cdot 1,0)^2 = 7366,74$$

Převod rotoru v případě stroje se soustředěným vinutím

$$p_z = \frac{1}{m_1 \cdot a_2^2 \cdot Q_R} \cdot (N_{vc} \cdot Q_S \cdot k_v)^2 = \frac{1}{3 \cdot 12^2 \cdot 19} \cdot (62 \cdot 12 \cdot 0,866)^2 = 7282,94$$

. Pak fázový odpor rotoru přepočítáme na stranu statoru. [4]

$$R'_2 = p_z \cdot R_2 \quad (3.79)$$

Fázový odpor rotoru na straně statoru v případě stroje se soustředěným vinutím

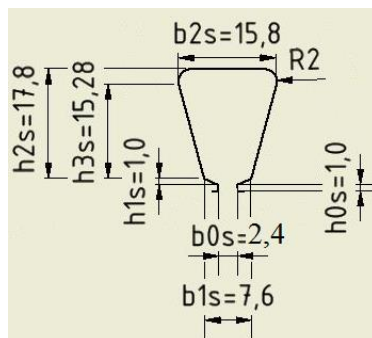
$$R'_2 = p_z \cdot R_2 = 7282,94 \cdot 280,43 \cdot 10^{-6} = 2,042 \Omega$$

V případě varianty stroje s rozloženým vinutím je fázový odpor velký 2,095 Ω

3.5.2 Výpočet činného odporu statorového vinutí

Při výpočtu činných odporů statorového vinutí uvažujeme, že se měděné vodiče vinutí oteplí na hodnotu 100 °C v daném pracovním bodu motoru. Předpokládáme, že rezistivita mědi při 20 °C nabývá hodnoty $\rho_{Cu} = 0,0178 \frac{\Omega \text{mm}^2}{\text{m}}$.

3.5.2.1 Určení činného odporu satorového vinutí stroje s rozloženým vinutím



Obr. 3-26: Rozměry satorové drážky

V této fázi návrhu ještě nebyl stanoven průměr satorového vinutí. Stanovíme předběžný průměr satorového vinutí z průřezu satorové drážky a činitele plnění mědi v drážkách. Budeme uvažovat činitel plnění mědi k_{pcu} 0,33. Průřez drážky stanovíme z Obr. 3-26

$$S_{drs} = \frac{b_{1s} + b_{0s}}{2} \cdot h_{1s} + \frac{b_{1s} + b_{2s}}{2} \cdot h_{3s} + b_{2s} \cdot (h_{2s} - h_{3s}) =$$

$$= \frac{7,6+2,4}{2} \cdot 1,0 + \frac{7,6+15,8}{2} \cdot 15,28 + 15,8 \cdot (17,8 - 15,28) = 223,6 \text{ mm}^2 \quad (3.80)$$

Průřez jednoho vodiče satorového vinutí

$$S_{vod_vyp} = \frac{S_{drs} \cdot k_{pcu}}{N_{vc}} = \frac{223,6 \cdot 0,33}{54} = 1,37 \text{ mm}^2 \quad (3.81)$$

Kde N_{vc} je počet vodičů v jedné drážce. V tomto provedení motoru s rozloženým jednovrstvovým vnutím byl počet vodičů v jedné drážce satoru stanoven na hodnotu 54. Tato hodnota je převzata z kapitoly 3.4.2.

Průměr vodiče satorového vinutí.

$$d_{vod_vyp} = \sqrt{\frac{4 \cdot S_{vod_vyp}}{\pi}} = \sqrt{\frac{4 \cdot 1,37}{\pi}} = 1,32 \text{ mm} \quad (3.82)$$

Z tabulky 5-1 [3] zvolíme typizovaný průměr vodiče, který odpovídá vypočtenému průměru d_{vod} . Vybereme průměr vodiče o průměru 1,32 mm. Při použití průměru jednoho vodiče satorového vinutí 1,32 mm se budeme potýkat s problémem špatného

navíjení cívek. Pro snazší navíjení je potřeba nahradit jeden velký průměr vodiče sadou paralelních drátů o menších průměrech.

Činný odpor statorového vinutí R_1 při daném oteplení určíme z rezistivity použitého materiálu ρ_{Cu} , celkové délky vinutí l_{f1} , typizovaného průřezu jednoho vodiče $S_{vod} = 1,369 \text{ mm}^2$ (tabulka 5-1[3]) a koeficientu navýšení odporu vlivem oteplení materiálu.

$$R_1 = k_g \cdot \rho_{Cu} \cdot \frac{l_{f1}}{S_{vod}} \quad (3.83)$$

Celkovou délku vodiče l_{f1} stanovíme z počtu závitů jedné fáze v sérii N_{ZSf} , počtu paralelních větví statorového vinutí a_1 a střední délky vodiče l_{v1} . [3]

$$l_{f1} = 2 \cdot N_{ZSf} \cdot a_1 \cdot l_{v1} \quad (3.84)$$

Střední délka vodiče l_{v1} se vyčte z délky statorového svazku l_{FE} a délky statorového čela l_{c1} .

$$l_{v1} = l_{FE} + l_{c1} \quad (3.85)$$

Délku čela l_{c1} vypočteme na základě rozteče cívky t_y a koeficientu prodloužení vinutí k_{lc} vlivem metody navíjení. Koeficient prodloužení čela vinutí vlivem metody navíjení zvolíme na základě počtu pólů a druhu vinutí. Pro náš případ čtyř pólového stroje s jednovrstvým vinutím má koeficient k_{lc} hodnotu 1,6.

$$l_{c1} = k_{lc} \cdot t_y \quad (3.86)$$

Rozteč cívky t_y určíme z počtu drážek statoru Q_s , cívkového kroku v počtu drážek y_p a roztečného průměru cívky D_v .

$$t_y = \frac{\pi}{Q_s} \cdot D_v \cdot y_p \quad (3.87)$$

Roztečný průměr cívky určíme ve středu drážky statoru na základě Obr. 3-26.

$$D_v = D_s + 2 \cdot \frac{h_{2s} + h_{1s} + h_{0s}}{2} = 60 + 2 \cdot \frac{17,8 + 1,0 + 1,0}{2} = 79,8 \text{ mm} \quad (3.88)$$

Kde D_s je vnitřní průměr statoru. Vrtání statoru je 60 mm.

Rozteč cívky (vztah 3.87) určíme pro 12 drážek statoru a cívkový krok je 3 drážky.

$$t_y = \frac{\pi}{Q_s} \cdot D_v \cdot y_p = \frac{\pi}{12} \cdot 79,8 \cdot 3 = 62,67 \text{ mm}$$

Uvažovaný motor má čelo dlouhé.

$$l_{c1} = k_{lc} \cdot t_y = 1,6 \cdot 62,67 = 100,27 \text{ mm}$$

Střední délku vodiče určíme ze vztahu 3.85.

$$l_{v1} = l_{FE} + l_{c1} = 120 + 100,27 = 220,27 \text{ mm}$$

Na cívkou potřebujeme drát dlouhý

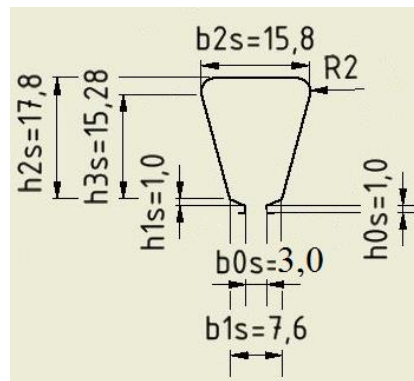
$$l_{f1} = 2 \cdot N_{ZSf} \cdot a_1 \cdot l_{v1} = 2 \cdot 108 \cdot 1 \cdot 220,27 \cdot 10^{-3} = 47,58 \text{ m}$$

Náš motor navijíme bez paralelní cesty satorového vinutí ($a_1 = 1$). Celkový počet závitů jedné fáze v sérii 108 jsme stanovili v kapitole 3.4.2

Dosazením hodnot do vztahu 3.79 zjistíme hodnotu odporu satorového vinutí.

$$R_1 = k_{\vartheta} \cdot \rho_{Cu} \cdot \frac{l_{f1}}{S_{vod}} = 1,314 \cdot 0,0178 \cdot \frac{47,58}{1,369} = 0,813 \Omega$$

3.5.2.2 Určení činného odporu satorového vinutí stroje se soustředěným vinutím



Obr. 3-27: Satorová drážka stroje se soustředěným vinutím

Průřez a průměr satorového vinutí stanovíme podobným způsobem, jak je uveden v předchozí kapitole. Plocha satorové drážky se vypočte stejně jak je uvedeno ve vztahu 3.80.

$$\begin{aligned} S_{drs} &= \frac{b_{1s} + b_{0s}}{2} \cdot h_{1s} + \frac{b_{1s} + b_{2s}}{2} \cdot h_{3s} + b_{2s} \cdot (h_{2s} - h_{3s}) = \\ &= \frac{7,6 + 3,0}{2} \cdot 1,0 + \frac{7,6 + 15,8}{2} \cdot 15,28 + 15,8 \cdot (17,8 - 15,28) = 223,9 \text{ mm}^2 \end{aligned}$$

Průřez jednoho vodiče satorového vinutí vypočítáme opět z plochy drážky, činitele plnění mědi v drážce a počtu drátů v jedné drážce.

$$S_{vod_vyp} = \frac{S_{drs} \cdot k_{pcu}}{N_{vdr}} = \frac{223,6 \cdot 0,33}{62} = 1,19 \text{ mm}^2 \quad (3.89)$$

Kde N_{vdr} je počet vodičů v jedné drážce. Ve statorové drážce motoru se soustředěným vinutím se nacházejí dvě vrstvi vinutí. Jak bylo stanoveno v kapitole 3.4.2. v jedné drážce se nachází 62 vodičů.

Průměr vodiče statorového vinutí.

$$d_{vod_vyp} = \sqrt{\frac{4 \cdot S_{vod_vyp}}{\pi}} = \sqrt{\frac{4 \cdot 1,19}{\pi}} = 1,23 \text{ mm}$$

Z tabulky 5-1 [3] zvolíme typizovaný průměr vodiče, který odpovídá vypočtenému průměru d_{vod} . Vybereme průměr vodiče o průměru 1,25 mm. Sice při použití většího průměru, než je vypočtená hodnota průměru vodiče, která odpovídá činiteli plnění mědi v drážce 0,33. Zvětšíme činitel plnění mědi na hodnotu 0,34, ale toto zvětšení činitele plnění o jedno procento zajistí menší ztráty ve statorovém vinutí. Oproti statorovému vinutí s průměrem drátu menším než je vypočtená hodnota.

Opět určíme činný odpor statorového vinutí R_1 při uvažované provozní teplotě. Z rezistivity použitého materiálu ρ_{Cu} , celkové délky vinutí l_{f1} , typizovaného průřezu jednoho vodiče $S_{vod} = 1,227 \text{ mm}^2$ (odpovídá průměru 1,25 mm tabulka 5-1[3]) a koeficientu navýšení odporu vlivem oteplení materiálu (vztah 3,75)

$$R_1 = k_{\theta} \cdot \rho_{Cu} \cdot \frac{l_{f1}}{S_{vod}}$$

Celkovou délku vodiče l_{f1} (vztah 3.84) stanovíme z počtu závitů jedné fáze v sérii N_{ZSf} , počtu paralelních větví statorového vinutí a_1 a střední délky vodiče l_{v1} . [3]

$$l_{f1} = 2 \cdot N_{ZSf} \cdot a_1 \cdot l_{v1}$$

Střední délka vodiče l_{v1} vyjádříme 3.81

$$l_{v1} = l_{FE} + l_{c1}$$

Délku čela l_{c1} vypočteme na základě rozteče cívky t_y a koeficientu prodloužení vinutí k_{lc} vlivem metody navíjení. Koeficient prodloužení čela vinutí vlivem metody navíjení zvolíme na základě počtu pólů a druhu vinutí. Pro náš případ osmi pólového stroje s dvouvrstvým vinutím volíme k_{lc} 1,8 pro vsypávané vinutí.

Délku čela vypočteme ze vztahu 3.86.

$$l_{c1} = k_{lc} \cdot t_y$$

Rozteč cívky t_y určíme z počtu drážek statoru Q_s , cívkového kroku v počtu drážek y_p a roztečného průměru cívky D_v (rovnice 3.87).

$$t_y = \frac{\pi}{Q_s} \cdot D_v \cdot y_p$$

Roztečný průměr cívky určíme ve středu drážky statoru na základě Obr. 3-27.

$$D_v = D_s + 2 \cdot \frac{h_{2s} + h_{1s} + h_{0s}}{2} = 60 + 2 \cdot \frac{17,8 + 1,0 + 1,0}{2} = 79,8 \text{ mm}$$

Kde D_s je vnitřní průměr statoru. Vrtání statoru je 60 mm.

Rozteč cívky (vztah 3.87) určíme pro 12 drážek statoru a cívkový krok je 1 drážka.

Protože každá cívka statoru je navinuta vždy jen na jednom zubu statoru.

$$t_y = \frac{\pi}{Q_s} \cdot D_v \cdot y_p = \frac{\pi}{12} \cdot 79,8 \cdot 1 = 20,89 \text{ mm}$$

Uvažovaný motor má čelo jedné cívky dlouhé (rovnice 3.84)

$$l_{c1} = k_{lc} \cdot t_y = 1,8 \cdot 20,89 = 37,6 \text{ mm}$$

Střední délku vodiče určíme ze vztahu 3.85.

$$l_{v1} = l_{FE} + l_{c1} = 120 + 37,6 = 157,6 \text{ mm}$$

Celková délka drátu statorového vinutí jedné fáze.

$$l_{f1} = 2 \cdot N_{ZSf} \cdot a_1 \cdot l_{v1} = 2 \cdot 124 \cdot 1 \cdot 157,6 \cdot 10^{-3} = 39,08 \text{ m}$$

Náš motor navijíme bez paralelní cesty statorového vinutí ($a_1 = 1$). Celkový počet závitů jedné fáze v sérii 124 jsme stanovili v kapitole 3.4.2

Dosažením hodnot do vztahu 3.83 zjistíme hodnotu odporu statorového vinutí.

$$R_1 = k_g \cdot \rho_{Cu} \cdot \frac{l_{f1}}{S_{vod}} = 1,314 \cdot 0,0178 \cdot \frac{39,08}{1,227} = 0,745 \Omega$$

3.5.3 Výpočet magnetizační reaktance

Hlavní reaktanci točivého pole motoru určíme z magnetizační indukčnosti L_μ . Tato magnetizační indukčnost závisí na počtu závitů jedné fáze v sérii N_{ZSf} , počtu pól párů stroje p , činiteli vinutí k_v a rozměrů motoru. Do výpočtu magnetizační indukčnosti vstupují geometrické veličiny jako jsou délka magnetického svazku statoru l_{FE} , průměr statoru na středním průměru vzduchové mezery D_δ a fiktivní délka vzduchové mezery δ'' . Magnetizační indukčnost jedné fáze se vypočte ze vztahu. [12]

$$L_{\mu 1f} = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{D_\delta}{p} \cdot l_{FE} \cdot \frac{\mu_0 \cdot 2 \cdot q \cdot m_1}{\delta'' \cdot Q_s} (k_v \cdot N_{ZSf})^2 \quad (3.90)$$

Fiktivní délku vzduchové mezery stanovíme ze skutečné délky vzduchové mezery δ , Carterova činitele k_c , poměru celkového magnetického napětí na dva póly U_{m2p} a magnetického napětí ve vzduchové mezeře $U_{m\delta}$. [5]

$$\delta'' = \delta' \cdot \frac{U_{m2p}}{2 \cdot U_{m\delta}} = k_c \cdot \delta \cdot \frac{U_{m2p}}{2 \cdot U_{m\delta}} \quad (3.91)$$

U stroje se soustředěným vinutím je fiktivní délka vzduchové mezery.

$$\delta'' = k_c \cdot \delta \cdot \frac{U_{m2p}}{2 \cdot U_{m\delta}} = 1,261 \cdot 0,25 \cdot \frac{387,5}{2 \cdot 198,59} = 0,307 \text{ mm}$$

Fiktivní délka nabývá velikosti u stroje s rozloženým vinutím 0,3996 mm.

Magnetizační indukčnost rozloženého vinutí vypočteme z $L_{\mu 1f}$ a koeficientu $m_1/2$ [12]

$$\begin{aligned} L_{\mu} &= \frac{m_1}{2} \cdot L_{\mu 1f} = \frac{m_1}{2} \cdot \frac{2}{\pi} \cdot \frac{D_{\delta}}{p} \cdot l_{FE} \cdot \frac{\mu_0 \cdot 2 \cdot q \cdot m_1}{\delta'' \cdot Q_s} (k_v \cdot N_{ZSf})^2 = \\ &= \frac{3}{2} \cdot \frac{2}{\pi} \cdot \frac{59,75 \cdot 10^{-3}}{2} \cdot 120 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 2 \cdot 1 \cdot 3}{0,3996 \cdot 10^{-3} \cdot 12} (1,0 \cdot 108)^2 = 62,79 \text{ mH} \end{aligned} \quad (3.92)$$

Kde m_1 je počet fází motoru.

Koeficient $m_1/2$ u rozloženého vinutí můžeme rozepsat za pomoci faktoru vzájemné indukčnosti mezi fázemi. [12]

$$\frac{m_1}{2} = 1 - m_c \quad (3.93)$$

Faktor vzájemné indukčnosti vypočítáme pro třífázové vinutí

$$m_c = \frac{M_{UV}}{L_U} = \frac{\int_0^{2\pi} \phi_U \cdot \phi_V \cdot d\alpha}{\int_0^{2\pi} \phi_U \cdot \phi_U \cdot d\alpha} \quad (3.94)$$

Kde M_{UV} značí vzájemnou indukčnost mezi fázemi U a V, L_U je indukčnost faze U. Pro rozložené vinutí tento činitel nabývá hodnoty -0,5. [12]

Činitel vzájemné indukčnosti je u soustředěných vinutí závislý na kombinaci počtu drážek statoru a počtu pólů stroje. U některých kombinací nastává situace, kdy vzájemné vazby mezi cívkami nepřispívají svým účinkem k navýšení magnetického pole ve vzduchové mezeře, cívky nemají vzájemnou indukčnost. Na Obr. 3-28 a Obr. 3-29 lze pozorovat jednotlivé magnetické příspěvky jednotlivých fází k výslednému magnetickému poli. U kombinace 12/10 nedochází téměř k navýšení výsledného magnetického pole ve vzduchové mezeře od jednotlivých fází. Proto hodnota koeficientu

m_c je pro tuto kombinaci rovna 0. V tabulce 4.2 [12] jsou stanoveny hodnoty koeficientů vzájemné indukčnosti m_c . U kombinace 12/8 nabývá rozměru -0.5. Pak magnetizační indukčnost soustředěného vinutí lze vypočítat.

$$L_\mu = (1 - m_c) \cdot L_{\mu 1f} \quad (3.95)$$

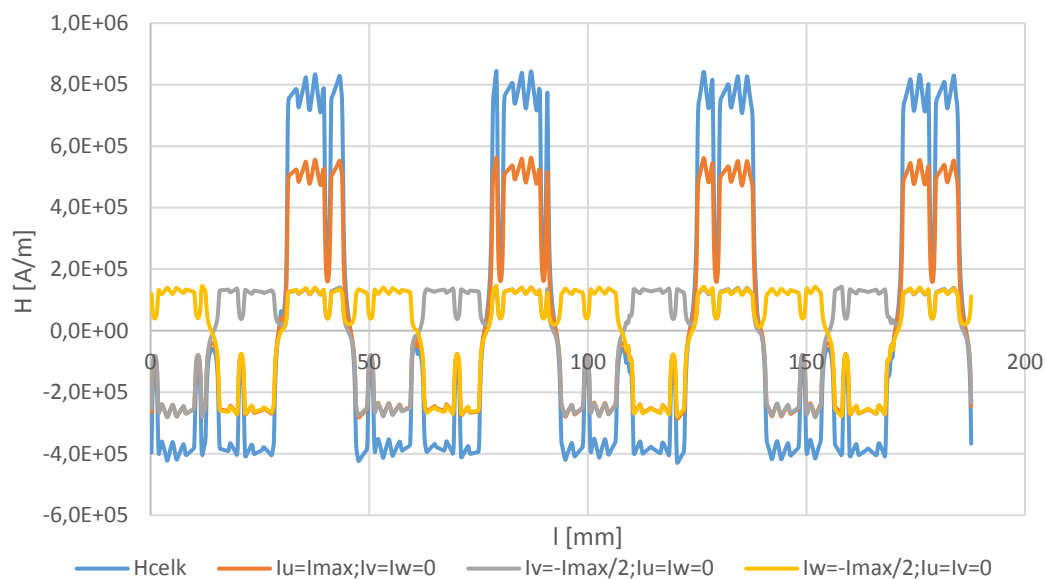
Ale u některých kombinací předešlý vztah není tak docela správný. Pokud provedeme rozklad prostorového průběhu magnetické intensity ve vzduchové mezeře, stroje se soustředěným vinutím např. kombinace 12/10 na řadu harmonických Obr. 3-30. Zjistíme, že pro pracovní harmonickou všechny fáze přispívají k výslednému magnetickému poli. A můžeme vypočítat magnetizační indukčnost pro pracovní harmonickou podle vztahu 3.92. Kde poměr $m_1/2$ nabývá velikosti 1,5 stejně jako při rozloženém vinutí. Na základě předešlé úvahy, vypočítáme magnetizační indukčnost soustředěného vinutí kombinace 12/8, následovně. [12]

$$L_\mu = \frac{m_1}{2} \cdot \frac{2}{\pi} \cdot \frac{D\delta}{p} \cdot l_{FE} \cdot \frac{\mu_0 \cdot 2 \cdot q \cdot m_1}{\delta^n \cdot Q_s} (k_v \cdot N_{ZSf})^2 = \frac{3}{2} \cdot \frac{2}{\pi} \cdot \frac{59,75 \cdot 10^{-3}}{4} \cdot 120 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 2 \cdot \frac{1}{2} \cdot 3}{0,3218 \cdot 10^{-3} \cdot 12} (0,866 \cdot 124)^2 = 20,17 \text{ mH}$$

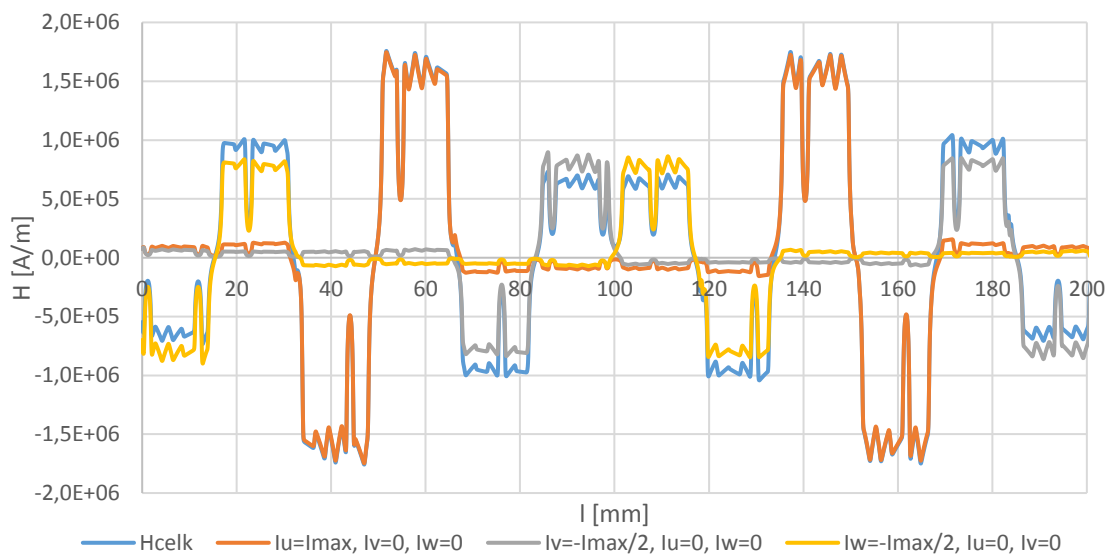
Statorové vinutí stroje se soustředěným vinutím napájíme napětím o frekvenci 300 Hz. Proto magnetizační reactance bude nabývat hodnoty

$$X_\mu = 2 \cdot \pi \cdot f_1 \cdot L_\mu = 2 \cdot \pi \cdot 300 \cdot 20,17 \cdot 10^{-3} = 38,01 \Omega \quad (3.96)$$

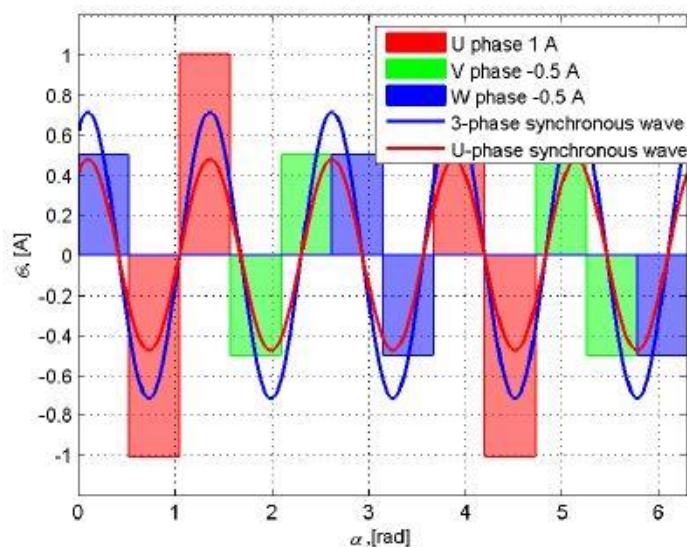
Ale u varianty stroje s rozloženým vinutím je magnetizační reaktance při frekvenci 150 Hz napájecího napětí 59,175 Ω .



Obr. 3-28: Záznam průběhu magnetické intenzity podél obvodu vzduchové mezery motoru se soustředěným vinutím 12/8 ($Q_s/2p$)



Obr. 3-29: Záznam průběhu magnetické intenzity podél obvodu vzduchové mezery motoru se soustředěným vinutím 12/10 ($Q_s/2p$)



Obr. 3-30: Rozklad prostorového průběhu magnetického napětí ve vzduchové mezeře stroje se soustředěným vinutí 12/10 [12]

3.5.4 Výpočet rozptylové reaktance

Rozptylová reaktance zahrnuje všechny magnetické toky vytvořené vinutím kromě toku základní harmonické ve vzduchové mezeře [3]. Rozptylové reaktance se stanovují součtem jednotlivých reaktancí:

- Reaktance prostoru kolem čel
- Drážkové reaktance
- Reaktance diferenčního rozptylu
- Reaktance způsobená zešikmením drážek.

3.5.4.1 Výpočet jednotkové vodivosti

Jednotkovou vodivostí nahrazujeme při výpočtu reaktancí magnetickou vodivost drážkového prostoru. Jednotková vodivost představuje vodivost délkové jednotky drážky při permeabilitě rovné jedné. [3]

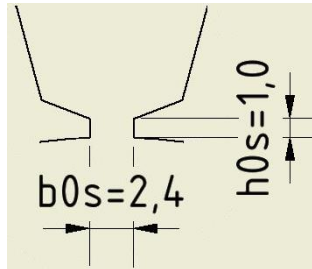
Jednotkovou vodivost závěru drážky určíme v třech místech:

- Vodivost můstku (krčku) drážky
- Vodivost prostoru klínu
- Vodivost prostoru nad klínem, tam kde se nachází drážková izolace

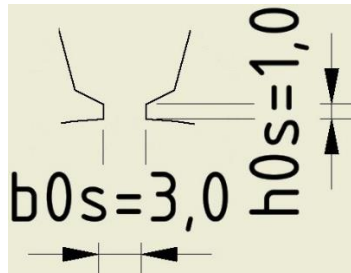
3.5.4.1.1 Jednotková vodivost krčku drážky

Vodivost krčku drážky určíme z geometrických rozměrů krčku drážky podle vztahu.

$$\lambda_{z0s} = 1,3 \cdot \frac{h_0}{b_0} \quad (3.97)$$



Obr. 3-31: Rozměr krčku statoru stoje s rozloženým vinutím



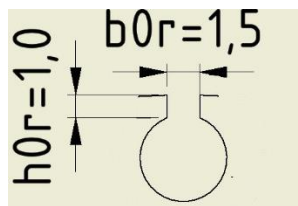
Obr. 3-32: Rozměr krčku statoru stoje se soustředěným vinutím

Vodivost krčku drážky statoru v případě geometrie plechu pro motor se soustředěným vinutím

$$\lambda_{z0s} = 1,3 \cdot \frac{h_{0s}}{b_{0s}} = 1,3 \cdot \frac{1,0}{3,0} = 0,433$$

Vodivost můstku statorové drážky má v případě motoru s rozloženým vinutím velikost 0,541.

V našem případě navrhnuté rotorové klece musíme určit vodivost krčku rotorové drážky, protože se v daném místě nenachází vodič jako to je u lité hliníkové klece. Vodivost krčku drážky rotoru stanovíme z rovnice 3.97 a geometrie krčku Obr. 2-1.



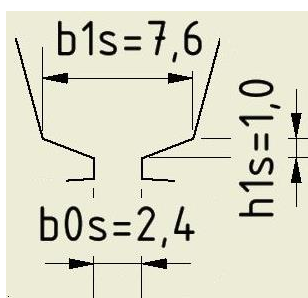
Obr. 3-33: Rozměry krčku rotorové drážky

$$\lambda_{z0r} = 1,3 \cdot \frac{h_{0r}}{b_{0r}} = 1,3 \cdot \frac{1,0}{1,5} = 0,867$$

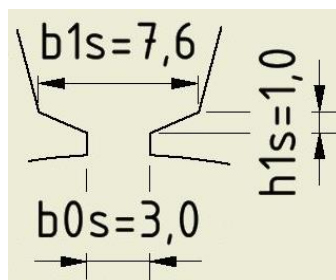
3.5.4.1.2 Jednotková vodivost klínového prostoru

Jednotkovou vodivost klínového prostoru bez vodičů v drážce statoru určíme podle rovnice.

$$\lambda_{zs} = \frac{\ln \frac{b_{1s}}{b_{0s}}}{2 \cdot \arctg \frac{b_{1s} - b_{0s}}{2 \cdot h_{s1}}} \quad (3.98)$$



Obr. 3-34: Rozměr klínu drážky statoru stoje s rozloženým vinutím



Obr. 3-35: Rozměr klínu drážky statoru stoje se soustředěným vinutím

Jednotková vodivost klínového prostoru drážky statoru v případě geometrie klínu drážky u stroje se soustředěným vinutím (Obr. 3-35).

$$\lambda_{zs} = \frac{\ln \frac{b_{1s}}{b_{0s}}}{2 \cdot \arctg \frac{b_{1s} - b_{0s}}{2 \cdot h_{s1}}} = \frac{\ln \frac{7,6}{3,0}}{2 \cdot \arctg \frac{7,6 - 3,0}{2 \cdot 1,0}} = 0,4004$$

U motoru s rozloženým vinutím je jednotková vodivost klínu drážky 0,4788.

3.5.4.1.3 Jednotková vodivost prostoru zaplněného vodiči

Jednotkovou vodivost prostoru zaplněnou vodiči vypočítáme pro stator a rotor.

Pro uvažovaný tvar statorové drážky (tvar „L“) se musí určit jednotková vodivost prostoru zaplněného vodiči v drážce statoru se započítáním korekčního členu k_{tr} . Jednotkovou vodivost prostoru zaplněného vodiče určíme z tvaru statorové drážky Obr. 3-36. [3]

$$\lambda_s = \frac{h_{3s}}{3 \cdot b_{1s}} \cdot k_{tr} \quad (3.99)$$

$$k_{tr} = \frac{3}{n_1^2} \cdot \frac{b_{1s}}{b_{2s}} \cdot \left[\frac{m_3}{4} + 1 + \frac{0,5 \cdot m_3^2 - m_3 + \ln(m_3 + 1)}{m_3^3} \right] \quad (3.100)$$

$$m_3 = \frac{b_{1s}}{b_{2s}} - 1 = \frac{7,6}{15,8} - 1 = -0,518 \quad (3.101)$$

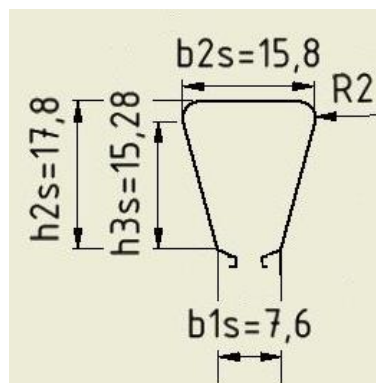
$$n_1 = \frac{b_{1s}}{b_{2s}} + 1 = \frac{7,6}{15,8} + 1 = 1,481 \quad (3.102)$$

Korekce tvaru statorové drážky

$$\begin{aligned} k_{tr} &= \frac{3}{n_1^2} \cdot \frac{b_{1s}}{b_{2s}} \cdot \left[\frac{m_3}{4} + 1 + \frac{0,5 \cdot m_3^2 - m_3 + \ln(m_3 + 1)}{m_3^3} \right] = \\ &= \frac{3}{1,481^2} \cdot \frac{7,6}{15,8} \cdot \left[\frac{-0,518}{4} + 1 + \frac{0,5 \cdot (-0,518)^2 - (-0,518) + \ln(-0,518 + 1)}{(-0,518)^3} \right] = \\ &= 0,9406 \end{aligned}$$

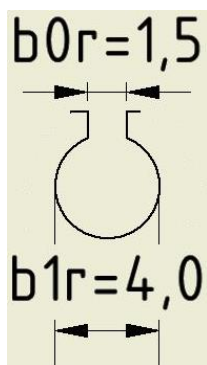
Po započítání korekce tvaru statorové drážky nabývá jednotková vodivost prostou zaplněného vodiči u drážek statoru v obou případech uvažovaných návrzích strojů hodnoty.

$$\lambda_s = \frac{h_{3s}}{3 \cdot b_{1s}} \cdot k_{tr} = \frac{15,28}{3 \cdot 7,6} \cdot 0,9406 = 0,6303$$



Obr. 3-36: Rozměry statorové drážky pro určení vodivosti prostoru zaplněného vodiči v obou případech motorů

Jednotková vodivost kruhové drážky rotoru zaplněná vodičem



Obr. 3-37: Tvar rotorové drážky

$$\lambda_r = 0,066 \cdot \frac{b_{1r}}{b_{0r}} + 0,47 = 0,066 \cdot \frac{4,0}{1,5} + 0,47 = 0,646 \quad (3.103)$$

3.5.4.1.4 Celková jednotková drážková vodivost

Jednotkovou drážkovou vodivost statorové drážky λ_{d1} určíme se součtu vodivosti můstku λ_{z0s} , vodivosti prostoru klínu λ_{zs} a vodivosti prostoru zaplněného vodiči λ_s . [4]

$$\lambda_{d1} = \lambda_{z0s} + \lambda_{zs} + \lambda_s \quad (3.104)$$

Stroj se soustředěným vinutím bude mít celkovou jednotkovou drážkovou vodivost

$$\lambda_{d1} = \lambda_{z0s} + \lambda_{zs} + \lambda_s = 0,433 + 0,4004 + 0,6303 = 1,4641$$

Celková jednotková drážková vodivost drážky statoru je velká v případě stroje s rozloženým vinutím 1,6501.

Celkovou jednotkovou drážkovou vodivost drážky rotoru λ_{d2} vypočítáme sčítáním jednotkové vodivosti krčku drážky λ_{z0r} a jednotkové vodivosti kruhové drážky s vodičem λ_r . [4]

$$\lambda_{d2} = \lambda_{z0r} + \lambda_r = 0,867 + 0,646 = 1,513 \quad (3.105)$$

3.5.4.2 Reaktance prostoru kolem čel vinutí

Celkovou reaktanci rozptylu kolem čel se určí z rovnice.

$$X_c = 4 \cdot \pi \cdot f_1 \cdot \mu_0 \cdot \frac{N_{zsf}^2 \cdot 2 \cdot l_{c1}}{p} \cdot \lambda_c \quad (3.106)$$

Rozptylovou reaktanci ovlivňuje frekvence napájecího napětí f_1 , počet pólů páru stroje p , délka čela statorového vinutí l_{c1} , počet závitů jedné fáze v sérii N_{zsf} a jednotková vodivost prostoru kolem čel statorového vinutí λ_c .

Jednotková vodivost kolem čel závisí na druhu vinutí. Tabulka jednotlivých jednotkových vodivosti prostoru kolem čel statoru je zaznamenána v tabulce 5-3 [3]. V našem výpočtu budeme uvažovat střední hodnotu jednotkové vodivosti kolem čel $\lambda_c = 0,3$. Počet závitů jedné fáze v sérii byl stanoven již dříve v kapitole 3.4.2 a délky čel statorových vinutí se vypočetly v kapitole 3.5.2.

V případě motoru se soustředěným vinutím o celkovém počtu závitů 124 a délce čela 37,6 mm a při frekvenci 300 Hz napájecího napětí vychází reaktance kolem čel pro osmi pólový stroj.

$$\begin{aligned} X_c &= 4 \cdot \pi \cdot f_1 \cdot \mu_0 \cdot \frac{N_{zsf}^2 \cdot l_{c1}}{p} \cdot \lambda_c = \\ &= 4 \cdot \pi \cdot 300 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot \frac{124^2 \cdot 37,6 \cdot 10^{-3}}{4} \cdot 0,3 = 0,2054 \Omega \end{aligned}$$

V případě čtyř pólového, rozloženého vinutí o celkovém počtu závitů 108 a délce čela 100,27 mm a při frekvenci 150 Hz napájecího napětí vychází reaktance kolem 0,4156 Ω

Celková reaktance rozptylu kolem čel se rozdělí rovnoměrně mezi stator a rotor

$$X_{c1} = X_{c2} = \frac{X_c}{2} \quad (3.107)$$

Rozptylová reaktance kolem čel statoru X_{c1} a rotoru X_{c2} pak nabývá rozměru u motoru s rozloženým vinutím

$$X_{c1} = X_{c2} = \frac{X_c}{2} = \frac{0,4156}{2} = 0,2078 \Omega$$

U motoru se soustředěným vinutím $0,1027 \Omega$.

3.5.4.3 Drážková reaktance statoru

Drážková reaktance statoru je ovlivněna frekvencí napájecího napětí f_1 , počtem pólpáru stroje p , délkou magnetického svazku l_{FE} , počtem závitů jedné fáze v sérii N_{ZSf} , jednotkovou drážkovou vodivost λ_{d1} a počtem drážek na pól a fázi q .

$$X_{d1} = 4 \cdot \pi \cdot f_1 \cdot \mu_0 \cdot \frac{N_{ZSf}^2 \cdot l_{FE}}{p \cdot q} \cdot \lambda_{d1} \quad (3.108)$$

Počet závitů jedné fáze v sérii byl stanoven již dříve v kapitole 3.4.2.

V případě rozloženého vinutí o celkovém počtu závitů 108 a délkou magnetického svazku 120mm a při frekvenci 150 Hz napájecího napětí vychází reaktance kolem čel pro čtyř pólový stroj s jednou drážkou na pól a fázi.

$$\begin{aligned} X_{d1} &= 4 \cdot \pi \cdot f_1 \cdot \mu_0 \cdot \frac{N_{ZSf}^2 \cdot l_{FE}}{p \cdot q} \cdot \lambda_{d1} = \\ &= 4 \cdot \pi \cdot 150 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot \frac{108^2 \cdot 120 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 1} \cdot 1,6501 = 2,737 \Omega \end{aligned}$$

U motoru se soustředěným vinutím o celkovém počtu závitů 124 a délkou statorového svazku 120 mm a při frekvenci 300 Hz napájecího napětí vychází drážková reaktance pro osmi pólový stroj s počtem drážek na pól a fázi.

$$q = \frac{Q_s}{m \cdot 2p} = \frac{12}{3 \cdot 8} = 0,5 \text{ drážky}$$

$$\begin{aligned} X_{d1} &= 4 \cdot \pi \cdot f_1 \cdot \mu_0 \cdot \frac{N_{ZSf}^2 \cdot l_{FE}}{p \cdot q} \cdot \lambda_{d1} = \\ &= 4 \cdot \pi \cdot 300 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot \frac{124^2 \cdot 120 \cdot 10^{-3}}{4 \cdot 0,5} \cdot 1,4641 = 6,399 \Omega \end{aligned}$$

3.5.4.4 Drážková reaktance jednoduché klece nakrátko

Drážkovou reaktanci jednoduché klece nakrátko rotoru určíme z frekvence napájecího napětí f_1 , délky magnetického obvodu l_{FE} , jednotkové drážkové reaktance rotoru λ_{d2} , počtu závitů rotorové klece N_{zR} , počtu pólpárů stroje p a počtu rotorových drážek na pól a fázi q_2 .

$$X_{d2} = 4 \cdot \pi \cdot f_1 \cdot \mu_0 \cdot \frac{N_{zR}^2 \cdot l_{FE}}{p \cdot q_2} \cdot \lambda_{d2} \quad (3.109)$$

Počet závitů rotorové klece N_{zR} závisí na počtu drážek rotoru Q_R , počtu paralelních větví rotoru a_2 a počtu fází rotoru m_2 . U asynchronních motorů s klecí nakrátko je počet fází rotoru roven počtu drážek na rotoru. V jedné drážce se nachází pouze jeden vodič $V_{d2} = 1$

$$N_{zR} = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{d2} \cdot Q_R}{m_2 \cdot a_2} = \frac{1}{2} \cdot \frac{1 \cdot 19}{19 \cdot 1} = 0,5 \quad (3.110)$$

Počet drážek na pól a fázi rotoru vypočítáme podobným způsobem jako v případě statoru.

$$q_2 = \frac{Q_R}{2p \cdot m_2} \quad (3.111)$$

Počet drážek na pól a fázi v případě čtyřpólového stroje s rozloženým vinutím.

$$q_2 = \frac{Q_R}{2p \cdot m_2} = \frac{19}{4 \cdot 19} = 0,25 \text{ drážek}$$

Ale v případě osmipólového stroje se soustředěným vinutím na rotoru se vytvoří počet drážek na pól a fázi

$$q_2 = \frac{Q_R}{2p \cdot m_2} = \frac{19}{8 \cdot 19} = 0,125 \text{ drážek}$$

V případě osmi pólového asynchronního motoru se soustředěným vinutím je drážková reaktance jednoduché klece při frekvenci 300 Hz napájecího napětí.

$$\begin{aligned} X_{d2} &= 4 \cdot \pi \cdot f_1 \cdot \mu_0 \cdot \frac{N_{zR}^2 \cdot l_{FE}}{p \cdot q_2} \cdot \lambda_{d2} = \\ &= 4 \cdot \pi \cdot 300 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot \frac{0,5^2 \cdot 120 \cdot 10^{-3}}{4 \cdot 0,125} \cdot 1,513 = 4,23 \cdot 10^{-4} \Omega \end{aligned}$$

V případě stroje s rozloženým vinutím při frekvenci 150 Hz napájecího napětí vychází drážková reaktance jednoduché klece nakrátko $2,15 \cdot 10^{-4} \Omega$.

Stroje zkoumáme ze strany statoru, proto reaktance drážek rotoru přepočítáme pomocí převodu p_z (rovnice 3.78) na stranu statoru.

$$X'_{d2} = p_z \cdot X_{d2} \quad (3.112)$$

V případě motoru s rozloženým vinutím je převod p_z roven 7366,74 a převod v případě stroje se soustředěným vinutím je 7282,94.

U asynchronního motoru se soustředěným vinutím je drážková reaktance jednoduché rotorové klece.

$$X'_{d2} = p_z \cdot X_{d2} = 7282,94 \cdot 4,23 \cdot 10^{-4} = 3,131 \Omega$$

V případě stroje s rozloženým vinutím pak nabývá hodnoty 1,583 Ω .

3.5.4.5 Reaktance diferenčního rozptylu

Je fiktivní jalový odpor, na kterém magnetizační proud vytvoří ubytok napětí rovný součtu indukovaných napětí od všech vyšších harmonických. Tato diferenční reaktance se stanoví pro stator a rotor na základě činitelů diferenčního rozptylu $\tau_{\delta 1}$ a $\tau_{\delta 2}$.

Činitel diferenčního rozptylu rotoru.

$$\tau_{\delta 2} = \frac{82,5}{Q_{pr}^2} \quad (3.113)$$

Kde Q_{pr} značí počet drážek rotoru na jeden pól.

$$Q_{pr} = \frac{Q_R}{2p} \quad (3.114)$$

Stanovíme činitel diferenčního rozptylu rotoru u stroje se soustředěným vinutím.

$$Q_p = \frac{Q_R}{2p} = \frac{19}{8} = 2,375 \text{ drážky}$$

$$\tau_{\delta 2} = \frac{82,5}{Q_{pr}^2} = \frac{82,5}{2,375^2} = 14,626 \%$$

Činitel diferenčního rozptylu rotoru je u stroje s rozloženým vinutím 3,657 %. Při použití 4,75 drážky rotoru na jeden pól.

Činitel diferenčního rozptylu statoru $\tau_{\delta 1}$ stanovíme z tabulky 5-10 [3]. U stroje s rozloženým vinutím určíme tento činitel na základě počtu drážek statoru na jeden pól Q_{ps} .

$$Q_{ps} = \frac{Q_s}{2p} = \frac{12}{4} = 3 \text{ drážky} \quad (3.115)$$

Ale tento počet drážek statoru na pól v tabulce nenajdeme. Proto zvolíme počet drážek statoru na pól nejbližší hodnotu a to $Q_{ps} = 4,5$. Pro tuto náhradní hodnotu Q_{ps} zvolíme činitel diferenčního rozptylu $\tau_{\delta 1} = 4,559 \%$.

U stroje se soustředěným vinutím vybereme činitel diferenčního rozptylu $\tau_{\delta 1} = 4,559 \%$ z tabulky 5-10 [3] pro počet drážek statoru na pól $Q_{ps} = 4,5$. Tato hodnota činitele diferenčního rozptylu je pouze odhadnuta, protože pro počet drážek statoru na pól tohoto zlomkového vinutí není v tabulce uvedena.

$$Q_{ps} = \frac{Q_s}{2p} = \frac{12}{8} = 1,5 \text{ drážek}$$

Diferenční reaktanci stanovíme z magnetizační reaktance X_μ . Diferenční reaktanci statoru $X_{\delta s}$ a rotoru $X_{\delta r}$ stanovíme podle vztahů.

$$X_{\delta s} = \tau_{\delta 1} \cdot X_\mu \cdot k_F \quad (3.116)$$

$$X_{\delta r} = \tau_{\delta 2} \cdot X_\mu \cdot k_F \quad (3.117)$$

V obou rovnicích vystupuje opravný koeficient k_F . Tento koeficient se v našem případě bude rovnat jedné, protože nebudeme vykreslovat zatěžovací charakteristiku.

U stroje se soustředěným vinutím nabývá diferenční reaktance velikost:

Diferenční reaktance statoru.

$$X_{\delta s} = \tau_{\delta 1} \cdot x_\mu \cdot k_F = 0,04559 \cdot 38,01 \cdot 1 = 1,748 \Omega$$

Diferenční reaktance rotoru

$$X_{\delta r} = \tau_{\delta 2} \cdot x_\mu \cdot k_F = 0,14626 \cdot 38,01 \cdot 1 = 5,56 \Omega$$

V případě stroje s rozloženým vinutím nabývá diferenční reaktance statoru velikost $2,698 \Omega$ a rotoru pak $2,164 \Omega$.

3.5.4.6 Reaktance způsobená zešikmením drážek

Zešikmením drážek zmenšíme vzájemnou indukčnost vinutí statoru vůči rotoru. To se projeví jako nárůst rozptylu. Činitel rozptylu vlivem zešikmením drážek pro stator $\tau_{\rho 1}$ a rotor $\tau_{\rho 2}$ určíme na základě vztahu.

$$\tau_{\rho 1} = \tau_{\rho 2} = \frac{41,25}{Q_{ps}^2} \cdot \beta^2 \quad (3.118)$$

Kde Q_{ps} značí počet drážek statoru na jeden pól (podle rovnice 3.115). β vyjadřuje sešikmení drážek vztažené k drážkové rozteči statoru.

$$\beta = \frac{\frac{\pi D_{\delta}}{Q}}{\frac{\pi D_{\delta}}{Q_s}} \quad (3.119)$$

Kde Q je obecný počet drážek rotoru nebo statoru.

Reaktance způsobená zešikmením drážek statoru a rotou se určí z magnetizační reaktance X_{μ} .

$$X_{\delta P} = \tau_{\rho 1} \cdot X_{\mu} = \tau_{\rho 2} \cdot X_{\mu} \quad (3.120)$$

Při návrhu obou motorů neuvažujeme zešikmení drážek. Tento požadavek je kladen z důvodu navíjecí technologie statorových cívek. Proto reaktance zešikmení drážek je rovna.

$$X_{\delta P} = 0 \Omega$$

3.5.4.7 Celková rozptylová reaktance statoru a rotoru

Celkovou reaktanci statorového vinutí určíme součtem jednotlivých reaktancí.

$$X_{\sigma s} = X_{c1} + X_{d1} + X_{\delta s} + X_{\delta P} \quad (3.121)$$

Kde X_{c1} je reaktance prostoru kolem čel statoru, X_{d1} značí drážková reaktance statoru, $X_{\delta s}$ představuje reaktanci diferenčního rozptylu statoru a $X_{\delta P}$ je reaktance způsobená zešikmením drážek.

Celkovou reaktance rotoru určíme součtem jednotlivých reaktancí a přepočtem na stranu statoru.

$$X_{\sigma r} = X_{c2} + X'_{d2} + X_{\delta r} + X_{\delta P} \quad (3.122)$$

Kde X_{c2} je reaktance prostoru kolem čel rotoru, X_{d1} značí drážková reaktance jednoduché klece rotoru, $X_{\delta s}$ představuje reaktanci diferenčního rozptylu rotoru a $X_{\delta P}$ je reaktance způsobená zešikmením drážek.

Vyjádříme celkovou reaktanci statoru a rotoru u obou zkoumaných vinutí.

Stroj se soustředěným vinutím:

Celková reaktance statoru

$$X_{\sigma s} = X_{c1} + X_{d1} + X_{\delta s} + X_{\delta p} = 0,1027 + 6,399 + 1,748 + 0 = 8,25 \Omega$$

Celková reaktance rotoru.

$$X_{\sigma r} = X_{c2} + X'_{d2} + X_{\delta r} + X_{\delta p} = 0,1027 + 3,131 + 5,56 + 0 = 8,794 \Omega$$

Varianta motoru s rozloženým vinutím má celkovou rozptylovou reaktanci statoru velkou $5,666 \Omega$. Rozptylová reaktance rotoru nabývá hodnoty $3,955 \Omega$.

3.6 Výpočet ztrát v asynchronním motoru

3.6.1 Ztráty v železe

Ztráty v železe se dělí na hysterezní, vířivými proudy v materiálu plechu a přídavné ztráty. Tyto ztráty vyčíslíme jen v materiálu statoru. Protože ztráty v železe rotoru jsou téměř zanedbatelné proti ztrátám v železe statoru vlivem nízké skluzové frekvence proudů v tyčích rotorové klece.

Ztráty stanovíme z hmotnosti žha, zubů statoru a jejich měrných ztrát při dané magnetické indukce a frekvenci napájecího napětí. Při výpočtu hmotnosti uvažujeme materiálovou hustotu magnetického obvodu $\rho_{M250} = 7600 \text{ kg} \cdot \text{m}^{-3}$.

Objem zubů určíme z geometrie statorové drážky. V kapitole 3.5.2 byl již stanoven průřez statorových drážek S_{drs} obou motorů.

$$V_{zs} = \left[\pi \cdot \left(\frac{D_{zs}^2}{4} - \frac{D_s^2}{4} \right) - Q_s \cdot S_{drs} \right] \cdot l_{FE} \quad (3.123)$$

Kde D_{zs} značí průměr patní kružnice statorových drážek (rovnice 3.56), D_s označuje vnitřní průměr statorového plechu, Q_s je počet drážek statoru a l_{FE} znamená délku statorového svazku.

Objem zubů v případě návrhu plechu motoru se soustředěným vinutím.

$$\begin{aligned} V_{zs} &= \left[\pi \cdot \left(\frac{D_{zs}^2}{4} - \frac{D_s^2}{4} \right) - Q_s \cdot S_{drs} \right] \cdot l_{FE} = \\ &= \left[\pi \cdot \left(\frac{99,6^2}{4} - \frac{60,0^2}{4} \right) - 12 \cdot 223,9 \right] \cdot 120 = 273257 \text{ mm}^3 \end{aligned}$$

U stroje s rozloženým vinutím je objem zubů 273689 mm^3 .

Hmotnost zubů vyjádříme z objemu a hustoty materiálu M250-50A

$$\rho_{M250} = 7600 \text{ kg} \cdot \text{m}^{-3}$$

$$G_{zs} = V_{zs} \cdot \rho_{M250} \quad (3.124)$$

U stroje se soustředěným vinutím je hmotnost zubů statoru

$$G_{zs} = V_{zs} \cdot \rho_{M250} = 273257 \cdot 10^{-9} \cdot 7600 = 2,077 \text{ kg}$$

U stroje s rozloženým vinutím je použito menší otevření statorových drážek, proto hmotnost zubů je $2,080 \text{ kg}$.

Objem jha statoru určíme z vnějšího průměru statoru D_{0s} a průměru patní kružnice statorových drážek D_{zs} . Uvažujeme v obou případech návrhu stejnou výšku jha statoru.

$$\begin{aligned} V_{js} &= \pi \cdot l_{FE} \cdot \left(\frac{D_{0s}^2}{4} - \frac{D_{zs}^2}{4} \right) = \\ &= \pi \cdot 120 \cdot \left(\frac{120^2}{4} - \frac{99,6^2}{4} \right) = 422215 \text{ mm}^3 \end{aligned} \quad (3.125)$$

Hmotnost jha statoru

$$G_{js} = V_{js} \cdot \rho_{M250} = 422215 \cdot 10^{-9} \cdot 7600 = 3,209 \text{ kg} \quad (3.126)$$

Měrné ztráty v magnetickém materiálu stanovíme podle Bertottiho rovnice při provozních podmínkách materiálu. Měrné ztráty ovlivňuje napájecí frekvence proudu f_1 a velikost magnetické indukce. [5]

$$\Delta p_{FE} = p_h + p_c + p_e = k_h \cdot f_1 \cdot B_m^2 + k_{cur} \cdot f_1^2 \cdot B_m^2 + k_e \cdot f_1^{1,5} \cdot B_m^{1,5} \quad (3.127)$$

Kde p_h, p_c, p_e měrné hysterezní, vířivými proudy a přídavné ztráty. k_h, k_{cur}, k_e jsou činitele jednotlivých měrných ztrát vztažených na 1kg použitého magnetického materiálu. Tyto činitele ztrát materiálu zjistíme za pomoci programu Ansoft RMxprt.

V

přehledové tabulce Tabulka 3-6 jsou zobrazeny veličiny potřebné pro výpočet měrných ztrát v železe zubů a jha statoru.

Tabulka 3-6: Přehledová tabulka pro výpočet měrných ztrát

Veličina	Stroj se soustředěným vinutím	Stroj s rozloženým vinutím
$B_{zSM} [T]$	1,461	1,453
$B_{jSM} [T]$	0,662	1,317
$f_1 [Hz]$	300	150
$k_h [-]$	0,0348602	0,036777
$k_{cur} [-]$	$9,17113 \cdot 10^{-5}$	$9,17113 \cdot 10^{-9}$
$k_e [-]$	0	0

Při výpočtu měrných ztrát v zubech statoru motoru s rozloženým vinutím uvažujeme amplitudu magnetické indukce v zubu B_{zSM} (převzato z kapitoly 3.4.4) při frekvenci napájecího napětí f_1 .

$$\begin{aligned} \Delta p_{FEZs} &= k_h \cdot f_1 \cdot B_{zSM}^2 + k_{cur} \cdot f_1^2 \cdot B_{zSM}^2 + k_e \cdot f_1^{1,5} \cdot B_{zSM}^{1,5} = \\ &= 0,036777 \cdot 150 \cdot 1,453^2 + 9,17113 \cdot 10^{-9} \cdot 150^2 \cdot 1,453^2 + 0 \cdot 150^{1,5} \cdot 1,453^{1,5} = \\ &= 11,64 \text{ W} \cdot \text{kg}^{-1} \end{aligned}$$

Měrné ztráty v železe jha statoru v motoru s rozloženým vinutím stanovíme stejným způsobem jak v případě zubů. Jen ve jhu čtyř pólového stroje je amplituda magnetické indukce 1,317 T (převzato z kapitoly 3.4.7)

$$\begin{aligned} \Delta p_{FEjs} &= k_h \cdot f_1 \cdot B_{jSM}^2 + k_{cur} \cdot f_1^2 \cdot B_{jSM}^2 + k_e \cdot f_1^{1,5} \cdot B_{jSM}^{1,5} = \\ &= 0,036777 \cdot 150 \cdot 1,317^2 + 9,17113 \cdot 10^{-9} \cdot 150^2 \cdot 1,317^2 + 0 \cdot 150^{1,5} \cdot 1,317^{1,5} = \\ &= 9,57 \text{ W} \cdot \text{kg}^{-1} \end{aligned}$$

U stroje se soustředěným vinutím, se vypočítají měrné ztráty v železe, obdobným způsobem jak v případě rozloženého vinutí. V zubech statoru jsou měrné ztráty $39,94 \text{ W} \cdot \text{kg}^{-1}$, ve jhu statoru jsou měrné ztráty $8,21 \text{ W} \cdot \text{kg}^{-1}$

Celkové ztráty v železe jsou závislé na opracování plechů. Při stříhání plechu vzniknou deformace okrajových částí materiálu a ty způsobí navýšení ztrát v železe. Činitel opracování statorových zubů k_{pz} volíme na hodnotu 1,8 a koeficient opracování jha k_{pj} na hodnotu 1,5. [3]

$$\Delta P_{FE} = \Delta p_{FEZs} \cdot G_{ss} \cdot k_{pz} + \Delta p_{FEjs} \cdot G_{ss} \cdot k_{pj} \quad (3.128)$$

Celkové ztráty v železe statoru motoru s rozloženým vinutím.

$$\begin{aligned}\Delta P_{FE} &= \Delta p_{FEZs} \cdot G_{ss} \cdot k_{pz} + \Delta p_{FEjs} \cdot G_{ss} \cdot k_{pj} \\ &= 11,64 \cdot 2,080 \cdot 1,8 + 9,57 \cdot 3,209 \cdot 1,5 = 89,64 \text{ W}\end{aligned}$$

Stejným způsobem vypočítáme celkové ztráty v železe stroje se soustředěným vinutím. Tento stroj bude mít ztráty v železe statoru 188,81 W.

3.6.2 Přídavné ztráty závislé na napětí

Jsou to ztráty, které nezávisí na zatížení stroje. Vyskytují se ve stroji při stavu naprázdno i při zatížení. Velikost těchto ztrát závisí na čtverci napájecího napětí.

$$\Delta P_u = (1 + k_{qu}) \cdot \left\{ \frac{p_{10}}{3,6} \cdot [k_{\delta u} \cdot (\Delta P_{u\delta s} + \Delta P_{u\delta r}) + k_{pu} \cdot (\Delta P_{ups} + \Delta P_{upr})] + \Delta P_{u\sigma r} \right\} \quad (3.129)$$

Do přídavných ztrát závislých na napětí patří povrchové ztráty v hlavách zubů statoru $\Delta P_{u\delta s}$ a rotoru $\Delta P_{u\delta r}$, pulzační ztráty v zubech statoru ΔP_{ups} a rotoru ΔP_{upr} a přídavné ztráty v rotorové kleci $\Delta P_{u\sigma r}$.

Povrchové ztráty v hlavách zubů vznikají změnou magnetické vodivosti vlivem otevření drážek.

Povrchové ztráty v hlavách zubů statoru.

$$\Delta P_{u\delta s} = \frac{1}{2} \cdot k_0 \cdot (Q_R \cdot n)^{1,5} \cdot (\beta_2 \cdot k_{c12} \cdot B_{00M} \cdot t_{dor})^2 \cdot \pi \cdot D_\delta \cdot l_{FE} \cdot \left(1 - \frac{b_{0s}}{t_{dos}}\right) \cdot 10^{-12} \quad (3.130)$$

Povrchové ztráty v hlavách zubů rotoru.

$$\Delta P_{u\delta r} = \frac{1}{2} \cdot k_0 \cdot (Q_S \cdot n)^{1,5} \cdot (\beta_1 \cdot k_{c12} \cdot B_{00M} \cdot t_{dos})^2 \cdot \pi \cdot D_\delta \cdot l \cdot \left(1 - \frac{b_{0r}}{t_{dor}}\right) \cdot 10^{-12} \quad (3.131)$$

Kde Q_S, Q_R jsou počet drážek statoru a rotoru, n značí mechanické otáčky rotoru, B_{00M} je amplituda ideální 1. prostorové harmonické magnetické indukce (hodnoty budou převzaty z kapitoly 3.4.4), l_{FE} označuje délku magnetického svazku, t_{dor}, t_{dos} jsou drážkové rozteče rotoru a statoru ve vzduchové mezeře, dále b_{0s} a b_{0r} představují otevření drážek statoru a rotoru, k_0 je materiálová konstanta. Materiálová konstanta nabývá velikosti pro plech tloušťky 0,5 mm 4.

Činitelé pulzace

$$\beta_1 = \frac{(1-u_1)^2}{2 \cdot (1+u_1^2)} \quad (3.132)$$

$$\beta_2 = \frac{(1-u_2)^2}{2 \cdot (1+u_2^2)} \quad (3.133)$$

$$u_1 = \frac{b_{0s}}{2 \cdot \delta} + \sqrt{1 + \left(\frac{b_{0s}}{2 \cdot \delta}\right)^2} \quad (3.134)$$

$$u_2 = \frac{b_{0r}}{2 \cdot \delta} + \sqrt{1 + \left(\frac{b_{0r}}{2 \cdot \delta}\right)^2} \quad (3.135)$$

Veličinu k_{c12} ve vztahu 3.130 a 3.131 určíme z činitelů změny magnetické vodivosti γ_1 a γ_2 , délky vzduchové mezery δ a drážkové rozteči statorových a rotorových drážek.

Činitelé změny magnetické vodivosti.

$$\gamma_1 = \left(\frac{b_{0s}}{\delta}\right)^2 \cdot \frac{1}{5 + \frac{b_{0s}}{\delta}} \quad (3.136)$$

$$\gamma_2 = \left(\frac{b_{0r}}{\delta}\right)^2 \cdot \frac{1}{5 + \frac{b_{0r}}{\delta}} \quad (3.137)$$

Činitel k_{c12} určíme ze vztahu.

$$k_{c12} = \frac{t_{dos}}{t_{dos} - \gamma_1 \cdot \delta} \cdot \frac{t_{dor}}{t_{dor} - \gamma_2 \cdot \delta} \quad (3.138)$$

Pulzační ztráty v zubech statoru ΔP_{ups} a rotoru ΔP_{upr} vznikají v důsledku změny polohy rotorových zubů vůči statorovým.

$$\Delta P_{ups} = k_1 \cdot (Q_R \cdot n \cdot \beta_{p1})^2 \cdot G_{zs} \cdot 10^{-6} \quad (3.139)$$

$$\Delta P_{upr} = k_1 \cdot (Q_S \cdot n \cdot \beta_{p2})^2 \cdot G_{zr} \cdot 10^{-6} \quad (3.140)$$

Kde $k_1 = 0,14$ je konstanta zahrnující jakost materiálu, G_{zs} , G_{zr} značí hmotnost zubů statoru a rotoru dále β_{p1} , β_{p2} jsou amplitudy pulzace střídavé složky magnetické indukce v zubech statoru a rotoru.

$$\beta_{p1} = B_{zsm} \cdot \frac{\gamma_2 \cdot \delta}{2 \cdot t_{dos}} \quad (3.141)$$

$$\beta_{p2} = B_{zrm} \cdot \frac{\gamma_1 \cdot \delta}{2 \cdot t_{dor}} \quad (3.142)$$

Kde B_{zSM} a B_{zrM} jsou amplitudy magnetických indukcí v zubech statoru a rotoru. Tyto hodnoty magnetických indukcí budou převzaty z kapitol 3.4.4 a 3.4.5.

Provedeme výpočet přídatných ztrát závislých na napětí pro navrhované motory. Ze vztahu 3.134 a 3.135 vypočteme veličiny u_1 , u_2 . Otevření drážek statoru je u návrhu plechu stroje s rozloženým vinutím 2,4 mm, ale v motoru se soustředěným vinutím je použito otevření drážek 3 mm. Velikost otevření drážek rotoru je pro oba návrhy stejné 1,5 mm. Vzduchová mezera je dlouhá 0,25 mm. Číselné hodnoty budou dosazeny jen pro stroj se soustředěným vinutím.

$$u_1 = \frac{b_{0s}}{2 \cdot \delta} + \sqrt{1 + \left(\frac{b_{0s}}{2 \cdot \delta}\right)^2} = \frac{3,0}{2 \cdot 0,25} + \sqrt{1 + \left(\frac{3,0}{2 \cdot 0,25}\right)^2} = 12,083$$

$$u_2 = \frac{b_{0r}}{2 \cdot \delta} + \sqrt{1 + \left(\frac{b_{0r}}{2 \cdot \delta}\right)^2} = \frac{1,5}{2 \cdot 0,25} + \sqrt{1 + \left(\frac{1,5}{2 \cdot 0,25}\right)^2} = 6,162$$

V případě stroje s rozloženým vinutím vychází hodnoty:

$$u_1 = 9,703$$

$$u_2 = 6,162$$

Dosadíme hodnoty u_1 a u_2 do vztahů 3.132 a 3.133. Pak činitelé pulzace nabývají hodnoty.

$$\beta_1 = \frac{(1 - u_1)^2}{2 \cdot (1 + u_1^2)} = \frac{(1 - 12,083)^2}{2 \cdot (1 + 12,083^2)} = 0,418$$

$$\beta_2 = \frac{(1 - u_2)^2}{2 \cdot (1 + u_2^2)} = \frac{(1 - 6,162)^2}{2 \cdot (1 + 6,162^2)} = 0,342$$

V případě stroje s rozloženým vinutím vychází hodnoty činitelů pulzace:

$$\beta_1 = 0,398$$

$$\beta_2 = 0,342$$

Konstantu k_{c12} zjistíme za pomoci činitelů změny magnetické vodivosti γ_1 a γ_2

$$\gamma_1 = \left(\frac{b_{0s}}{\delta}\right)^2 \cdot \frac{1}{5 + \frac{b_{0s}}{\delta}} = \left(\frac{3,0}{0,25}\right)^2 \cdot \frac{1}{5 + \frac{3,0}{0,25}} = 8,471$$

$$\gamma_2 = \left(\frac{b_{0r}}{\delta}\right)^2 \cdot \frac{1}{5 + \frac{b_{0r}}{\delta}} = \left(\frac{1,5}{0,25}\right)^2 \cdot \frac{1}{5 + \frac{1,5}{0,25}} = 3,273$$

$$\begin{aligned} k_{c12} &= \frac{t_{dos}}{t_{dos} - \gamma_1 \cdot \delta} \cdot \frac{t_{dor}}{t_{dor} - \gamma_2 \cdot \delta} = \frac{\frac{\pi \cdot D_\delta}{Q_s}}{\frac{\pi \cdot D_\delta}{Q_s} - \gamma_1 \cdot \delta} \cdot \frac{\frac{\pi \cdot D_\delta}{Q_R}}{\frac{\pi \cdot D_\delta}{Q_R} - \gamma_2 \cdot \delta} = \\ &= \frac{\frac{\pi \cdot 59,75}{12}}{\frac{\pi \cdot 59,75}{12} - 8,471 \cdot 0,25} \cdot \frac{\frac{\pi \cdot 59,75}{19}}{\frac{\pi \cdot 59,75}{19} - 3,273 \cdot 0,25} = 1,261 \end{aligned}$$

U stroje s rouloženým vinutím vycházejí hodnoty:

$$\gamma_1 = 6,312$$

$$\gamma_2 = 3,273$$

$$k_{c12} = 1,123$$

Povrchové ztráty v hlavách zubů statoru vypočteme pro mechanické synchronní otáčky 4500 min^{-1} .

$$\Delta P_{u\delta s} = \frac{1}{2} \cdot k_0 \cdot (Q_R \cdot n)^{1,5} \cdot (\beta_2 \cdot k_{c12} \cdot B_{00M} \cdot t_{dor})^2 \cdot \pi \cdot D_\delta \cdot l_{FE} \cdot \left(1 - \frac{b_{0s}}{t_{dos}}\right) \cdot$$

$$10^{-12} = \frac{1}{2} \cdot k_0 \cdot (Q_R \cdot n)^{1,5} \cdot (\beta_2 \cdot k_{c12} \cdot B_{00M} \cdot \frac{\pi \cdot D_\delta}{Q_R})^2 \cdot \pi \cdot D_\delta \cdot l_{FE} \cdot \left(1 - \frac{b_{0s}}{\frac{\pi \cdot D_\delta}{Q_s}}\right) \cdot$$

$$10^{-12} = \frac{1}{2} \cdot 4 \cdot (19 \cdot 4500)^{1,5} \cdot (0,342 \cdot 1,261 \cdot 0,859 \cdot \frac{\pi \cdot 59,75}{19})^2 \cdot \pi \cdot 59,75 \cdot 120 \cdot$$

$$\left(1 - \frac{3,0}{\frac{\pi \cdot 59,75}{12}}\right) \cdot 10^{-12} = 12,192 \text{ W}$$

Povrchové ztráty v hlavách statoru jsou u motoru s rozloženým vinutím $11,676 \text{ W}$.

Povrchové ztráty v hlavách rotoru

$$\Delta P_{u\delta r} = \frac{1}{2} \cdot k_0 \cdot (Q_S \cdot n)^{1,5} \cdot (\beta_1 \cdot k_{c12} \cdot B_{00M} \cdot t_{dos})^2 \cdot \pi \cdot D_\delta \cdot l_{FE} \cdot \left(1 - \frac{b_{0r}}{t_{dor}}\right) \cdot 10^{-12} =$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{1}{2} \cdot k_0 \cdot (Q_S \cdot n)^{1,5} \cdot (\beta_1 \cdot k_{c12} \cdot B_{00M} \cdot \frac{\pi \cdot D_\delta}{Q_S})^2 \cdot \pi \cdot D_\delta \cdot l_{FE} \left(1 - \frac{b_{0r}}{\frac{\pi \cdot D_\delta}{Q_R}} \right) \cdot 10^{-12} = \\
&= \frac{1}{2} \cdot 4 \cdot (12 \cdot 4500)^{1,5} \cdot (0,418 \cdot 1,261 \cdot 0,859 \cdot \frac{\pi \cdot 59,75}{12})^2 \cdot \pi \cdot 59,75 \cdot 120 \\
&\quad \cdot \left(1 - \frac{1,5}{\frac{\pi \cdot 59,75}{19}} \right) \cdot 10^{-12} = 24,045 \text{ W}
\end{aligned}$$

Pokud použijeme stejný rotor i ve stroji s rozloženým vinutím pak povrchové ztráty v hlavách rotoru budou 19,951 W.

Ze vztahů 3.142 a 3.143 zjistíme velikost amplitudy pulzace střídavé složky magnetické indukce v zubech statoru a rotoru.

$$\beta_{p1} = B_{zsM} \cdot \frac{\gamma_2 \cdot \delta}{2 \cdot t_{dos}} = B_{zsM} \cdot \frac{\gamma_2 \cdot \delta}{2 \cdot \frac{\pi \cdot D_\delta}{Q_S}} = 1,461 \cdot \frac{3,273 \cdot 0,25}{2 \cdot \frac{\pi \cdot 59,75}{12}} = 0,0382 \text{ T}$$

$$\beta_{p2} = B_{zrM} \cdot \frac{\gamma_1 \cdot \delta}{2 \cdot t_{dor}} = B_{zrM} \cdot \frac{\gamma_1 \cdot \delta}{2 \cdot \frac{\pi \cdot D_\delta}{Q_R}} = 1,70 \cdot \frac{8,471 \cdot 0,25}{2 \cdot \frac{\pi \cdot 59,75}{19}} = 0,182 \text{ T}$$

V zubech statoru stroje s rozloženým vinutím jsou magnetické pulzace 0,038 T, přičemž v zubech rotoru jsou pulzace 0,135 T.

Abychom zjistili pulzační ztráty v zubech statoru ΔP_{ups} a rotoru ΔP_{upr} je zapotřebí určit hmotnost statorových i rotorových zubů. Hmotnost statorových zubů jsme vypočetli v kapitole 3.6.1. Statorové zuby v případě návrhu stroje se soustředěným vinutím váží 2,077 kg. U stroje s rozloženým vinutím je hmotnost zubů 2,080 kg. Hmotnost zubů rotoru vypočítáme podle vztahu.

$$\begin{aligned}
G_{zr} &= l_{FE} \cdot \rho_{M250} \cdot \left[\frac{\pi}{4} \cdot (D_R^2 - D_{ZR}^2) - Q_R \cdot (S_{tR} + b_{0R} \cdot h_{0R}) \right] = \\
&= 120 \cdot 10^{-3} \cdot 7600 \cdot \left[\frac{\pi}{4} \cdot ((59,5 \cdot 10^{-3})^2 - (49,5 \cdot 10^{-3})^2) - 19 \cdot \right. \\
&\quad \left. (12,57 \cdot 10^{-6} + 1,5 \cdot 10^{-3} \cdot 1,0 \cdot 10^{-3}) \right] = 0,537 \text{ kg} \quad (3.143)
\end{aligned}$$

Kde D_R značí vnější průměr rotoru, D_{ZR} značí průměr patní kružnice rotorových zubů, S_{tR} je průřez kruhové části drážky rotoru (převzato z rovnice 3.71), $\rho_{M250} = 7600 \text{ kg} \cdot \text{m}^{-3}$ představuje hustotu použitého materiálu, dále b_{0R}, h_{0R} jsou rozměry otevření rotorové drážky a délka krčku rotorové drážky.

$$\begin{aligned}\Delta P_{ups} &= k_1 \cdot (Q_R \cdot n \cdot \beta_{p1})^2 \cdot G_{zs} \cdot 10^{-6} = \\ &= 0,14 \cdot (19 \cdot 4500 \cdot 0,0382)^2 \cdot 2,077 \cdot 10^{-6} = 3,103 \text{ W}\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\Delta P_{upr} &= k_1 \cdot (Q_S \cdot n \cdot \beta_{p2})^2 \cdot G_{zr} \cdot 10^{-6} = \\ &= 0,14 \cdot (12 \cdot 4500 \cdot 0,182)^2 \cdot 0,537 \cdot 10^{-6} = 7,289 \text{ W}\end{aligned}$$

Ve statorovém zubu stroje s rozloženým vinutím se objeví pulzační ztráty 3,072 W, ale v rotorovém zubu mohou tyto ztráty dosahovat 4,001 W.

Přídavné ztráty závislé na napětí v motoru se soustředěným vinutím mohou dosahovat hodnoty.

$$\begin{aligned}\Delta P_u &= (1 + k_{qu}) \cdot \left\{ \frac{p_{1,0}}{3,6} \cdot [k_{\delta u} \cdot (\Delta P_{uds} + \Delta P_{udsr}) + k_{pu} \cdot (\Delta P_{ups} + \Delta P_{upr})] + \Delta P_{u\sigma r} \right\} = \\ &= (1 + 0) \cdot \left\{ \frac{2,5}{3,6} \cdot [1 \cdot (12,192 + 24,045) + 1 \cdot (3,103 + 7,289)] + 0 \right\} \\ &= 32,381 \text{ W}\end{aligned}$$

Kde $p_{1,0}$ označuje ztrátové číslo použitého magnetického materiálu, v našem případě používáme materiál se ztrátovým číslem $2,50 \text{ W} \cdot \text{kg}^{-1}$. $k_{\delta u}$ a k_{pu} jsou korekční členy jednotlivých ztrát. V našem výpočtu nebudeme provádět korekci přídavných ztrát proto tyto korekční členy se budou rovnat 1. Dále při výpočtu zanedbáme ztráty v rotorové kleci $\Delta P_{u\sigma r}$, které vznikají jako důsledek otevření statorových drážek. Další ztráty, které zanedbáme jsou ztráty vzniklé příčnými proudy v rotoru. Tyto ztráty zastupuje v rovnici činitel $k_{qu} = 0$.

Přídavné ztráty závislé na napětí mohou dosahovat námi navrhovaném motoru s rozloženým vinutím hodnoty 26,88 W

3.6.3 Ztráty naprázdno a proud naprázdno

Proud naprázdno je proud, který odebírá motor při chodu naprázdno na krytí zdrát v železe, přídavných ztrát a na udržení magnetického pole ve vzduchové mezeře. [4] Proud na krytí ztrát v železe vypočteme ze ztrát v železe ΔP_{FE} a velikosti napájecího napětí U_{if} . Hodnota fázového napětí byla vypočtena v kapitole 3.4.2

$$I_{FE} = \frac{\Delta P_{FE}}{m_1 \cdot U_{if}} \quad (3.144)$$

Proud na krytí ztrát v železe motoru se soustředěným vinutím

$$I_{FE} = \frac{\Delta P_{FE}}{m_1 \cdot U_{if}} = \frac{188,81}{3 \cdot 220} = 0,285 \text{ A}$$

Na krytí ztrát v železe odebere stroj s rozloženým vinutím proud 0,1355 A.

Proud na krytí přídavných ztrát závislých na napětí vypočítáme z velikosti přídavných ztrát a efektivní hodnoty fázového napětí.

$$I_{Rp} = \frac{\Delta P_u}{m_1 \cdot U_{if}} \quad (3.145)$$

Proud na krytí přídavných ztrát závislých na napětí v motoru se soustředěným vinutím

$$I_{Rp} = \frac{\Delta P_u}{m_1 \cdot U_{if}} = \frac{32,381}{3 \cdot 220} = 48,9 \text{ mA}$$

Stroj s rozloženým vinutím odebere 40,6 mA z napětového meziobvodu měniče na krytí přídavných ztrát.

Odebíraný proud naprázdno ze sítě.

$$I_{10} = \sqrt{(I_{FE} + I_{Rp})^2 + I_{\mu}^2} \quad (3.146)$$

Kde I_{μ} je magnetizační proud motoru. Tento proud je převzat z kapitoly 3.4.10.

Proud naprázdno motoru se soustředěným vinutím

$$I_{10} = \sqrt{(I_{FE} + I_{Rp})^2 + I_{\mu}^2} = \sqrt{(0,285 + 48,9 \cdot 10^{-3})^2 + 5,54^2} = 5,388 \text{ A}$$

Proud naprázdno motoru s rozloženým vinutím je 3,438 A

Ztráty ve statorovém vinutí od průchodu proudu naprázdno.

$$\Delta P_{j0} = m_1 \cdot R_1 \cdot I_{10}^2 \quad (3.147)$$

Kde R_1 představuje odpor statorového vinutí. Hodnoty odporů statorového vinutí jsme stanovili v kapitole 3.5.2.

Ztráty ve statorovém vinutí od průchodu proudu naprázdno motoru se soustředěným vinutím.

$$\Delta P_{j0} = m_1 \cdot R_1 \cdot I_{10}^2 = 3 \cdot 0,745 \cdot 5,388^2 = 51,74 \text{ W}$$

Ztráty ve statorovém vinutí motoru s rozloženým vinutím jsou při chodu stroje naprázdno 28,84 W .

Celkové ztráty naprázdno stanovíme součtem ztrát v železe ΔP_{FE} , přídavných ztrát ΔP_u , ztrát ve vinutí statoru ΔP_{j0} a mechanických ztrát ΔP_m . Do mechanických ztrát se započítávají ztráty třením v ložiscích a ztráty vzniklé vetilací motoru. V našem návrhu uvažujeme, že motor neobsahuje vnější ventilátor. Proto do mechanických ztrát budeme započítávat jen ztráty vzniklé třením ložisek. Tyto ztráty jsme odhadli na celkovou hodnotu 10 W.

$$P_0 = \Delta P_{j0} + \Delta P_{FE} + \Delta P_u + \Delta P_m \quad (3.148)$$

Celkové ztráty naprázdno u motoru se soustředěným vinutím jsou.

$$P_0 = \Delta P_{j0} + \Delta P_{FE} + \Delta P_u + \Delta P_m = 51,74 + 188,81 + 32,381 + 10 = 282,94 \text{ W}$$

Obdobným postupem bylo vypočteno, že stroj s rozloženým vinutím spotřebuje při chodu naprázdno 155,36 W.

3.6.4 Ztráty ve statorovém vinutí a v rotorové kleci

V této kapitole porovnáme velikosti ztrát ve vinutí statoru a v rotorové kleci obou uvažovaných motorů. Ztráty porovnáme při uvažovaném výkonu 2500 W.

Jouleovy ztráty ve statorovém vinutí a v rotorové kleci určíme na základě vypočtených hodnot odporů (kapitola 3.5.1, 3.5.2) a druhé mocniny procházejícího proudu. V této chvíli ještě není stanoven odebíraný proud ze sítě a proud rotorem. Tyto proudy budou dodatečně dosazeny do výpočtu ztrát z následující kapitoly 3.7.

Ztráty ve statorovém vinutí určíme na základě znalosti odebíraného proudu motorem.

$$\Delta P_{j1} = m_1 \cdot R_1 \cdot I_1^2 \quad (3.149)$$

Velikost ztrát ve statorovém vinutí stroje s rozloženým vinutím při odebíraném proudu 5,98 A

$$\Delta P_{j1} = m_1 \cdot R_1 \cdot I_1^2 = 3 \cdot 0,813 \cdot 5,98^2 = 87,23 \text{ W}$$

Stroj se soustředěným vinutím odebírá z meziobvodu měniče proud 8,5 A. Na statorovém vinutí se vytvoří ztráta 130,13 W.

Ztráty v rotorové kleci vypočteme ze vztahu.

$$\Delta P_{j2} = m_1 \cdot R_2' \cdot I_2^2 \quad (3.150)$$

Ztráty v rotorové kleci v případě motoru se soustředěným vinutím

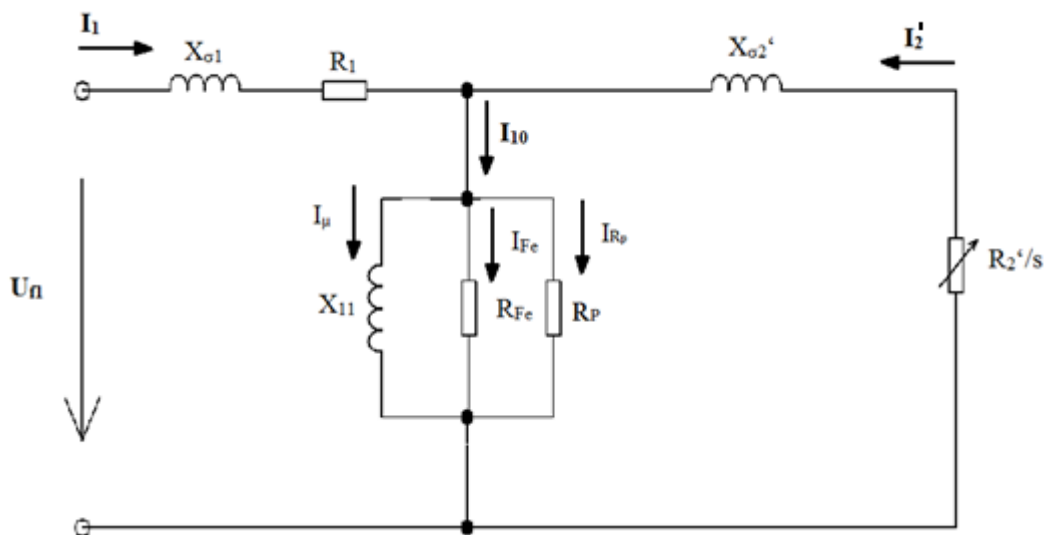
$$\Delta P_{j2} = m_1 \cdot R_2' \cdot I_2'^2 = 3 \cdot 2,042 \cdot 5,96^2 = 217,65 \text{ W}$$

Na rotorové kleci se vytvoří ztráty 130,48 W v případě použití rotoru vloženého do stroje s rozloženým vinutím.

3.7 Výpočet parametrů stroje

Výpočet parametrů motoru se skládá z výpočtu jmenovité fázové impedance, fázového proudu, indukovaného napětí, příkonu, mechanického výkonu a skluzu. Srovnání parametrů obou motorů provedeme při uvažovaném výkonu 2500 W. Při tomto zatížení hřídele si ověříme celkové ztráty v motoru, které jsou potřeba vychladit z motoru. Podle výrobce připravené kostry může mít stroj maximální ztrátový výkon 400 W, bez toho abychom kostru ochlazovali vnější ventilací.

Jmenovitou fázovou impedanci, vypočteme metodou postupného zjednodušování. Zjednodušování provedeme pro náhradní schéma ve tvaru „T“čláčku.



Obr. 3-38: Rozšířené náhradní schéma [4]

Odpor představující ztráty v železe R_{FE} vypočteme ze ztrát v železe ΔP_{FE} (hodnota převzata z kapitoly 3.6.1) a indukovaného napětí ve vinutí statoru. Při tomto výpočtu zanedbáme úbytek napětí na impedanci statorového vinutí a budeme uvažovat, že indukované napětí bude rovno napájecímu napětí.

$$\Delta P_{FE} = 3 \cdot \frac{U_{1f}^2}{R_{FE}} \quad (3.151)$$

$$R_{FE} = \frac{3 \cdot U_{1f}^2}{\Delta P_{FE}} \quad (3.152)$$

Odpor představující ztráty v železe motoru se soustředěným vinutím

$$R_{FE} = \frac{3 \cdot U_{1f}^2}{\Delta P_{FE}} = \frac{3 \cdot 220^2}{188,81} = 772,2 \Omega$$

Pak tento odpor nabývá velikosti 1626,4 Ω v případě stroje s rozloženým vinutím.

Do výpočtu náhradního schématu zahrneme i odpor reprezentující přídavné ztráty. Tento výpočet provádíme na základě velikosti přídavných ztrát závislých na napětí, které svou velikostí ovlivňují velikost fázový proud odebíraného ze sítě. U motoru s rozloženým vinutím jsou přídavné ztráty závislé na napětí 26,88 W. V případě druhé varianty motoru se soustředěným vinutím jsou tyto ztráty 32,381 W.

Odpor reprezentující ztráty závislé na napětí R_p . Opět zanedbáme úbytek napětí na statorovém vinutí.

$$\Delta P_u = m_1 \cdot \frac{U_{1f}^2}{R_p} \quad (3.153)$$

$$R_p = \frac{m_1 \cdot U_{1f}^2}{\Delta P_u} \quad (3.154)$$

Odpor představující přídavné ztráty motoru s rozloženým vinutím

$$R_p = \frac{m_1 \cdot U_{1f}^2}{\Delta P_u} = \frac{3 \cdot 220^2}{26,88} = 5425 \Omega$$

Odpor představující přídavné ztráty v motoru se soustředěným vinutím

$$R_p = \frac{m_1 \cdot U_{1f}^2}{\Delta P_u} = \frac{3 \cdot 220^2}{32,381} = 4502,5 \Omega$$

Vypočtená hodnota tohoto odporu je 5425Ω v případě stroje s rozloženým vinutím.

Impedance příčné větve se vypočte podle vztahu

$$\hat{Z}_{11} = \frac{\frac{R_p \cdot R_{FE}}{R_p + R_{FE}} \cdot jX_\mu}{\frac{R_p \cdot R_{FE}}{R_p + R_{FE}} + jX_\mu} \quad (3.155)$$

Odpor příčné větve stroje se soustředěným vinutím

$$\hat{Z}_{11} = \frac{\frac{R_p \cdot R_{FE}}{R_p + R_{FE}} \cdot jX_\mu}{\frac{R_p \cdot R_{FE}}{R_p + R_{FE}} + jX_\mu} = \frac{\frac{4502,5 \cdot 772,2}{4502,5 + 772,2} \cdot j38,01}{\frac{4502,5 \cdot 772,2}{4502,5 + 772,2} + j38,01} = (2,15 + j37,65) \Omega$$

Impedance příčné větve náhradního schématu stroje s rozloženým vinutím dosahuje hodnoty v komplexní rovině $(2,79 + j59,04) \Omega$

Impedance rotorové větve se vypočte na základě znalosti skluzu otáček. Uvažovaného výkonu 2500 W motory dosahují u otáček:

- Motor s rozloženým vinutím dosahuje výkonu u otáček 4278 min^{-1} .
- Stroj se soustředěným vinutím dosahuje požadovaného výkonu u otáček 4141 min^{-1} .

Synchronní otáčky motoru vypočteme na základě počtu pól párů stroje a frekvence napájecího napětí.

$$n_s = \frac{60 \cdot f_1}{p} \quad (3.156)$$

Synchronní otáčky u čtyřpólového stroje s rozloženým vinutím, napájeného frekvencí 150 Hz jsou.

$$n_s = \frac{60 \cdot f_1}{p} = \frac{60 \cdot 150}{2} = 4500 \text{ min}^{-1}$$

Vlivem velkého počtu pólů stroje se soustředěným vinutím musíme napájet statorové vinutí frekvencí 300 Hz, abychom získali srovnatelné synchronní otáčky.

Skluz otáček vypočítáme podle vztahu.

$$s = \frac{n_s - n_n}{n_s} \quad (3.157)$$

Skluz otáček v případě motoru s rozloženým vinutím

$$s = \frac{n_s - n_n}{n_s} = \frac{4500 - 4278}{4500} = 0,0493$$

Skluz otáček stroje se soustředěným vinutím

$$s = \frac{n_s - n_n}{n_s} = \frac{4500 - 4141}{4500} = 0,0798$$

Impedanci rotorové větve vypočteme podle vztahu

$$\hat{Z}'_2 = \frac{R'_2}{s} + jX'_{\sigma r} \quad (3.158)$$

Impedance rotorové větve motoru se soustředěným vinutím.

$$\hat{Z}'_2 = \frac{R'_2}{s} + jX'_{\sigma r} = \frac{2,042}{0,0798} + j8,794 = (25,61 + j8,76) \Omega$$

Ve stroji s rozloženým vinutím dosahuje impedance rotorové větve hodnoty $(42,48 + j3,955) \Omega$

Impedanci statorového vinutí vypočteme ze vzorce

$$\hat{Z}_1 = R_1 + jX_{\sigma s} \quad (3.159)$$

Impedance statorového vinutí je u motoru se soustředěným vinutím

$$\hat{Z}_1 = R_1 + jX_{\sigma s} = (0,745 + j8,25) \Omega$$

Rozložené vinutí dosahuje impedance $(0,813 + j5,666) \Omega$

Celková impedance jedné fáze při uvažovaném zatížení motoru

$$\hat{Z}_f = \hat{Z}_1 + \frac{\hat{Z}'_2 \cdot \hat{Z}_{11}}{\hat{Z}'_2 + \hat{Z}_{11}} \quad (3.160)$$

Stroj se soustředěným vinutím má celkovou impedanci

$$\begin{aligned} \hat{Z}_f &= \hat{Z}_1 + \frac{\hat{Z}'_2 \cdot \hat{Z}_{11}}{\hat{Z}'_2 + \hat{Z}_{11}} = (0,745 + j8,25) + \frac{(25,61 + j8,76) \cdot (2,15 + j37,65)}{(25,61 + j8,76) + (2,15 + j37,65)} = \\ &= (13,59 + j21,93)\Omega \end{aligned}$$

Ale v případě použití klasického vinutí dosahuje celková impedance jedné fáze hodnody $(26,32 + j25,82)\Omega$

Fázový proud motoru vypočteme z fázového napájecího napětí a celkové impedance obvodu

$$\hat{I}_1 = \frac{\hat{U}_{1f}}{\hat{Z}_f} \quad (3.161)$$

Stroj se soustředěným vinutím odebírá proud z meziobvodu měniče

$$\hat{I}_1 = \frac{\hat{U}_{1f}}{\hat{Z}_f} = \frac{220}{13,59 + j21,93} = (4,50 - j7,26) A$$

V absolutní hodnotě

$$|\hat{I}_1| = \sqrt{4,50^2 + 7,26^2} = 8,55 A$$

Zatímco při použití rozloženého vinutí je fázový proud statorového vinutí pouze **5,98 A** (v komplexním tvaru $(4,27 - j4,19) A$)

Proud rotorovou větví vypočteme z indukovaného napětí ve vinutí statoru a impedance rotorové větve

$$\hat{U}_i = \hat{U}_{1f} - \hat{Z}_1 \cdot \hat{I}_1 \quad (3.162)$$

Indukované napětí v motoru se soustředěným vinutím.

$$\begin{aligned} \hat{U}_i &= \hat{U}_{1f} - \hat{Z}_1 \cdot \hat{I}_1 = 220 - (0,745 + j8,25) \cdot (4,50 - j7,26) \\ &= (157,93 - j32,77)V \end{aligned}$$

Absolutní hodnota

$$|\hat{U}_i| = \sqrt{157,93^2 + 32,77^2} = 161,3 \text{ V}$$

Vlivem menší rozptylové reaktance rozloženého vinutí bude v motoru indukované napětí $194,4 \text{ V}$ (v složkovém tvaru $(193,3 - j20,8) \text{ V}$)

Proud rotorovou větví se vypočte podle Ohmova zákona

$$\hat{I}'_2 = \frac{\hat{U}_i}{\hat{Z}'_2} \quad (3.163)$$

Proud rotorovou větví v případě stroje se soustředěným vinutím

$$\hat{I}'_2 = \frac{\hat{U}_i}{\hat{Z}'_2} = \frac{(157,93 - j32,77)}{(25,61 + j8,76)} = (5,13 - j3,03) \text{ A}$$

Absolutní hodnota proudu rotorem

$$|\hat{I}'_2| = \sqrt{5,13^2 + 3,03^2} = 5,96 \text{ A}$$

Pro dosažení požadovaného výkonu u varianty stroje s rozloženým vinutím proteče rotorovou větví proud $4,56 \text{ A}$ (v komplexním tvaru $(4,46 - j0,9) \text{ A}$).

Mechanický výkon na hřídeli vypočteme z absolutní hodnoty proudu rotorem a odporu reprezentující zatížení motoru $\frac{R'_2}{s} \cdot (1 - s)$

$$P_{mech} = m_1 \cdot |\hat{I}'_2|^2 \cdot \frac{R'_2}{s} \cdot (1 - s) \quad (3.164)$$

U čtyřpólového motoru s rozloženým vinutí vychází výkon na hřídeli

$$P_{mech} = m_1 \cdot |\hat{I}'_2|^2 \cdot \frac{R'_2}{s} \cdot (1 - s) = 3 \cdot 4,56^2 \cdot \frac{2,095}{0,0493} \cdot (1 - 0,0493) = 2514 \text{ W}$$

Zatím co osmipólový stroj se soustředěným vinutí dosahuje srovnatelného výkonu při vyšším skluzu otáček.

$$P_{mech} = m_1 \cdot |\hat{I}'_2|^2 \cdot \frac{R'_2}{s} \cdot (1 - s) = 3 \cdot 6,02^2 \cdot \frac{2,042}{0,0798} \cdot (1 - 0,0798) = 2514 \text{ W}$$

Výkon obou strojů vypočteme z mechanického výkonu a mechanických ztrát, které byly odhadnuty na hodnotu 10 W .

$$P_2 = P_{mech} - \Delta P_m = 2514 - 10 = 2504 \text{ W} \quad (3.165)$$

Moment stroje vypočteme z mechanického výkonu motoru a uvažovaných otáček

$$M_{mech} = \frac{P_{mech}}{2 \cdot \pi \cdot \frac{n_n}{60}} \quad (3.166)$$

Moment čtyřpólového stroje s rozloženým vinutím

$$M_{mech} = \frac{P_{mech}}{2 \cdot \pi \cdot \frac{n_n}{60}} = \frac{2514}{2 \cdot \pi \cdot \frac{4278}{60}} = 5,61 \text{ Nm}$$

Moment osmipólového stroje se soustředěným vinutím

$$M_{mech} = \frac{P_{mech}}{2 \cdot \pi \cdot \frac{n_n}{60}} = \frac{2514}{2 \cdot \pi \cdot \frac{4135}{60}} = 5,80 \text{ Nm}$$

Celkové ztráty stroje určíme součtem všech ztrátových výkonů

$$\Delta P = \Delta P_{j1} + \Delta P_{j2} + \Delta P_u + \Delta P_{FE} + \Delta P_m \quad (3.167)$$

Při uvažovaném maximálním výkonu 2500 W dosahuje stroj se soustředěným vinutím celkového ztrátového výkonu.

$$\begin{aligned} \Delta P &= \Delta P_{j1} + \Delta P_{j2} + \Delta P_u + \Delta P_{FE} + \Delta P_m = \\ &= 130,13 + 217,65 + 32,381 + 188,81 + 10 = 578,98 \text{ W} \end{aligned}$$

Ale v případě stroje s klasickým vinutím je zapotřebí vychladit jen 344,24 W, při uvažovaném výkonu.

Příkon motoru určíme z výkonu stroje a celkových ztrát

$$P_1 = P_2 + \Delta P \quad (3.168)$$

Stroj se soustředěným vinutím bude odebírat výkon

$$P_1 = P_2 + \Delta P = 2504 + 578,98 = 3082,98 \text{ W}$$

U rozloženého vinutí je příkon 2848 W.

Účinnost motoru

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} \cdot 100 \quad (3.169)$$

Účinnost motoru se soustředěným vinutím

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} \cdot 100 = \frac{2504}{3082,98} \cdot 100 = 81,22 \%$$

Při strovnatelném výkonu obou motorů dosahuje varianta stroje s rozloženým vinutím účinnosti 87,92 %.

Účinník se vypočte podle vzorce

$$\cos \varphi = \frac{P_1}{m_1 \cdot U_{1f} \cdot I_1} \quad (3.170)$$

Stroj se soustředěným vinutím dosahuje účinníku

$$\cos \varphi = \frac{P_1}{m_1 \cdot U_{1f} \cdot I_1} = \frac{3082,98}{3 \cdot 220 \cdot 8,55} = 0,55$$

Účinník motoru s rozloženým vinutím je 0,72

3.7.1 Vzájemné porovnání vypočtených veličin

elektromagnetického návrhu bez aktualizace činitelů $\frac{1}{k_1}$ a κ_1

V následujících tabulkách budou zobrazeny vypočtené parametry strojů a jednotlivé hodnoty elektromagnetického návrhu pro pracovní harmonickou. V tabulkách jsou zobrazeny hodnoty veličin při prvotním odhadu činitele deformace pole $\frac{1}{k_1}$ a činitele primární vazby κ_1

Tabulka 3-7: Srovnání vypočtených parametrů strojů při uvažovaném výkonu 2500 W, bez aktualizace činitelů $\frac{1}{k_1}$ a κ_1

Veličina	Jednotka	Typ vinutí	
		Rozložené	Soustředěné
2p	-	4	8
Q_s	-	12	12
Q_r	-	19	19
U_{if}	V	194,4	161,3
f_1	Hz	150	300
n_n	min^{-1}	4278	4141
s	%	4,93	7,98
I_1	A	5,92	8,56
P_2	W	2504	2504
P_1	W	2848	3082,98
ΔP	W	344,24	578,98
M_{mech}	Nm	5,61	5,80
η	%	87,92	81,22
$\cos\phi$	-	0,72	0,55

Tabulka 3-8: Srovnání vypočtených hodnot, bez aktualizace činitelů $\frac{1}{k_1}$ a κ_1

Veličina	Jednotka	Typ vinutí	
		Rozložené	Soustředěné
Nzsf	-	108	124
$\frac{1}{k_1}$	-	0,95	0,95
κ_1	-	0,97	0,97
k_v	-	1,0	0,866
$B_{\delta M}$	T	0,786	0,791
B_{zSM}	T	1,453	1,461
B_{zrM}	T	1,69	1,70

B_{jSM}	T	1,317	0,662
B_{jrM}	T	1,064	0,535
$U_{m\delta}$	A	189,92	198,59
U_{mzs}	A	19,82	21,55
U_{mzR}	A	33,94	36,07
U_{mjs}	A	10,94	2,45
U_{mjr}	A	2,396	0,739
U_{m2p}	A	500,72	387,5
I_{μ}	A	3,43	5,34
I_{FE}	A	0,1355	0,285
I_{Rp}	mA	40,6	48,9
I_{10}	A	3,438	5,388
R_1	Ω	0,813	0,745
R'_2	Ω	2,095	2,042
R_{FE}	Ω	1626,4	772,2
R_p	Ω	5425	4502,5
L_{μ}	mH	62,79	20,17
X_{μ}	Ω	59,175	38,01
X_c	Ω	0,415	0,2054
X_{d1}	Ω	2,737	6,399
X_{d2}	Ω	$2,15 \cdot 10^{-4}$	$4,23 \cdot 10^{-4}$
X'_{d2}	Ω	1,583	3,131
$X_{\delta S}$	Ω	2,698	1,748
$X_{\delta r}$	Ω	2,164	5,56
$X_{\delta P}$	Ω	0	0
$X_{\sigma S}$	Ω	5,666	8,25
$X_{\sigma r}$	Ω	3,955	8,794
ΔP_{FE}	W	89,64	188,81
ΔP_u	W	26,88	32,381
ΔP_{j1}	W	87,23	130,13

ΔP_{j2}	W	130,48	217,65
ΔP_m	W	10	10
ΔP	W	344,24	578,98
P_{mech}	W	2514	2514
P_0	W	155,36	282,94

3.7.2 Vzájemné porovnání vypočtených veličin

elektromagnetického návrhu s aktualizací činitelů $\frac{1}{k_1}$ a κ_1

V této kapitole porovnáme jednotlivé vypočtené hodnoty elektromagnetického návrhu s uvažovanou aktualizací činitelů deformace pole $\frac{1}{k_1}$ a činitele primární vazby κ_1 .

Podle popsaného elektromagnetického návrhu byly navrženy další stroje s rozloženým vinutím, ale s větším počet drážek na pól a fázi než je uvažován v popisovaném postupu návrhu. Parametry navržených strojů v různých variantách s měděnými tyčemi v rotoru porovnáme s vypočtenými parametry běžně vyráběného stroje s hliníkovou kostrou. Pro srovnání vlastností byla využita geometrie statorového a rotorového plechu od firmy Kinle Spiess.

Parametry strojů porovnááme při uvažovaném výkonu 2500 W. Uvažované plnění statorových drážek je 33 %. Jednotlivé návrhy plechů jsou zobrazeny v příloze diplomové práce.

Tabulka 3-9: Srovnání vypočtených parametrů strojů při uvažovaném výkonu 2500 W s uvažovanou aktualizací činitelů $1/k_1$ a α_1

Veličina	Motor od	Měděná klec			
	Kinle Spiess s hliníkovou klecí	Rozložené vinutí			Soustředěné
	Rozložené vinutí s plným krokem	S plným krokem vinutí	Zkrácený krok 5/6		
$2p$ [-]	4	4	4	4	8
Q_s [-]	24	12	24	24	12
Q_r [-]	22	19	10	10	19
U_{if} [V]	203,12	195,41	197,79	199,20	163,98
f_1 [Hz]	150	150	150	150	300
n_n [min^{-1}]	4434	4314	4359	4373	4317
s [%]	1,46	4,13	3,13	2,82	4,05
I_1 [A]	6,56	6,45	6,78	6,98	12,70
P_2 [W]	2500	2500	2500	2500	2500
P_1 [W]	2813	2837	2825	2820	3215
ΔP [W]	312	338	325	319	715
M_{mech} [Nm]	5,41	5,56	5,50	5,48	5,55
η [%]	88,88	88,11	88,49	88,67	77,75
$\cos\phi$ [-]	0,649	0,666	0,630	0,611	0,383

Tabulka 3-10: Srovnání vypočtených hodnot s uvažovanou aktualizací činitelů $1/k_1$ a κ_1

Veličina	Motor od	Měděná klec			
	Kinle Spiess s hliníkovou klecí	Rozložené vinutí			Soustředěné vinutí
	Rozložené vinutí s plným krokem	S plným krokem vinutí	Zkrácený krok 5/6		
$2p$ [-]	4	4	4	4	8
Q_s [-]	24	12	24	24	12
Q_r [-]	22	19	10	10	19
k_v [-]	0,9659	1,0	0,9659	0,933	0,866
N_{zsf} [-]	100	100	112	112	96
$1/k_1$ [-]	0,9267	0,9194	0,9285	0,9019	0,8619
κ_1 [-]	0,9417	0,9094	0,9334	0,9341	0,7705
$B_{\delta M}$ [T]	0,714	0,772	0,739	0,744	0,737
B_{zSM} [T]	1,51	1,52	1,42	1,43	1,71
B_{zrM} [T]	1,56	1,66	1,70	1,71	1,58
B_{jSM} [T]	1,50	1,42	1,31	1,36	0,855
B_{jrM} [T]	1,65	1,08	1,35	1,40	0,549
$U_{m\delta}$ [A]	183,16	186,13	188,52	189,72	184,86
U_{mzs} [A]	29,60	37,58	14,3	15,50	142,29
U_{mzR} [A]	44,66	30,59	63,13	70,52	25,25
U_{mjs} [A]	28,12	15,74	10,91	12,12	2,92
U_{mjr} [A]	28,22	2,43	3,70	4,33	0,748
U_{m2p} [A]	571,20	526,77	546,52	567,93	532,21
I_μ [A]	4,38	3,9	3,74	4,02	9,48
I_{FE} [mA]	145,7	153,3	132,6	138,3	409,7

I_{Rp} [mA]	81,8	46,3	36,7	38,9	74,59
I_{10} [A]	4,38	3,91	3,75	4,03	9,49
R_1 [Ω]	0,89	0,699	0,883	0,816	0,57
R'_2 [Ω]	0,71	1,797	1,32	1,23	1,225
R_{FE} [Ω]	1512,7	1438,5	1662,2	1593,8	538,1
R_p [Ω]	2695,8	4761,81	6003,3	5671,0	2955,55
L_μ [mH]	46,61	50,16	54,19	48,97	8,19
X_μ [Ω]	43,93	47,26	51,07	46,15	15,44
X_c [Ω]	0,379	0,356	0,447	0,372	0,123
X_{d1} [Ω]	1,288	2,346	1,971	1,971	3,835
X_{d2} [Ω]	$2,86 \cdot 10^{-4}$	$2,15 \cdot 10^{-4}$	$3,17 \cdot 10^{-4}$	$3,17 \cdot 10^{-4}$	$4,3 \cdot 10^{-4}$
X'_{d2} [Ω]	1,453	1,358	4,455	4,157	1,877
$X_{\delta S}$ [Ω]	1,249	2,173	1,452	1,086	0,7102
$X_{\delta r}$ [Ω]	1,198	1,728	6,742	6,092	2,259
$X_{\delta p}$ [Ω]	0	0	0	0	0
$X_{\sigma s}$ [Ω]	2,728	4,698	3,647	3,243	4,607
$X_{\sigma r}$ [Ω]	2,841	3,264	11,420	10,434	4,197
ΔP_{FE} [W]	96,38	101,36	87,72	91,48	270,96
ΔP_u [W]	54,08	30,62	24,29	25,71	49,33
ΔP_{j1} [W]	115,16	87,14	121,86	119,33	279,03
ΔP_{j2} [W]	37,11	108,2	81,11	72,96	105,94
ΔP_m [W]	10	10	10	10	10
P_{mech} [W]	2510,37	2510,45	2510,34	2510,31	2510,51
P_0 [W]	211,99	173,98	159,16	166,93	486,25

4 PŘÍDAVNÁ POLE V ASYNCHRONNÍM STROJI

Tyto pole vznikají na základě rozložení statorového a rotorového vinutí po obvodu vzduchové mezery a vlivem drážkování plechů.

U mnohofázových vinutí s celým počtem drážek na pól a fázi mohou vzniknout harmonické. [13]

$$v = p \cdot (2 \cdot c \cdot m_1 \pm 1) \quad (4.1)$$

Velikost kroku statorového vinutí ovlivní množství harmonických ve vybuzečné elektromagnetické síle. Zaniknou harmonické absolutního řádu. [13]

$$v = c \cdot \frac{Q_s}{y} \quad (4.2)$$

Kde y značí krok cívk statorového vinutí v počtu drážek.

Zlomkového vinutí vyvolá v průběhu elektromagnetické síly bohatší spektrum harmonických, než v případě rozloženého vinutí. Ve spektru zlomkového vinutí se objeví i harmonické nižšího řádu, než je pracovní harmonická. Pokud bude mít statorové vinutí $a < p$ mohou se vytvořit harmonické řádu. [13]

$$v = a \cdot (c \cdot m_1 \pm 1) \quad (4.3)$$

Kde a představuje největší společný dělitel počtu drážek statoru a počtu pólových dvojic

4.1 Momenty v aynchronním motoru

Magnetické pole ve vzduchové mezeře, není čistě sinusového průběhu. Vlivem soustředění vinutí do drážek, nerovnoměrností vzduchové mezery vzniklé od drážkování plechů se vytváří ve vzduchové mezeře řada vyšších harmonických. Tyto přídatné pole působí negativně na rotor. Způsobují přídatné momenty, které se projevují převážně při proměnlivé rychlosti rotoru. V daných otáčkách je výsledný moment motoru, dán součtem momentů od všech harmonických magnetického pole. [13]

Moment stroje je dán derivací magnetické energie ve vzduchové mezeře podle úhlu natočení mezi statorem a rotorem.

$$M = \frac{\partial W}{\partial \Delta} \quad (4.4)$$

Po řadě úprav rovnice momentu je zřejmé, že moment stroje je ovlivněn součtem statorové a rotorové magnetomotorické síly.

$$\mathbf{M} = -\frac{\mu_0 l}{2\delta} \cdot \frac{\partial}{\partial \Delta} \int_0^{2\pi} [\mathbf{F}_1(\alpha, t) + \mathbf{F}_2(\alpha, t)]^2 d\alpha \quad (4.5)$$

Kde $F_1(\alpha, t)$ značí magnetomotorickou sílu statoru a $F_2(\alpha, t)$ představuje magnetomotorickou sílu rotoru.

Pro zjednodušení budeme uvažovat nedrážkovaný stroj. Uspořádání statorového vinutí ve statoru ovlivní průběh magnetomotorické síly. Průběh síly bude obsahovat řadu vyšších harmonických. [13]

$$\mathbf{F}_1(\alpha, t) = \sum_{v=1}^{v=\infty} \mathbf{F}_v \cdot \sin(v\alpha \pm \omega t) \quad (4.6)$$

Statorové vinutí vybudí za předpokladu rovnoměrné vzduchové mezery v rotoru magnetomotorickou sílu, projevující se společně s vlastnostmi rotorového vinutí. Výsledná rotorová magnetomotorická síla je dána součtem všech statorových harmonických řádu v a všech rotorových harmonických řádu μ . Výsledná rotorová síla je popsána vztahem vztaženým k statorové souřadnici. [13]

$$\mathbf{F}_2(\alpha, t) = \frac{\delta}{\mu_0} \cdot \sum_{v=1}^{v=\infty} \sum_{\mu=1}^{\mu=\infty} \mathbf{B}_{\mu v} \cdot \sin[\mu(\alpha - \omega_r t) \mp (\pm\omega - v\omega_r)t - \varphi_{\mu}] \quad (4.7)$$

4.1.1 Asynchronní momenty motoru s klecovou kostrou

U asynchronních motorů s klecí nakrátko způsobují vyšší harmonické značné potíže, tím že vytvářejí značné přídavné momenty. Přídavné asynchronní momenty vznikají vybudí-li statorová harmonická magnetomotorické síly řádu ρ ($v = \rho$) stejný řád harmonické ve spektru magnetomotorické síly rotoru. [13]

Maximální hodnota asynchronního momentu vyšších harmonických je závislá na poměru druhých mocnin činitelů statorového vinutí vyšších harmonických k_{vv} a pracovní harmonické k_{vp} . [13]

$$\mathbf{M}_v = \frac{3}{2} \cdot \frac{U}{I_{10}} \cdot \frac{v}{2\pi f_1} \cdot \frac{I_k^2}{1 + \tau_{2dv}} \cdot \left(\frac{p \cdot k_{vv}}{v \cdot k_{vp}} \right)^2 \quad (4.8)$$

Kde I_{10} je magnetizační proud naprázdno, I_k představuje proud nakrátko a τ_{2dv} značí diferenční rozptyl magnetického pole vyšších harmonických.

V literatuře [13] je popsáno, že stupňovité harmonické budou mít největší podíl na přídavných momentech vyšších harmonických. Tím, že poměr činitelů vinutí v rovnici 4.8 je roven jedné, právě pro stupňovité harmonické, které mají stejný činitel vinutí jako pracovní harmonická. Největší asynchronní moment vyšších harmonických budou mít stupňovité harmonické prvního řádu.

$$v = Q_s \pm p \quad (4.9)$$

Stupňovité harmonické způsobují asynchronní momentová sedla, která nastanou v blízkosti otáček rotoru.

$$n_r = \frac{60 \cdot f_1}{Q_s + p} \quad (4.10)$$

Nebo při reverzaci a v oblasti brždění motoru protiproudem ($s > 1$)

$$n_r = -\frac{60 \cdot f_1}{Q_s - p} \quad (4.11)$$

4.1.2 Synchronní momenty

Synchronní momenty vznikají, pokud se vytvoří ve spektru statorových i rotorových magnetomotorických sil harmonické stejného řádu ρ , ale rotorovou harmonickou řádu ρ vybudí jiná harmonická jiného řádu ($v \neq \rho$). [13]

Pracovní harmonická vybudí nejsilnější stupňovité harmonické řádu.

Ve statoru:

$$v = c \cdot Q_s \pm p \quad (4.12)$$

V rotoru:

$$\mu = c \cdot Q_r \pm p \quad (4.13)$$

Kde c značí libovolné kladné celé číslo.

Značný synchronní moment vzniká za podmínky, kdy statorová a rotorová harmonická budou stejného řádu ($v = \mu$), ale rotorovou harmonickou vybudila pracovní harmonická řádu p . [13]

$$c \cdot Q_s \pm p = c \cdot Q_r \pm p \quad (4.14)$$

Zvlášť nebezpečný případ nastává, kdy $c = 1$ a na rotoru je použit shodný počet drážek jak na statoru.

$$Q_s = Q_r \quad (4.15)$$

Nebo za situace, kdy počet drážek rotoru se rovná.

$$Q_r = (6 \cdot c \pm 1) \cdot p \mp p = 6 \cdot c \cdot p \quad (4.16)$$

Za těchto podmínek nastává synchronní moment již při nulových otáčkách rotoru.

Další nebezpečný synchronní moment může nastat při splnění podmínky 4.14, kdy absolutní rozdíl počtu drážek statoru a rotoru je roven počtu pólů stroje. [13]

$$|Q_s - Q_r| = 2p \quad (4.17)$$

Podmínku splňují předpoklady:

$$Q_s + p = Q_r - p \quad (4.18)$$

Nebo také

$$Q_s - p = Q_r + p \quad (4.19)$$

Při splnění těchto podmínek nastane synchronní moment při otáčkách rotoru

$$n_r = \frac{60 \cdot 2 \cdot f_1}{p + (Q_r - p)} = \frac{60 \cdot 2 \cdot f_1}{Q_r} \text{ je-li } Q_r - Q_s = 2p \quad (4.20)$$

Nebo při otáčkách

$$n_r = \frac{60 \cdot 2 \cdot f_1}{p - (Q_r + p)} = -\frac{60 \cdot 2 \cdot f_1}{Q_r} \text{ je-li } Q_r - Q_s = 2p \quad (4.21)$$

Při chodu motoru nastávají synchronní momenty, když počet drážek rotoru splňuje podmínku.

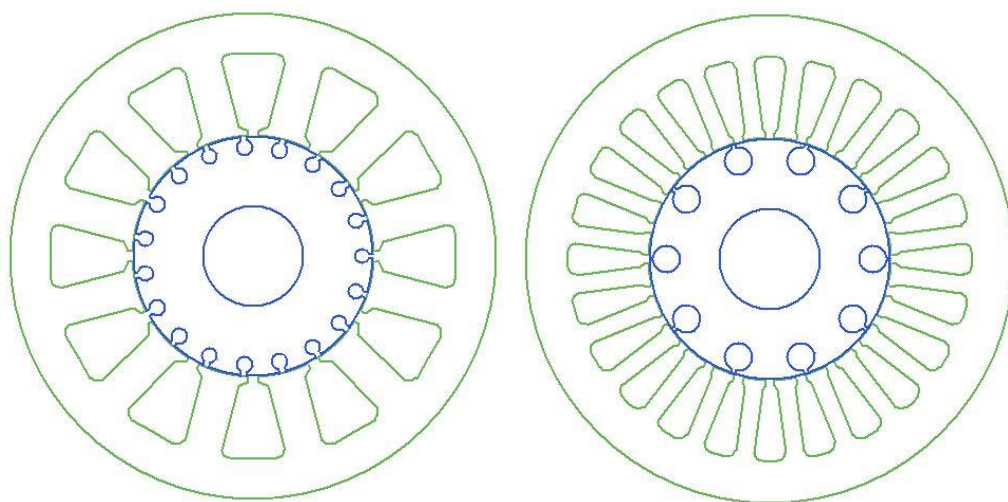
$$Q_r = (6 \cdot c \pm 2) \cdot p \quad (4.22)$$

5 VYTVOŘENÍ MODELŮ MOTORŮ V PROGRAMU ANSYS MAXWELL

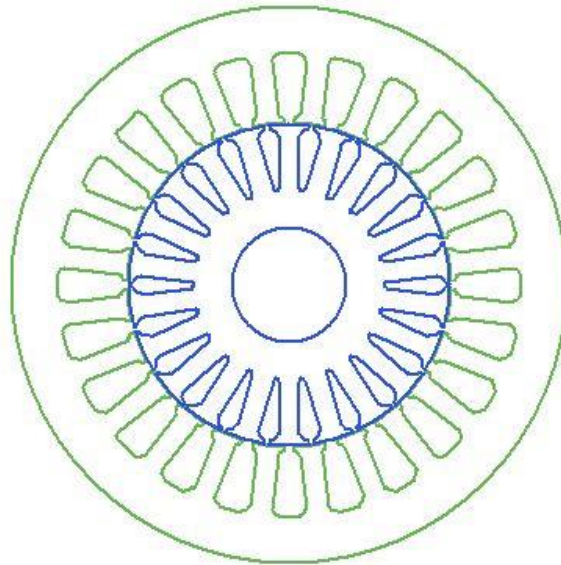
Výpočetní program Ansys Maxwell je program vytvořený společností Ansys. Tento program slouží k elektromagnetickým výpočtům navržených součástí, za pomoci výpočetní metody konečných prvků. Touto výpočetní metodou se pokusíme zobrazit vliv vyšších harmonických na rozběhovou charakteristiku a chod motoru v uvažovaném pracovním bodu.

Samotný program Maxwell obsahuje programovou nástavbu RMxpert. Ansoft RMxpert slouží k výpočtům parametrů stroje. Tyto parametry vypočte z rozměrů statorového a rotorového plechu, tvarů drážek, zvoleného typu vinutí, zadaných materiálů a uvažovaného činitele plnění statorových drážek.

Model motorů v programu Ansys Maxwell vytvoříme za pomoci převodu geometrie statorového, rotorového plechu, rozložení vinutí a parametrů stroje z RMxpertu. Rozměry byly stanoveny výpočtem na základě uvažovaných magnetických indukčních v jednotlivých částech stroje. Jednotlivé varianty plechů jsou zobrazeny v příloze práce.

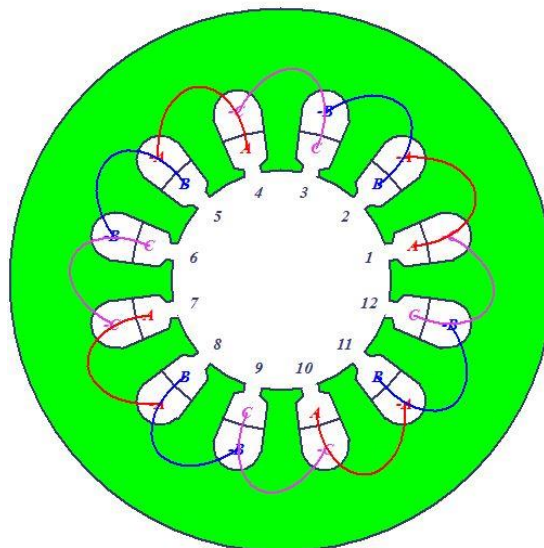


Obr. 5-1: Geometrie navržených plechů motoru s měděnou klecí v RMxpert

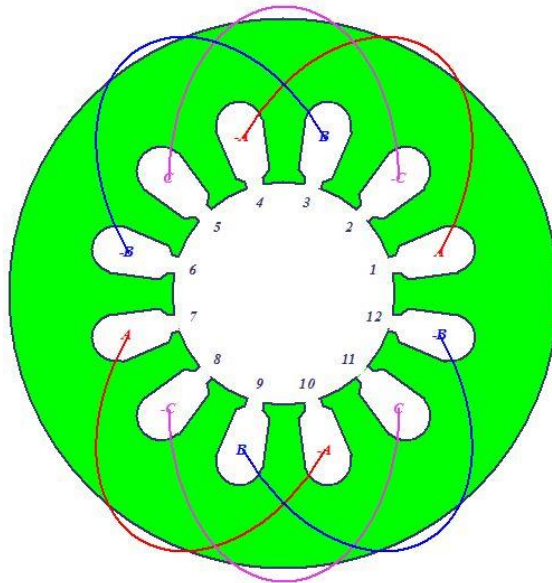


Obr. 5-2: Geometrie plechů firmy Kienle Spiess v programovém prostředí RMxprt

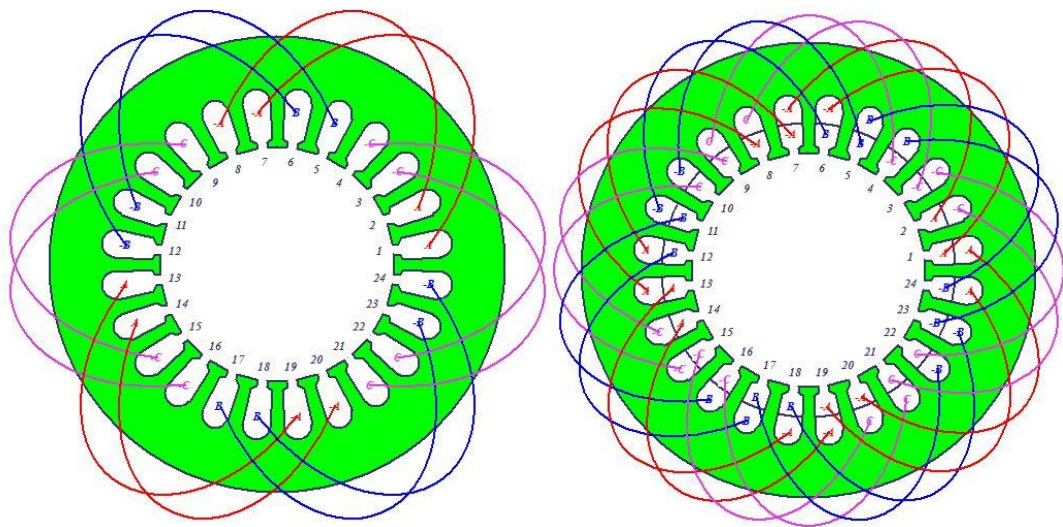
Ve všech strojích se nastavilo vinutí na typ Half Coiled. Z důvodu přesnosti je zapotřebí zadat v sekci nastavení statorového vinutí uvažovanou délku půl závitu.



Obr. 5-3: Zapojení soustředěného vinutí v programu RMxprt ($Q_s/2p = 12/8$)



Obr. 5-4: Zapojení rozloženého vinutí s jednou drážkou na pól a fázi v pogramu RMxprt



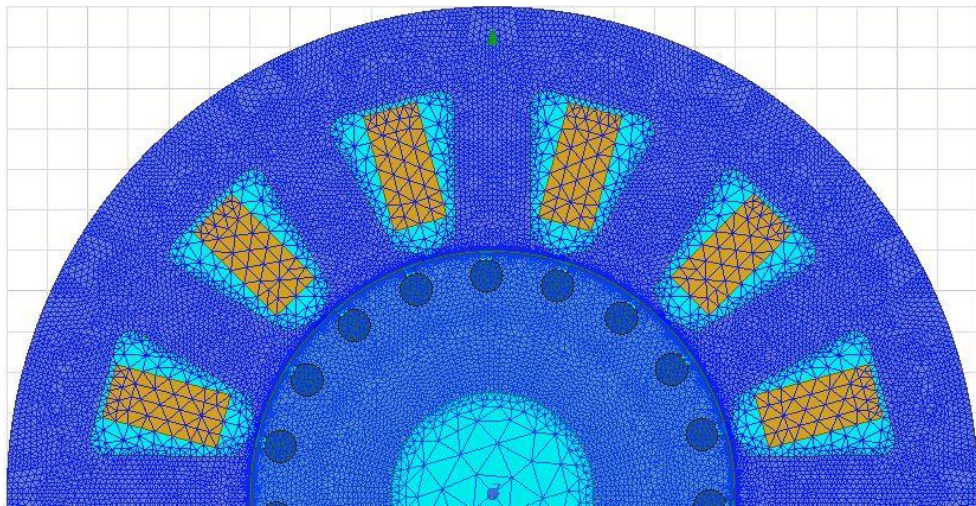
Obr. 5-5: Rozložení jednovrstvého vinutí a dvouvrstvého vinutí se zkráceným krokem 5/6

Po převedení geometrie stojů do Asys Maxwell 2D se musí upravit síť modelu, tak aby v důležitých částech magnetického obvodu, byly nejméně čtyři elementy sítě. Pro délku vzduchové mezery 0,25 mm, byla zadána maximální velikost jednoho elementu 0,05 mm. V následující tabulce jsou zobrazeny maximální velikosti elementů výpočetní sítě v určitých místech magnetického obvodu.

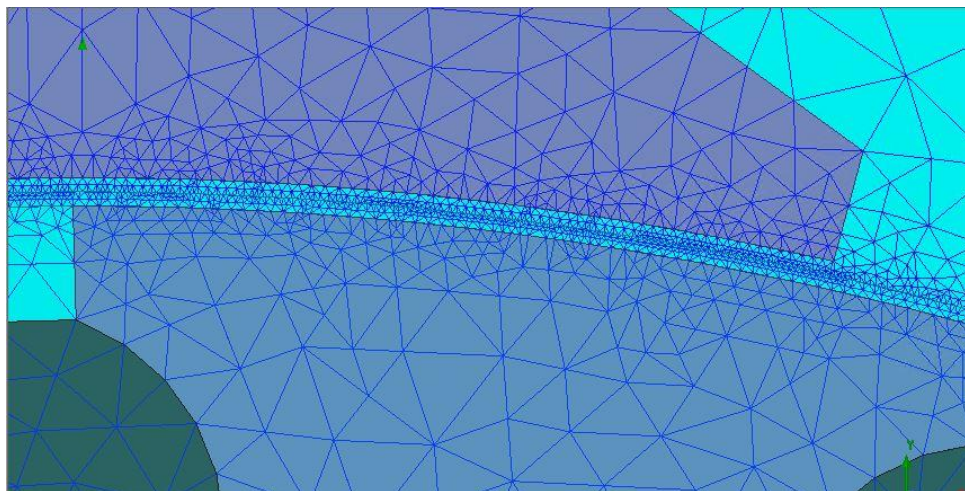
Tabulka 5-1: Přehledová tabulka nastavení velikosti elementů sítě

Konfigurace stroje				Maximální délka elementu sítě [mm]			
Typ vinutí	2p	Q _s	Q _r	Stator	Rotor	Rotorové tyče	Hřídel
Soustředěné	8	12	19	3	0,8	1	5
Rozložené	4	12	19				
	4	24	11	0,5	0,5	0,5	2
	4	24	22	0,4	0,5	0,3	2

U soustředěného vinutí jsou nastaveny srovnatelné hodnoty sítě jako v modelu rozloženého vinutí s počtem drážek statoru 12. V obou případech se využívá srovnatelné plechy, jen u soustředěného vinutí je použito většího otevření drážek statoru. Na následujících obrázcích jsou zobrazeny ukázky výpočetní sítě modelu stroje.



Obr. 5-6: Detail výpočetní sítě stroje s rozloženým vinutím (Q_s=12, Q_r=19, 2p=4)



Obr. 5-7: Detail sítě ve vzduchové mezeře (Q_s=12, Q_r=19, 2p=4)

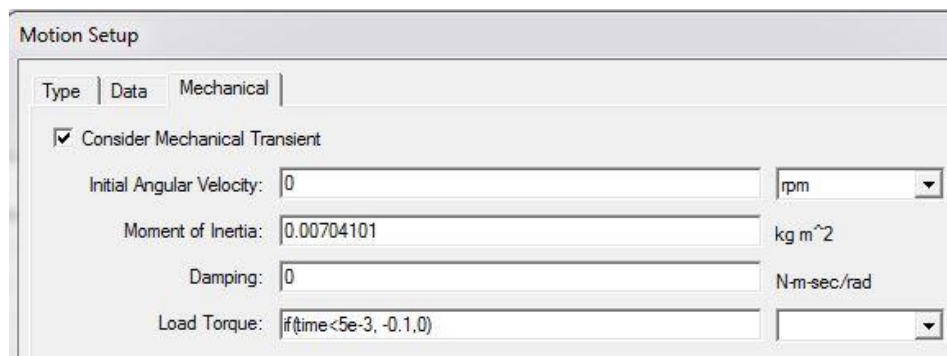
5.1 Modelování momentové charakteristiky

Momentovou charakteristiku budeme simulovat pomocí transienční analýzy. Simulací budeme zkoumat vliv vzájemné kombinace počtu drážek statoru a rotoru při daném počtu pólů motoru s rozloženým vinutím. Ověříme, zda je možné použít soustředěné vinutí v asynchronním motoru.

Při simulaci je potřeba vytvořit alespoň 200 výpočetních vzorků na jednu periodu síťového kmitočtu. Stroje s rozloženým vinutím napájíme napětím o frekvenci 150 Hz. U tohoto stroje je délka jednoho vzorku 33,3 μ s. Stroj se soustředěným vinutím napájíme frekvencí 300 Hz, proto dobu trvání jednoho vzorku nastavíme na 16,6 μ s.

Charakteristiku simulujeme ve stavu motoru naprázdno. Pro podrobné zaznamenání veškerých přechodových změn v charakteristice, navýšíme moment setrvačnosti rotoru o umělý moment setrvačnosti setrvačníku. Moment setrvačnosti rotoru navýšíme při modelování u každého stroje o dvojnásobek momentu setrvačnosti samotného momentu setrvačnosti rotoru.

Zátěžný moment motoru, nastavíme pomocí podmínky na hodnotu např. -0,1 Nm po dobu 5 ms. Po splnění podmínky se nastaví zátěžný moment na hodnotu 0 Nm. Tuto podmínku zavádíme z důvodu urychlení přechodového děje. Na následujícím obrázku je ukázka nastavení počátečních podmínek modelu v záložce Motion Setup.



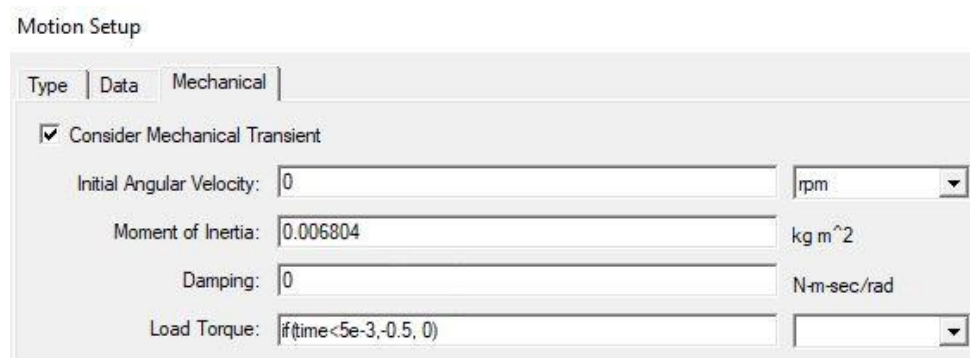
Obr. 5-8: Nastavení podmínky v modelu

5.1.1 Vzájemné porovnání momentových charakteristik uvažovaných motorů

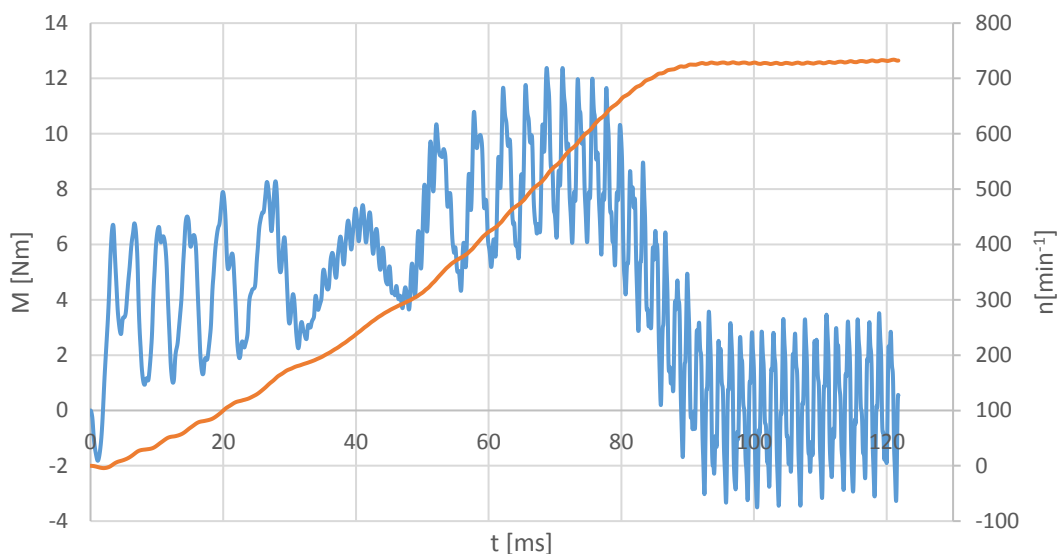
Jak je popsáno v části 4.1, vzájemné kombinace počtu drážek statoru a rotoru při určitém počtu pólů stroje má značný vliv na výsledný moment stroje. Při použití měděných tyčí v rotoru nastává problém s dimenzováním jejich velikosti a následně s jejím počtem. Neboť při vzrůstajícím počtu drážek rotoru musíme při určité konstantní magnetické indukci v zubu rotoru zmenšovat průřez rotorové tyče. Snížením průřezu rotorové tyče nám pak zapříčiní značný nárůst ztrát rotoru. Abychom udrželi ztráty v rotoru při určitém skluzu v rozumné míře, je zapotřebí zmenšování počtu použitých rotorových tyčí a následném zvětšení průřezu rotorové tyče. Tímhle dimenzováním můžeme značně poškodit výslednou momentovou charakteristiku asynchronního stroje. Na následujících obrázcích budou zobrazeny jednotlivé kombinace počtu drážek rotoru a statoru navržených strojů.

Motor s rozloženým vinutím při kombinaci $Q_s=12$, $Q_r=19$, $2p=4$

Jako první si ukážeme vliv nízkého počtu drážek na pól a fázi ($q = 1$) statoru na momentovou charakteristiku. Uvažovaný motor je čtyřpólový při 12 drážkách na statoru a 19 měděných tyčích na rotoru. Na Obr. 5-8 je znázornění nastavení provozních podmínek simulace momentové charakteristiky.



Obr. 5-9: Nastavení provozních podmínek motoru v motion setup



Obr. 5-10: Simulace momentové charakteristiky motoru o malém počtu drážek na pól a fázi

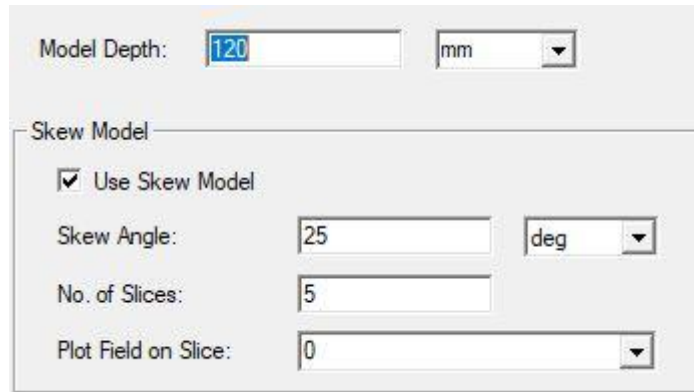
Z Obr. 5-10 je patrné, že v momentové charakteristice nastane značné asynchronní sedlo, které brání motoru se rozběhnou do požadovaných otáček. Stroj je navržen na synchronní otáčky 4500 min^{-1} . Toto asynchronní sedlo může způsobovat harmonická řádu.

$$v = \frac{60 \cdot f_1}{n} = \frac{60 \cdot 150}{640} = 14 \quad (5.1)$$

Tento řád harmonické odpovídá nejsilnější stupňovité harmonické prvního řádu statoru. Vztahem 4.12 ověříme, zda se jedná o stupňovitou harmonickou prvního řádu

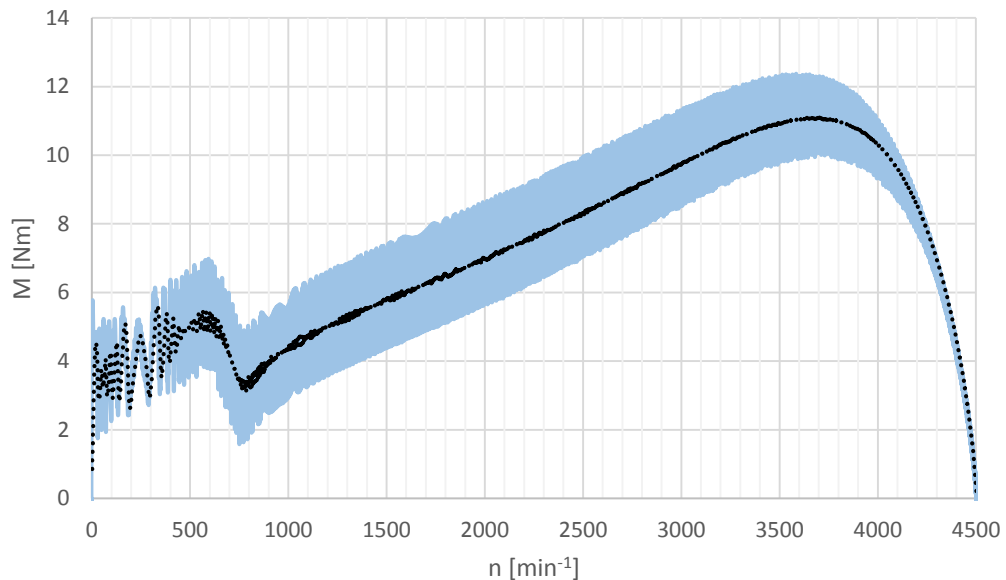
$$v = c \cdot Q_s \pm p = 12 + 2 = 14$$

Vliv této harmonické na chod motoru potlačíme natočením drážek. Ve většině případů se natáčí rotorové drážky, ale z důvodu použití pevných tyčí v rotorové kleci, natočíme drážky statoru. Drážky statoru natočíme o 25° mechanických. Na následujícím obrázku je zobrazeno nastavení natočení drážek statoru v Ansys Maxwell 2D. Pro natočení drážek zvolíme funkci programu Skew Model.



Obr. 5-11: Nastavení Skew Modelu v modelu stroje

V grafu momentové charakteristiky Obr. 5-12 je zobrazen dopad natočení drážek na potlačení vlivu vyšších harmonických.

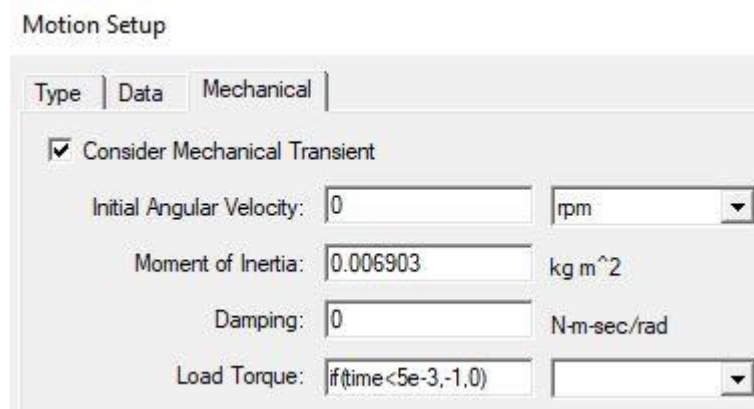


Obr. 5-12: Momentová charakteristika motoru s rozloženým vinutím ($Q_s=12$, $Q_r=19$, $2p=4$) při natočení drážek statoru o 25° mech.

Motor s rozloženým vinutím při kombinaci $Q_s=24$, $Q_r=10$, $2p=4$

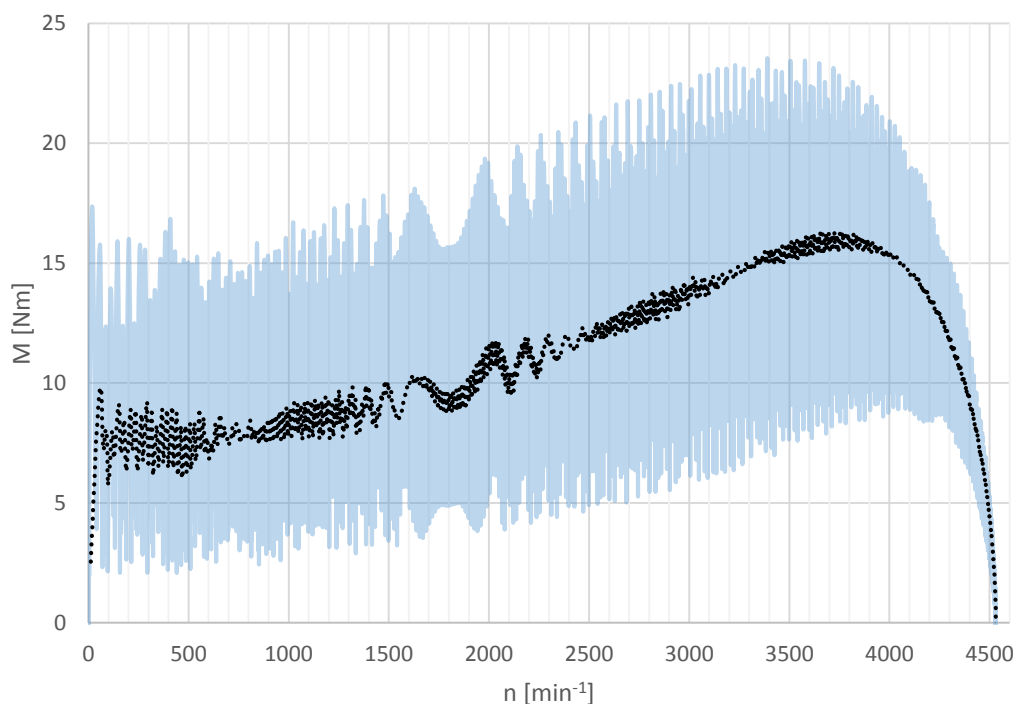
Další momentová charakteristika bude patřit stroji s rozloženým vinutím, kde na statoru je 24 drážek a na rotoru je použito 10 drážek o kruhovém průřezu. Stroj je navinut jako čtyřpólový, nejprve s plným krokem vinutí, pak provedeme simulaci momentové charakteristiky pro zkrácený krok vinutí 5/6. Simulaci si ověříme, zda je

možné provozovat takto navržený stroj bez natočení drážek. Na následujícím obrázku je zobrazeno provozní nastavení modelu stroje.



Obr. 5-13: Nastavení provozních podmínek stroje

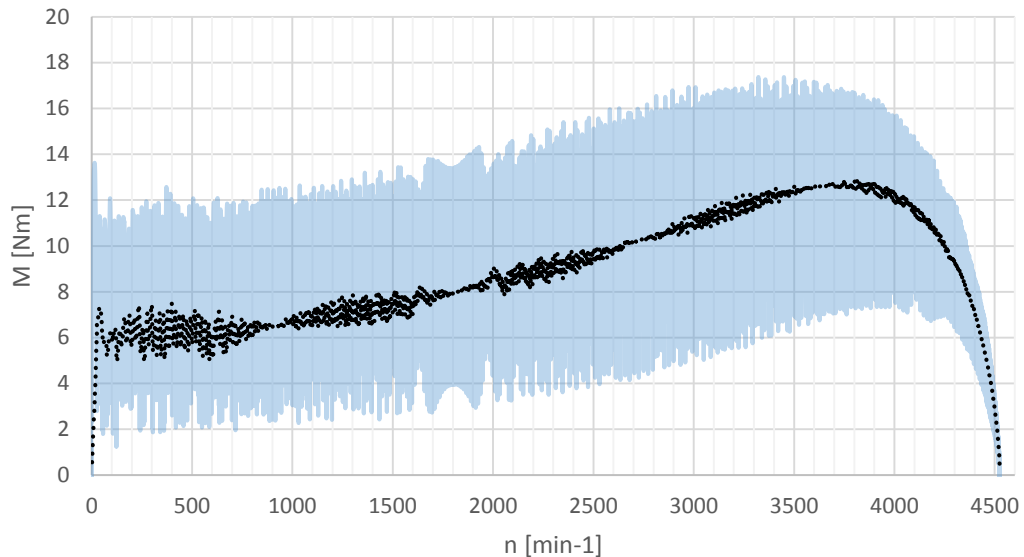
Nejprve zobrazíme momentovou charakteristiku stroje s jednovrstvým vinutím o plném kroku.



Obr. 5-14: Momentová charakteristika motoru s jednovrstvým rozloženým vinutím ($Q_s = 24$, $Q_r = 10$, $2p = 4$) bez natočení drážek.

Z charakteristiky je patrné, že kolem otáček rotoru 1800 min^{-1} nastává nepatrný synchronní moment. Při stavu naprázdno dokáže stroj vzniklý synchronní moment překonat a roztočit se do požadovaných synchronních otáček.

Následující graf, zobrazuje momentovou charakteristiku předchozího motoru, ale tentokrát s dvouvrstvým vinutím o zkráceném kroku 5/6.

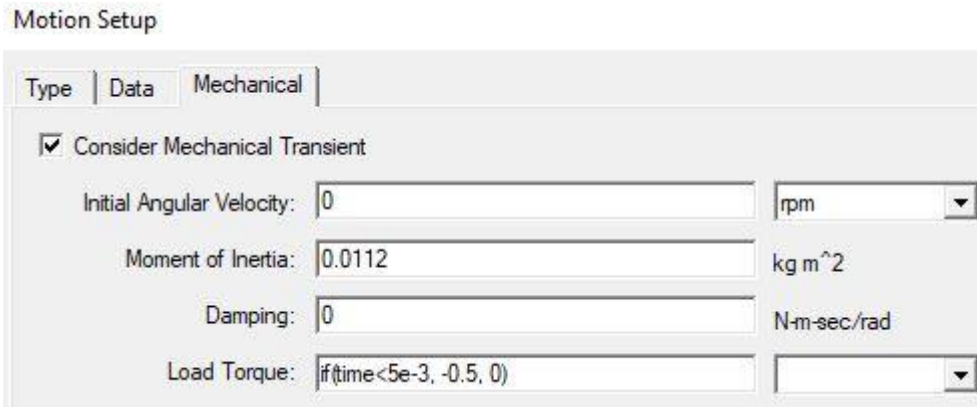


Obr. 5-15: Momentová charakteristika motoru s dvouvrstvým rozloženým vinutím se zkráceným krokem 5/6 ($Q_s=24$, $Q_r=10$, $2p=4$) bez natočení drážek.

Simulací se ověřilo, že dvouvrstvé vinutí o zkráceném kroku potlačuje vliv vyšších harmonických na chod motoru. Porovnáme-li obě charakteristiky (Obr. 5-14, Obr. 5-15), je vidět, že dvouvrstvé vinutí se zkráceným krokem nedokáže potlačit synchronní moment, ale jen zmenšit momentové pulzace.

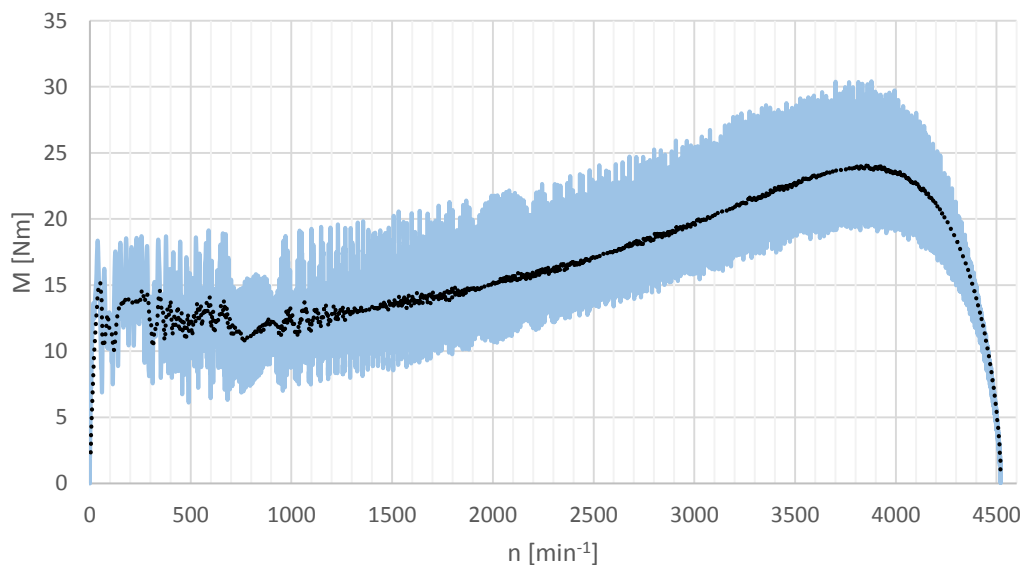
Motor s rozloženým vinutím při kombinaci $Q_s=24$, $Q_r=22$, $2p=4$

Momentové charakteristiky navržených strojů porovnáme s momentovou charakteristikou stroje od firmy Kienle Spiess. Tvar plechů je uveden v příloze práce. Uvažujeme, že tento asynchronní motor je jednovrstvě navinut s plným krokem vinutí. V této variantě motoru uvažujeme hliníkovou litou klec namísto měděných tyčí kulatého průřezu. Na následujícím obrázku je znázorněno nastavení provozních podmínek simulace charakteristiky.



Obr. 5-16: Nastavení simulace charakteristiky motoru od firmy Kienle Spiess

Na Obr. 5-17 je zaznamenán výsledek simulace momentové charakteristiky motoru od firmy Kienle Spiess.

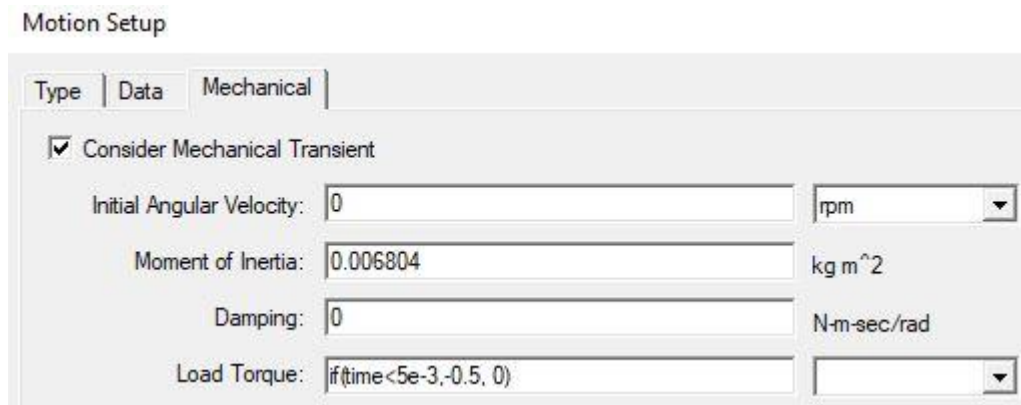


Obr. 5-17: Momentová charakteristika motoru s jednovrstvým rozloženým vinutím ($Q_s = 24$, $Q_r = 22$, $2p = 4$) bez natočení drážek od firmy Kienle Spiess

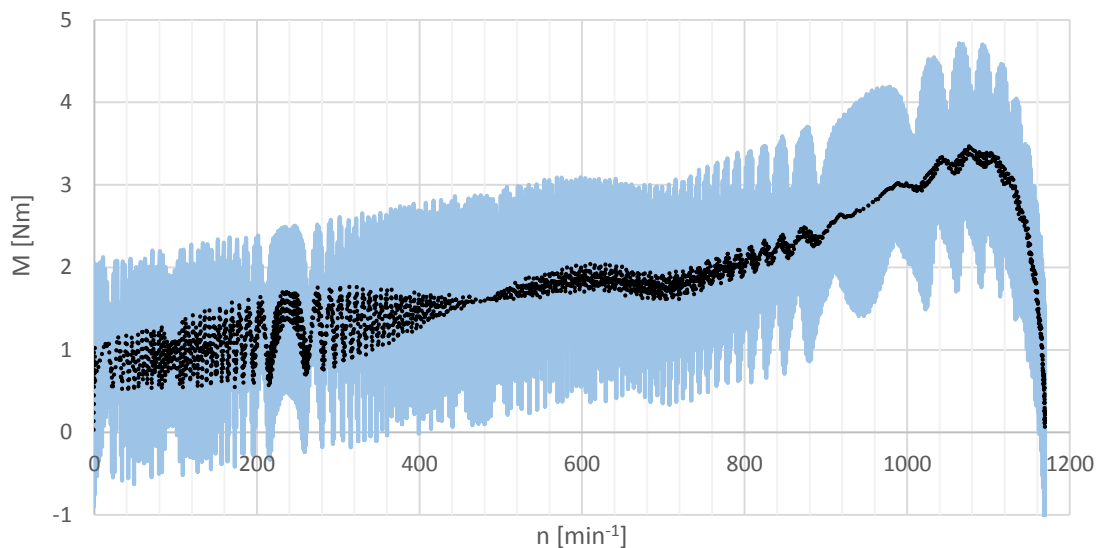
Motor vykazuje nepatrný asynchronní sedlo v nízkých otáčkách kolem 700 min^{-1} , které stroj dokáže snadno překovat i bez natočení drážek. Momentová charakteristika vykazuje známky nepatrného synchronního sedla v otáčkách rotoru kolem 2000 min^{-1} .

Motor se soustředěným vinutím při kombinaci $Q_s=12$, $Q_r=19$, $2p=8$

Je známo, že soustředěné vinutí patří do zlomkových vinutí, která se vyznačují značným množstvím vyšších harmonických v průběhu magnetomotorické síly statorového vinutí. Soustředěné vinutí se převážně využívá v synchronních strojích s permanentními magnety. Následující graf ukazuje momentovou charakteristiku asynchronního motoru se soustředěným vinutím bez natočení drážek.



Obr. 5-18: Nastavení simulace momentové charakteristiky stroje se soustředěným vinutím

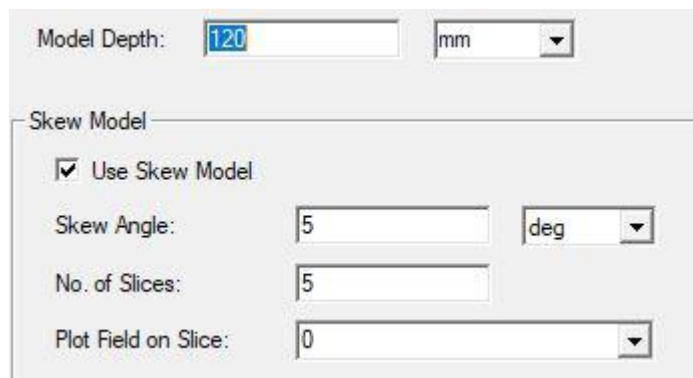


Obr. 5-19: Momentová charakteristika motoru se soustředěným vinutím ($Q_s=12$, $Q_r=19$, $2p=8$) bez natočení drážek

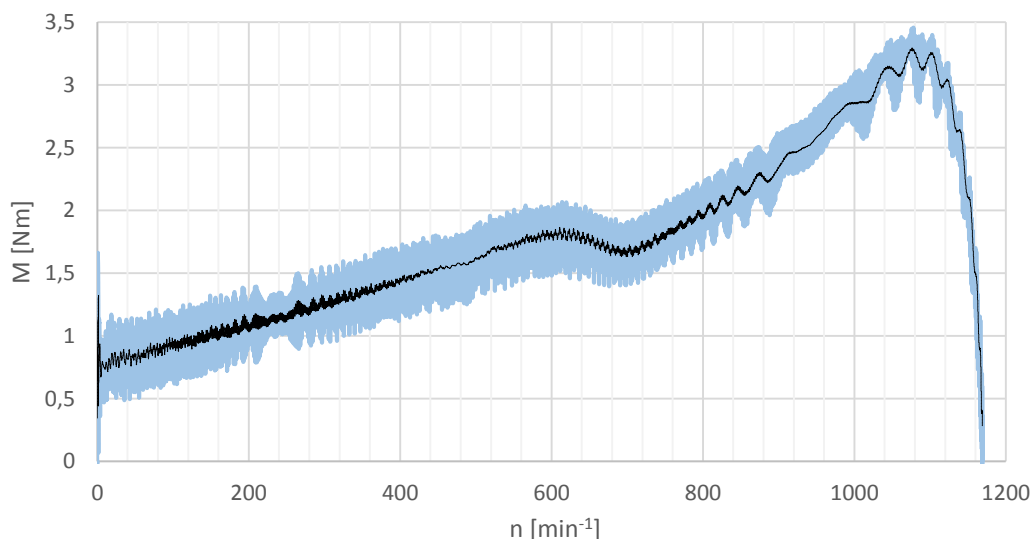
Stroj je navržen tak, aby dosáhl synchronních otáček 4500 min^{-1} , ale vlivem značného množství vyšších harmonických nedosáhne uvažovaných synchronních otáček. Při rozběhu motoru nastane značné asynchronní sedlo, které zabrání rotoru dosáhnout požadovaných otáček. Rozběh stroje se zastaví na otáčkách 1160 min^{-1} . Asynchronní sedlo může způsobovat meziharmonická řádu.

$$v = \frac{60 \cdot f_1}{n} = \frac{60 \cdot 300}{1160} = 15,5 \quad (5.2)$$

Dopad asynchronního sedla se pokusíme, snížit natočením drážek statoru o 5° mechanických. Na následujícím obrázku je nastavení natočení drážek pomocí funkce Skew model.



Obr. 5-20: Nastavení natočení drážek stroje se soustředěným vinutím



Obr. 5-21: Momentová charakteristika motoru se soustředěným vinutím ($Q_s=12$, $Q_r=19$, $2p=8$) s natočením drážek o 5° mech.

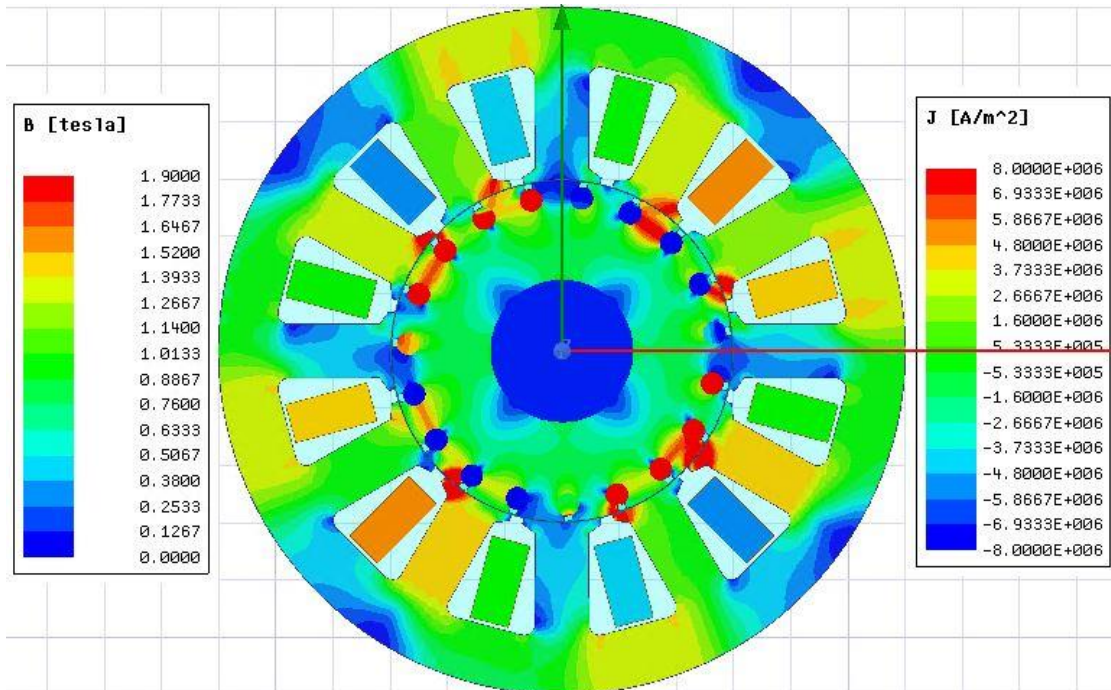
Z momentové charakteristiky je patrné, že natočení drážek sníží částečně dopad vyšších harmonických na momentovou charakteristiku, ale nepotlačí vliv asynchronního sedla.

5.2 Porovnání strojů při uvažovaném výkonu 2500 W

V této části práce porovnáme vypočtené parametry motorů s výsledky získané pomocí programu Ansys Maxwell. Následně budou zobrazeny časové průběhy momentu stroje při jmenovitém zatížení. Časové průběhy budeme simulovat za pomoci funkce Consider Mechanical Transient, kde zadáme vypočtený zátěžný moment stroje a uvažované mechanické otáčky rotoru. Časové průběhy momentu podrobíme harmonické analýze, kde zjistíme množství vyšších harmonických složek, které způsobují nežádoucí efekty při chodu motoru. Nežádoucím efektem se myslí např. vysoké momentové pulzace způsobené vzájemnými kombinacemi drážkových harmonických.

Abychom získali podrobnější přehled o množství harmonických složek je zapotřebí si zvolit odpovídající rozlišovací schopnost. V našem případě je rozlišovací schopnost 2 Hz. Této rozlišovací schopnosti odpovídá délka časového záznamu 500 ms v ustáleném stavu momentu a otáček.

Motor s rozloženým vinutím při kombinaci $Q_s=12$, $Q_r=19$, $2p=4$



Obr. 5-22: Rozložení magnetické indukce a proudové hustoty v motoru

Provozní vlastnosti v pracovním bodu tohoto motoru se zkoumaly jen při mechanickém natočení drážek o 25° . Jak lze pozorovat v předchozí kapitole, tato varianta stroje se bez natočení drážek samovolně nerozběhne do uvažovaného pracovního bodu.

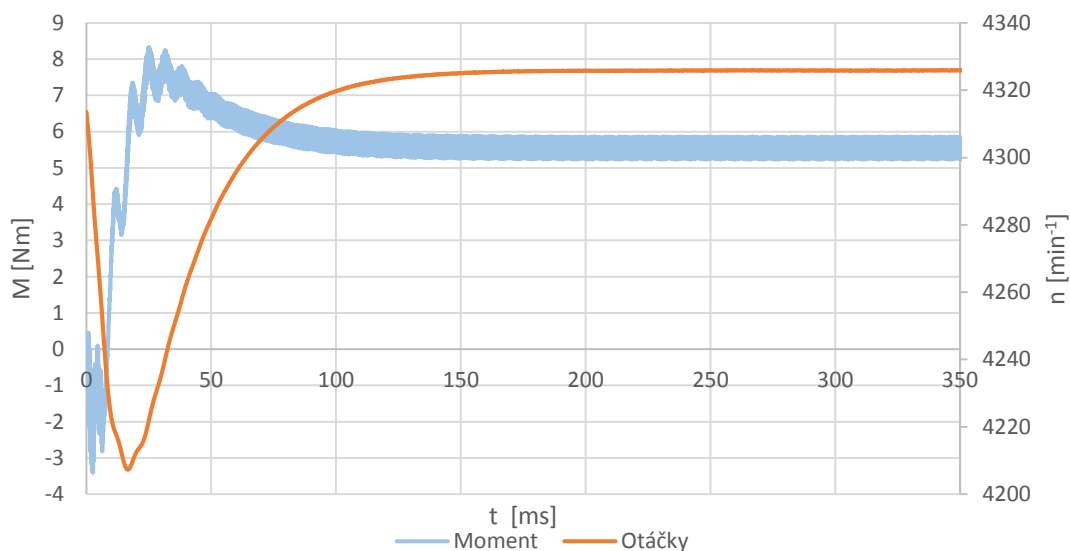
Výpočet časové dynamické charakteristiky momentu se prováděl při podmínkách stroje zobrazující následující obrázek.

Motion Setup

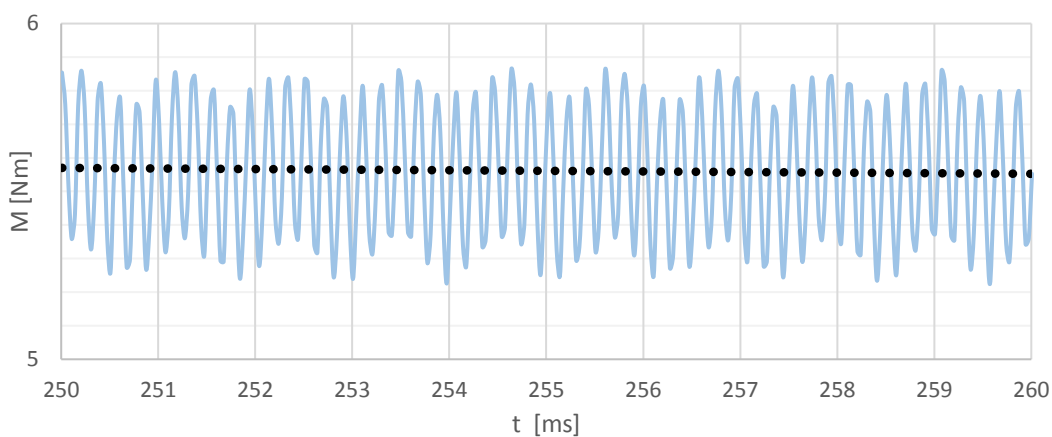
Type	Data	Mechanical
<input checked="" type="checkbox"/> Consider Mechanical Transient		
Initial Angular Velocity:	4313.5	rpm
Moment of Inertia:	0.006804	kg m ²
Damping:	0	N-m-sec/rad
Load Torque:	-5.56	

Obr. 5-23: Nastavení provozních podmínek

Časový záznam simulace byl nastaven na 700 ms, ale pro zobrazení přechodového děje, na následujícím grafu bylo nastaveno zobrazení časové osy jen do 350 ms. Na Obr. 5-25 lze pozorovat detail momentových pulzací v ustáleném stavu.

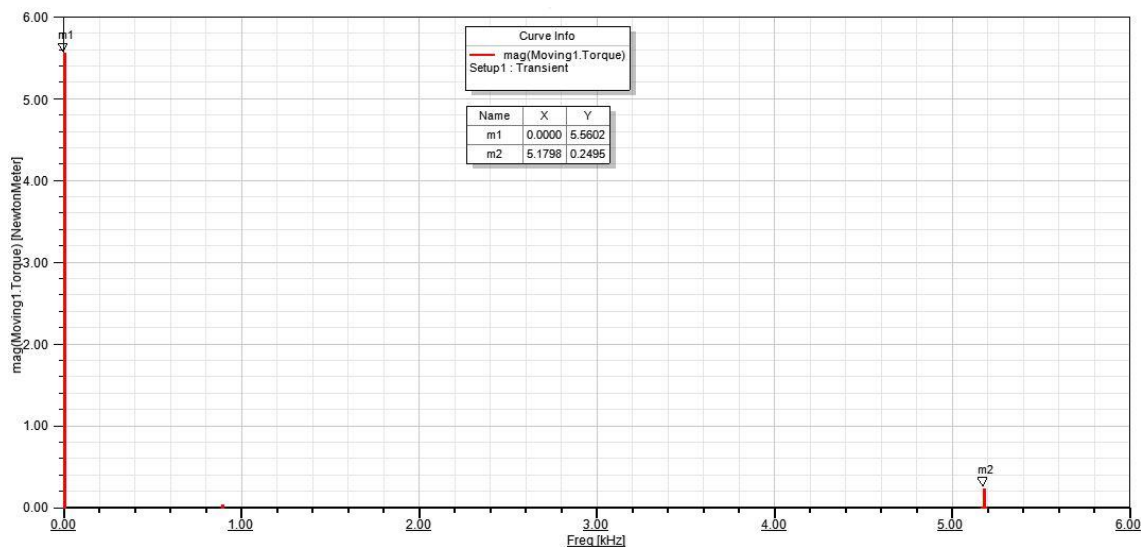


Obr. 5-24: Průběh momentu a otáček v pracovním bodu motoru



Obr. 5-25: Detail průběhu momentu v ustáleném státu

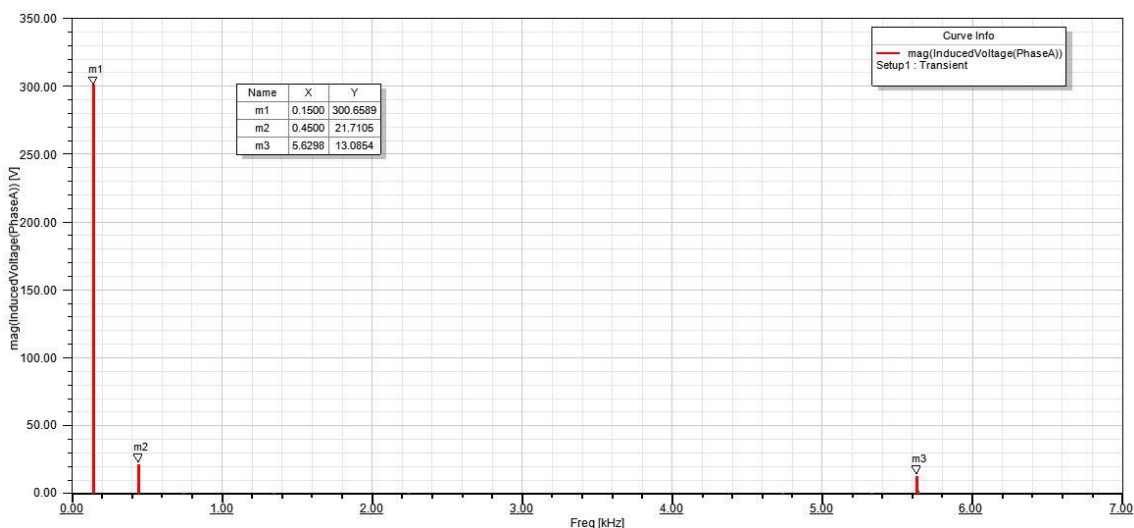
Zobrazíme spektrum harmonických složek průběhu momentu v ustáleném stavu v časovém intervalu 200 až 700 ms. Zobrazujeme amplitudy harmonických složek momentu.



Obrázek 5-1: Harmonické spektrum průběhu momentu

Návrh statorového vinutí, lze posuzovat i pomocí harmonických složek, obsažených v indukovaném napětí motoru. Množství vytvořených harmonických složek v indukovaném napětí se promítne do jeho tvarového zkreslení. Velikost zkreslení posoudíme pomocí činitele zkreslení THD.

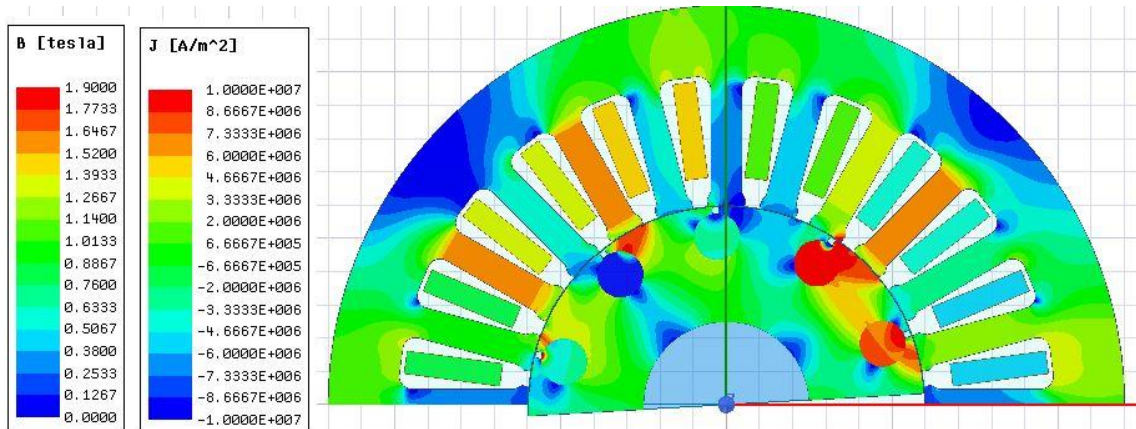
$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} U_{i,n}^2}}{U_{i1,h}^2} = 8,64 \% \quad (5.3)$$



Obr. 5-26: Harmonické spektrum indukovaného napětí

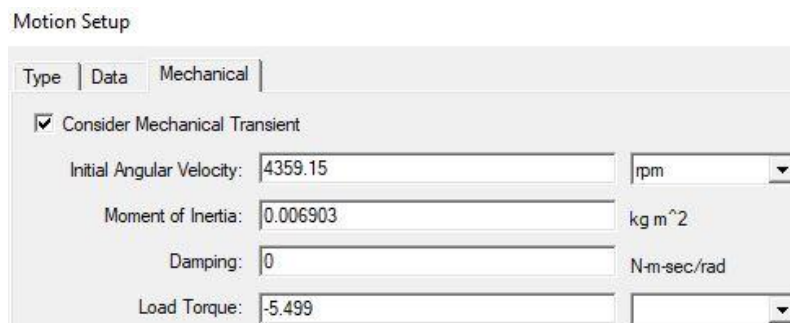
Motor s rozloženým vinutím při kombinaci $Q_s=24$, $Q_r=10$, $2p=4$ s plným krokem vinutí

Motor je navržen bez natočení drážek statoru. Z momentové charakteristiky Obr. 5-14 je zřejmé, že stroj se i bez natočení drážek bez problémů rozběhne.



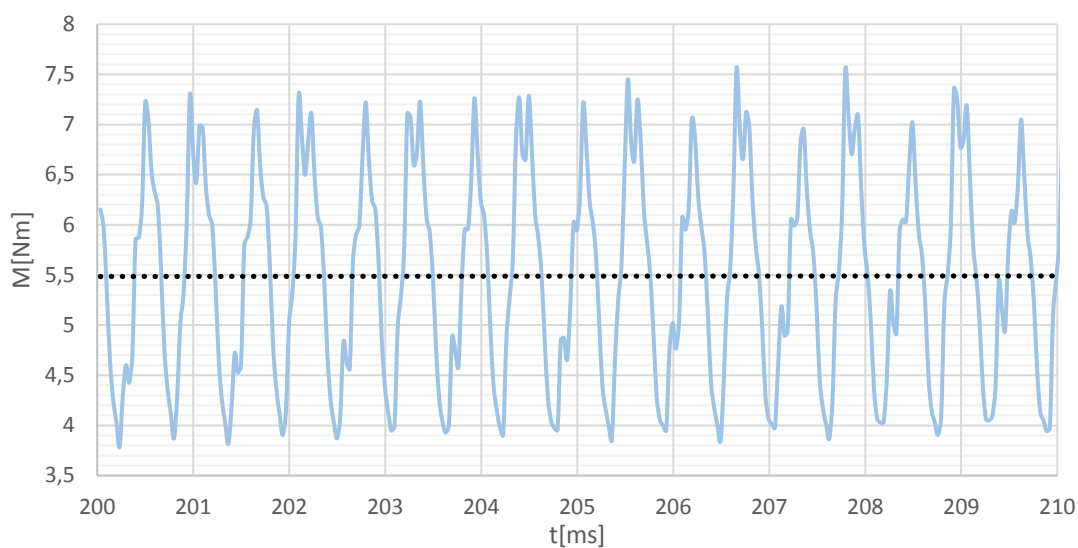
Obr. 5-27: Rozložení magnetické indukce a proudové hustoty v motoru

Na následujícím obrázku je zaznamenáno nastavení simulace uvažovaného pracovního bodu motoru.



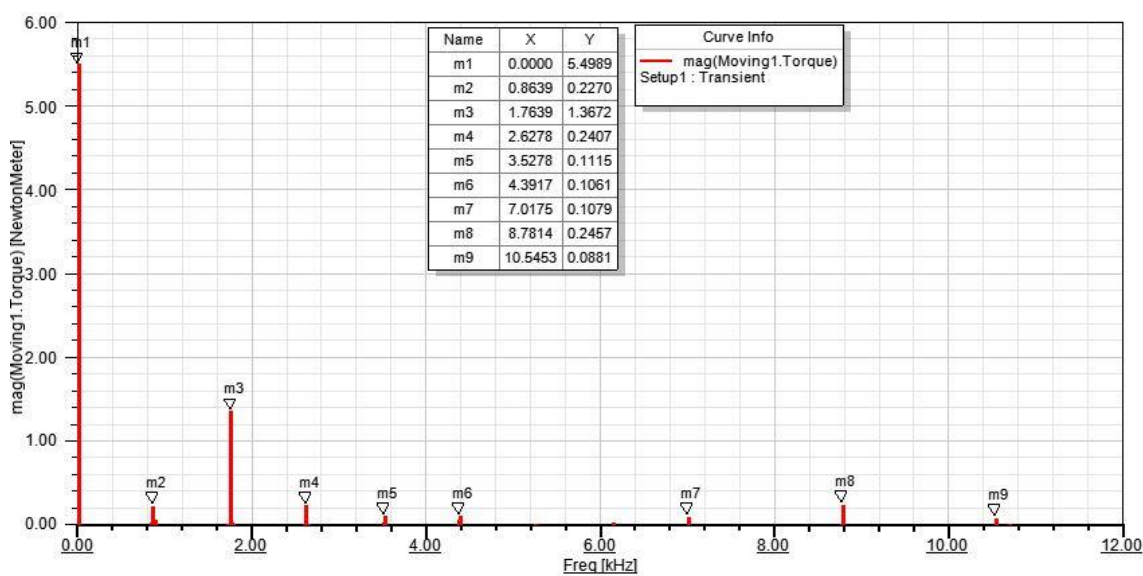
Obr. 5-28: Nastavení provozních podmínek

Z průběhu momentu a otáček v pracovním bodu zobrazíme detail momentových pulzací. Je vidět, že při této kombinaci nastavují velké momentové pulzace.



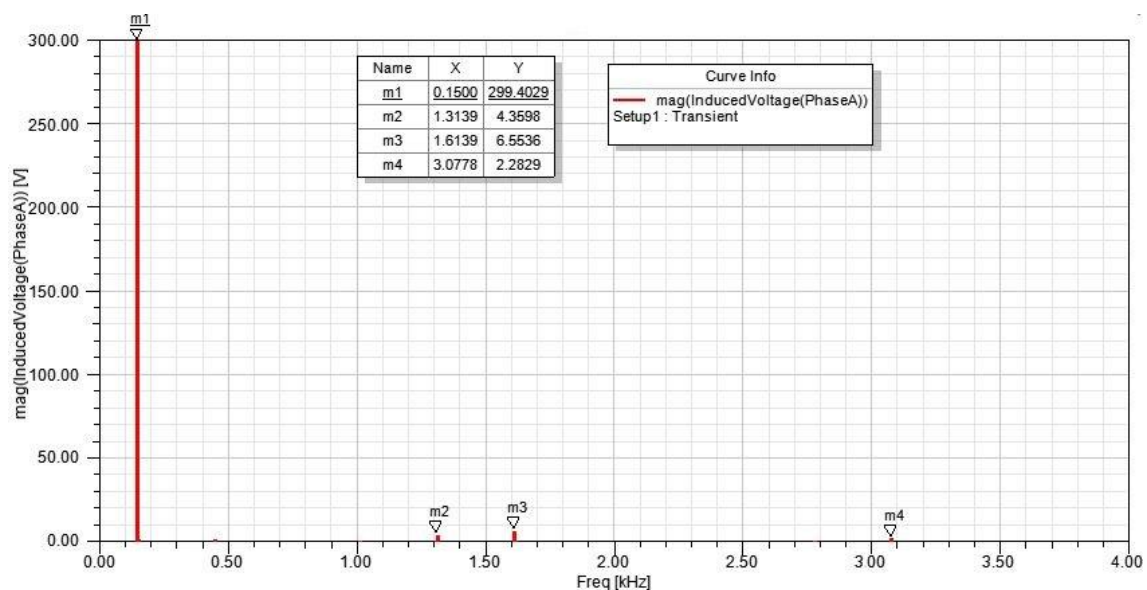
Obr. 5-29: Detail průběhu momentu v ustáleném stavu

Pokud provedeme harmonickou analýzu průběhu ustáleného momentu můžeme zjistit možné příčiny momentových pulzací.



Obr. 5-30: Harmonické spektrum průběhu momentu

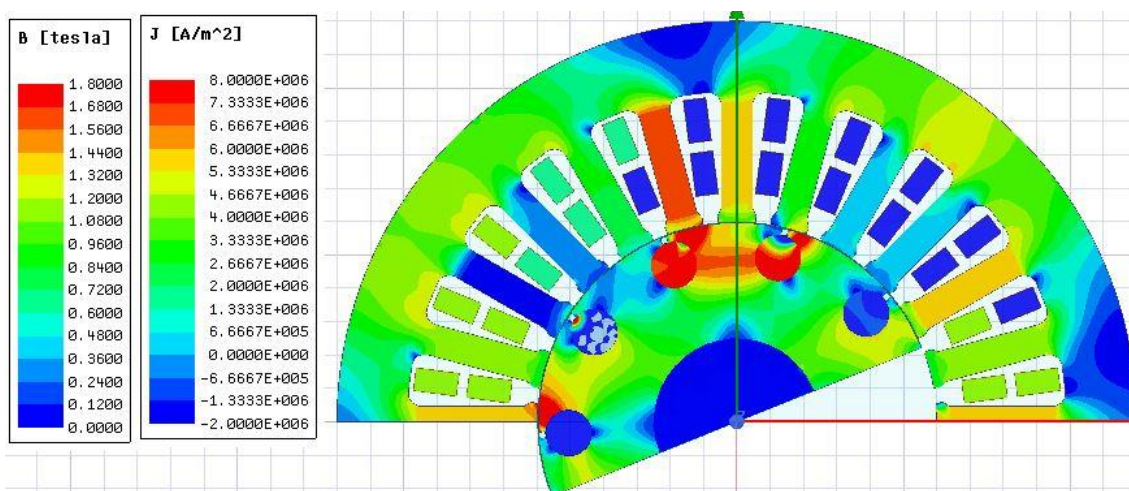
Zkreslení indukovaného napětí dosahuje u této varianty stroje 3,3 %. Tomuto zkreslení odpovídá harmonické spektrum.



Obr. 5-31: Harmonické spektrum indukovaného napětí

Motor s rozloženým vinutím při kombinaci $Q_s=24$, $Q_r=10$, $2p=4$ se zkráceným krokem vinutí na 5/6

U tohoto návrhu si ověříme, jestli se zlepší provozní vlastnosti motoru, vlivem zkrácení kroku statorového vinutí, oproti předchozímu návrhu stroje s plným krokem vinutí.



Obr. 5-32: Rozložení magnetické indukce a proudové hustoty v motoru

Do záložky Motion Setup jsme zadali uvažovaný pracovní bod stroje. Zadané hodnoty jsou výstupem analytického výpočtu.

Motion Setup

Type | Data | Mechanical

Consider Mechanical Transient

Initial Angular Velocity: 4372.9 rpm

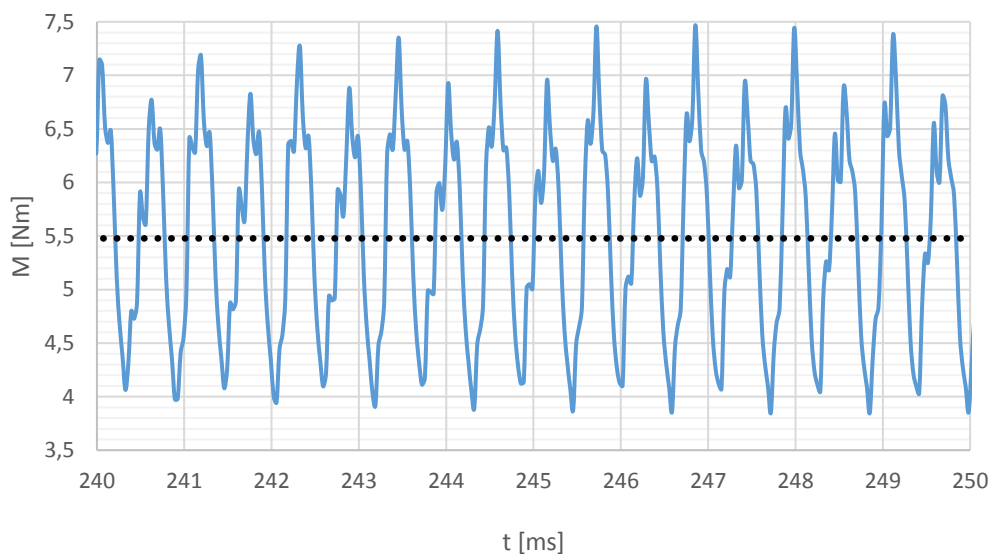
Moment of Inertia: 0.006903 kg m²

Damping: 0 N-m-sec/rad

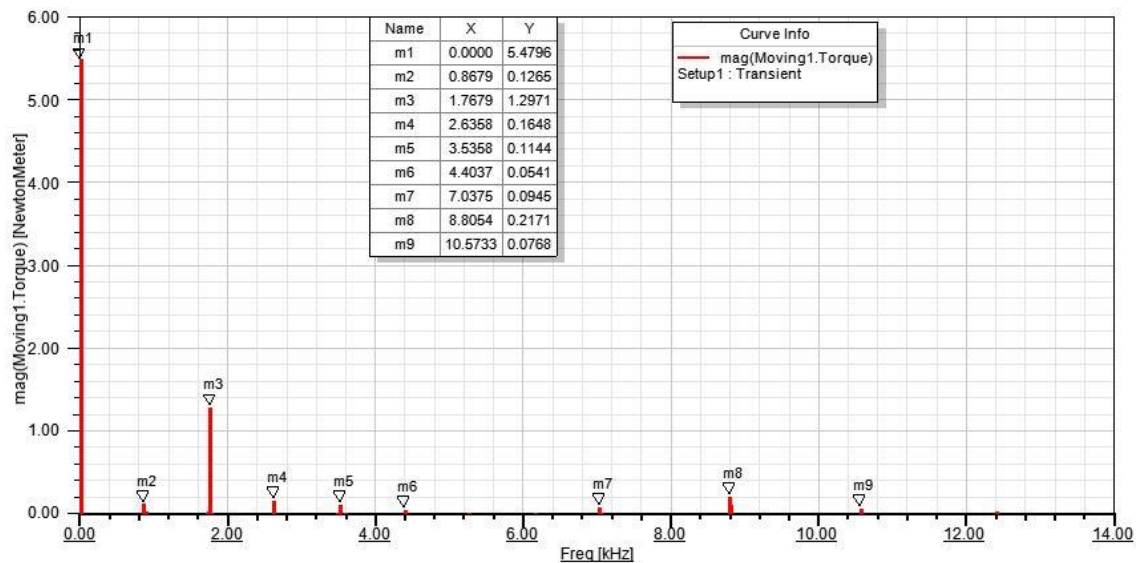
Load Torque: -5.48

Obr. 5-33: Nastavení provozních podmínek

Pohledem na detail průběhu momentu není jasné, zda došlo ke zmenšení momentových pulzací oproti variantě tohoto stroje s plným krokem statorového vinutí. Z harmonického spektra je patrné, že k mírné redukci vyšších harmonických přece došlo.

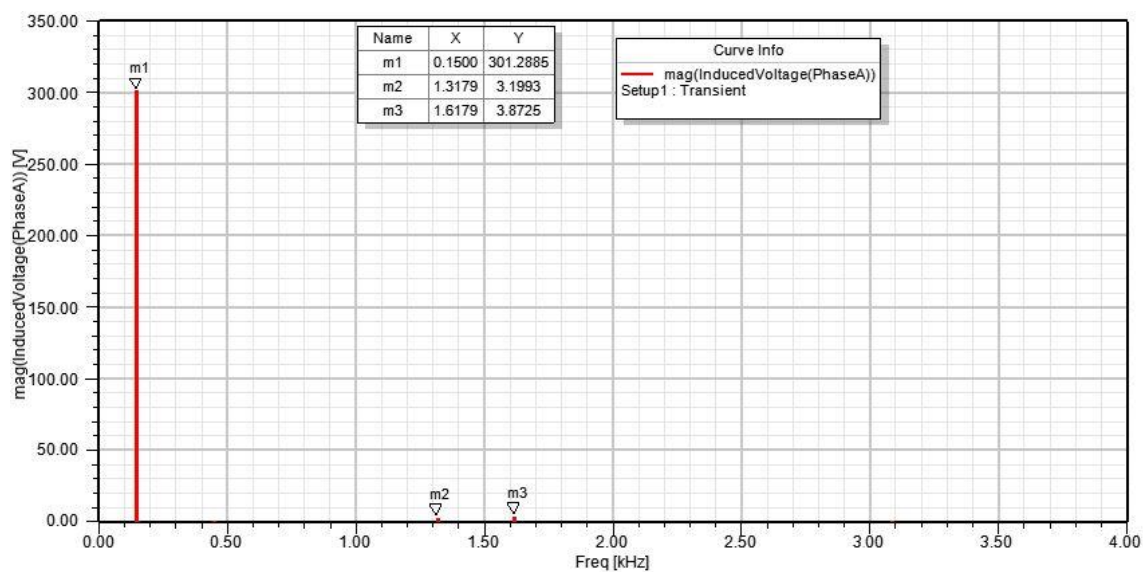


Obr. 5-34: Detail průběhu momentu v ustáleném stavu



Obr. 5-35: Harmonické spektrum průběhu momentu

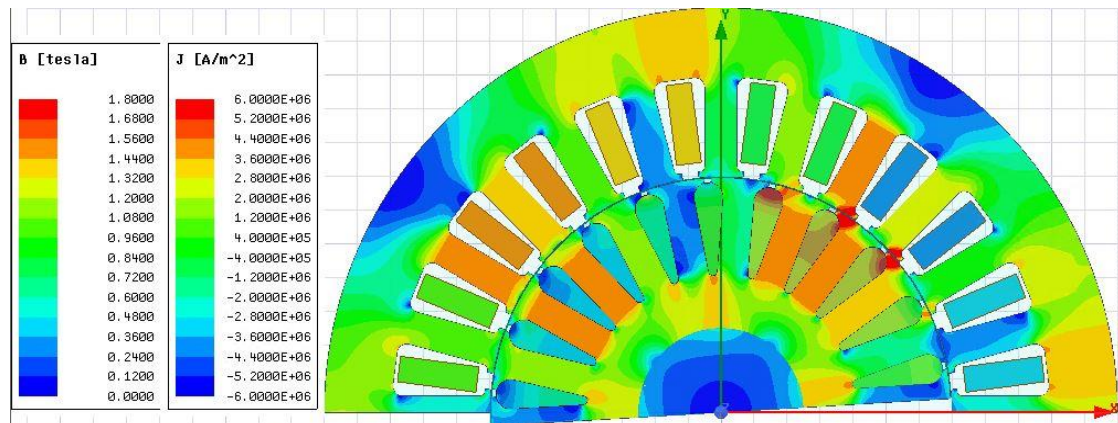
Vlivem zkrácení kroku vinutí, jsme získali menší zkreslení průběhu indukovaného napětí. U této varianty návrhu dosahuje činitel zkreslení indukovaného napětí hodnoty 2,3 %.



Obr. 5-36: Harmonické spektrum indukovaného napětí

Motor s rozloženým vinutím při kombinaci $Q_s=24$, $Q_r=22$, $2p=4$

Tvar plechu posuzovaného motoru byl navržen firmou Kienle Spiess. V návrhu statorového vinutí uvažujeme plný krok vinutí. Tento motor byl konstruován bez natočení drážek. Na následujících obrázcích bude zobrazeno nastavení uvažovaného pracovního bodu motoru a detail průběhu momentu.

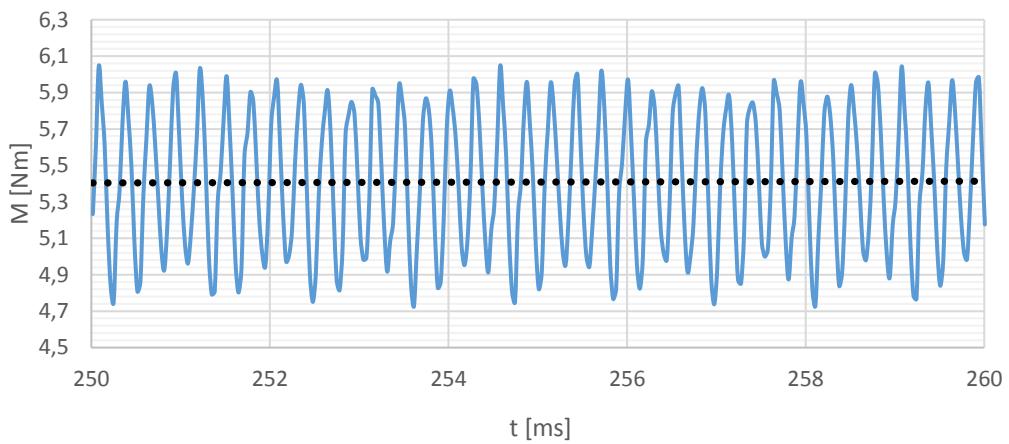


Obr. 5-37: Rozložení magnetické indukce a proudové hustoty v motoru

Motion Setup

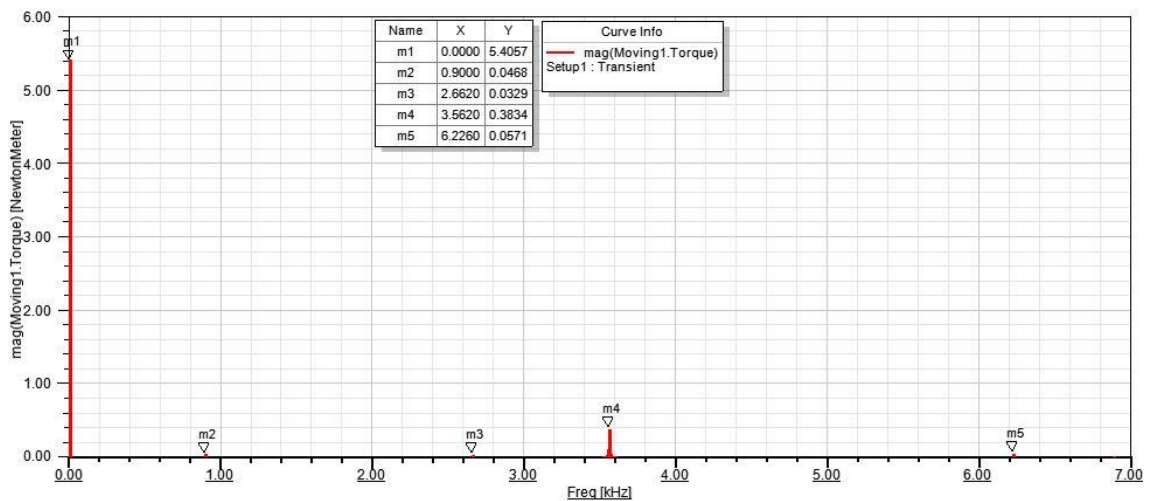
Type	Data	Mechanical
<input checked="" type="checkbox"/>	Consider Mechanical Transient	
Initial Angular Velocity:	4434.44	rpm
Moment of Inertia:	0.0112	kg m ²
Damping:	0	N-m-sec/rad
Load Torque:	-5.406	

Obr. 5-38: Nastavení provozních podmínek



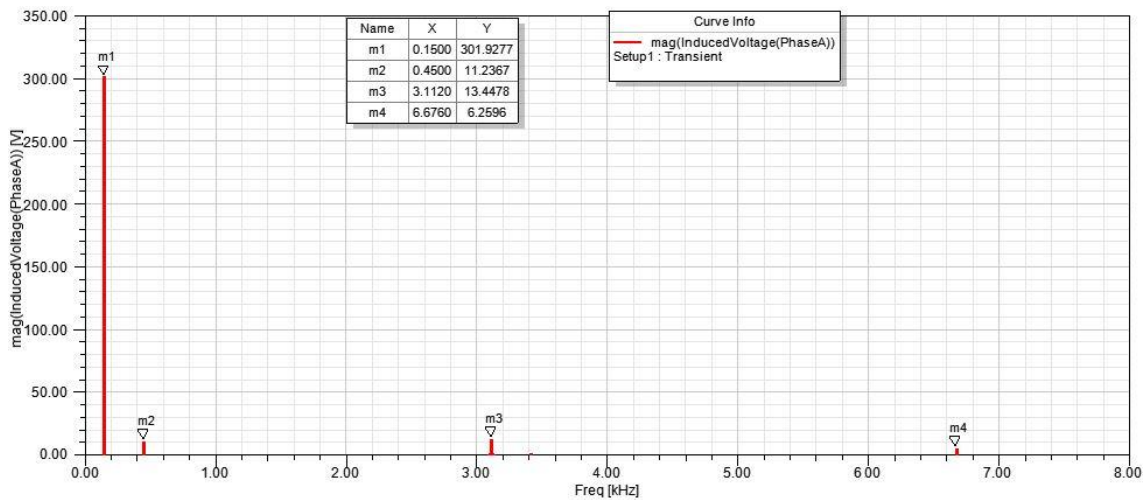
Obr. 5-39: Detail průběhu momentu v ustáleném státu

Z průběhu momentu je patrné, že u této kombinace statorových a rotorových drážek dochází k výrazně menším momentovým pulzacím oproti předešlé kombinaci s 24 drážkami na statoru a 10 drážky na rotoru.



Obr. 5-40: Harmonické spektrum momentu

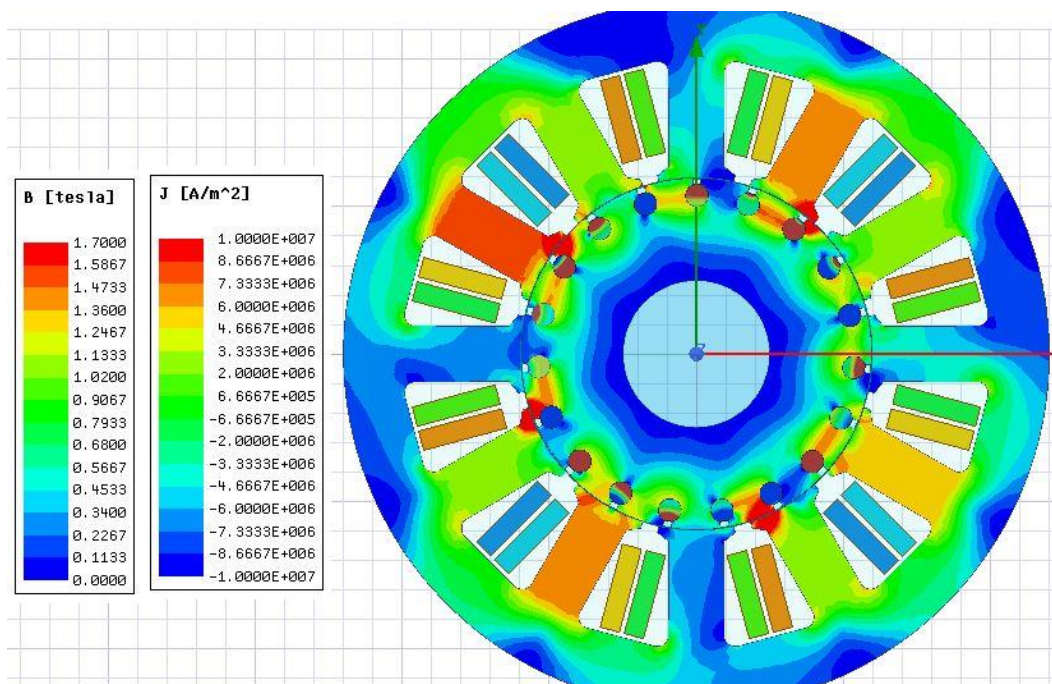
Indukované napětí v posuzovaném stroji vykazuje zkreslení 7,8 %. Tomu odpovídá harmonické spektrum napětí na následujícím grafu.



Obr. 5-41: Harmonické spektrum indukovaného napětí

Motor se soustředěným vinutím při kombinaci $Q_s=12$, $Q_r=19$, $2p=8$

Jak je možno vidět na momentových charakteristikách, motor se soustředěným vinutím se kvůli velkému asynchronnímu sedlu nerozběhne do požadovaných otáček, ani když drážky natočíme. V našem případě budeme simulovat situaci, kdy motor uvedeme do požadovaných otáček pracovního bodu např. pomocí dynamometru a v určitém okamžiku motor připojíme na napájení a zatížíme stroj požadovaným zátěžným momentem. Na obrázcích si můžeme prohlédnout rozložení magnetické indukce a proudové hustoty v motoru. Na dalších obrázcích je zaznamenán detail průběhu momentu a odpovídající spektrum harmonických složek.



Obr. 5-42: Rozložení magnetické indukce a proudové hustoty v motoru

Motion Setup

Type | Data | Mechanical

Consider Mechanical Transient

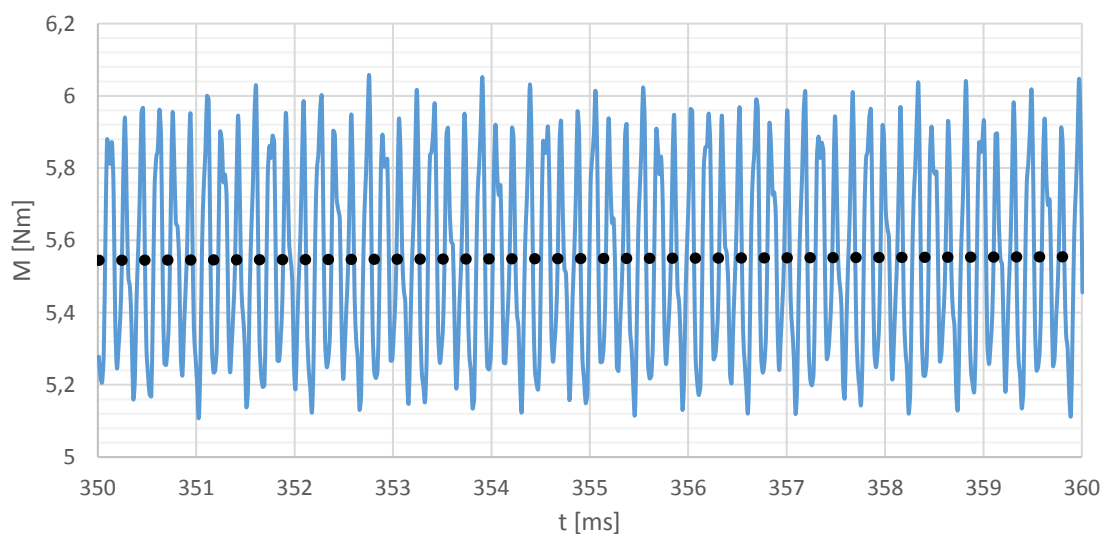
Initial Angular Velocity: 4319 rpm

Moment of Inertia: 0.006804 kg m²

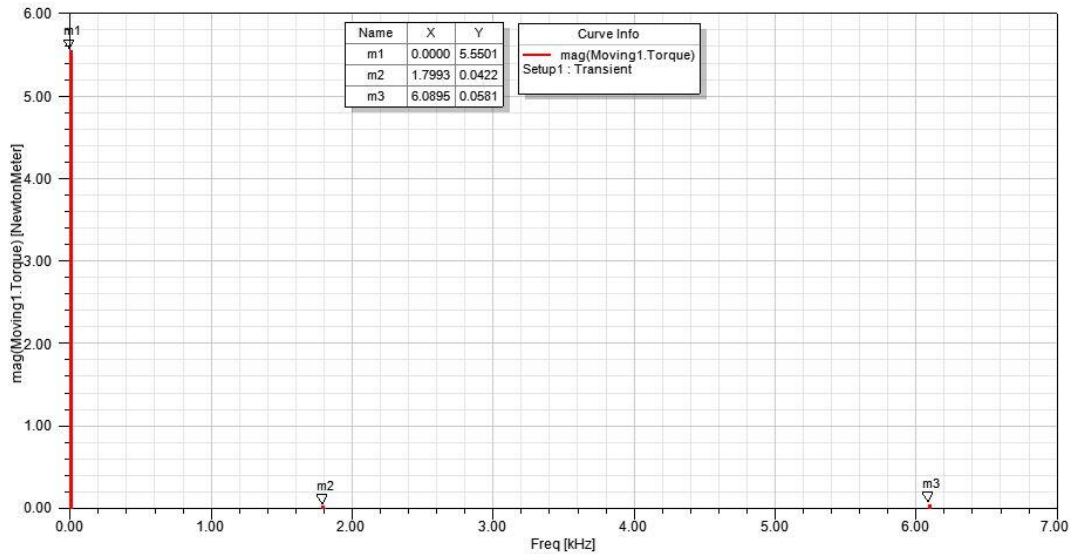
Damping: 0 N-m-sec/rad

Load Torque: -5.55 NewtonMeter

Obr. 5-43: Nastavení provozních podmínek

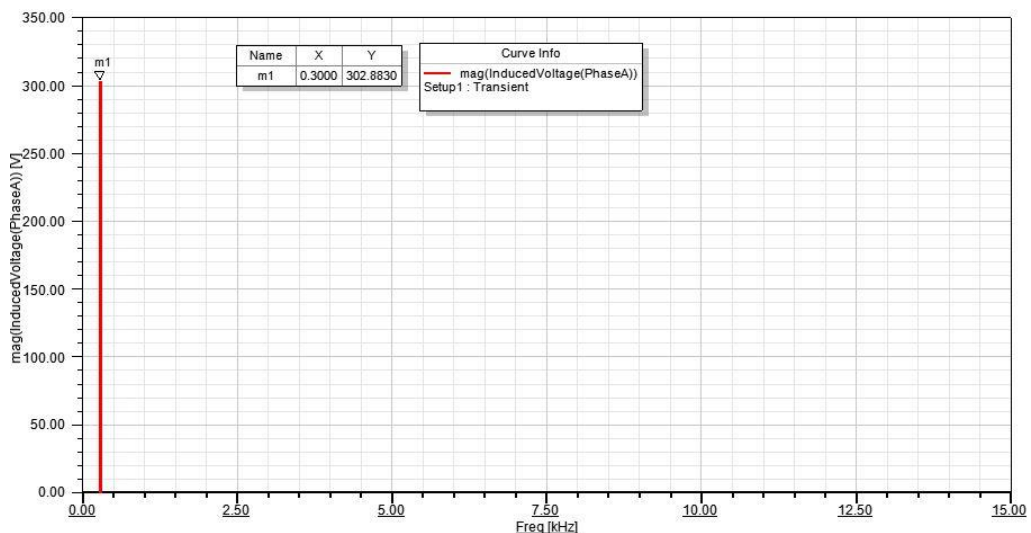


Obr. 5-44: Detail průběhu momentu



Obr. 5-45: Harmonické spektrum momentu

Zkreslení indukovaného napětí v našem stroji se soustředěným vinutím dosahuje hodnoty 1,3 %. Což je podle výsledků všech simulací navržených strojů nejlepší průběh napětí. Tady nastává otázka, zda jsou simulace provedeny správně. Protože podle teorie by mělo harmonické spektrum soustředěného vinutí, jak momentu, tak i indukovaného napětí obsahovat daleko více harmonických složek. Zřejmě při simulaci stroje došlo k výpočetní chybě.



Obr. 5-46: Harmonické spektrum indukovaného napětí

5.2.1 Vzájemné porovnání provozních vlastností strojů

V této kapitole porovnáme vypočtené hodnoty s výsledky získanými ze simulace pracovního bodu v programu Ansys Maxwell 2D.

Uvedený maximální výkon, byl stanoven na základě předpokladu, že kostra motoru dokáže vychladit maximální ztrátový výkon 400 W. Proto budeme uvádět jen celkový ztrátový výkon, příkon a předpokládaný výkon stroje.

Z následující tabulky je patrné, že nastávají velké odchylky mezi vypočtenými veličinami a výsledky simulací. Určitá chyba vznikla při výpočtu ztrát v železe statoru, kde Maxwell neuvažuje opracování statorového plechu. Další chyba vznikla vlivem úmyslného nezařazení výpočtu vířivých ztrát v připravených modelech. Při simulaci se neuvažovali z důvodu špatných výsledků celkových ztrát. Když byly zařazeny do výpočtu, tak celkové ztráty se pohybovaly v řádech desítek kW. Odchylka mezi vypočteným výkonem a výkonem získaným simulací, vznikla na základě nastavení uvažovaného pracovního bodu. Kdy do programu byly zadány vypočtené hodnoty jmenovitého momentu a jmenovitých otáček. Maxwell zjistil, že jmenovitý moment nastane při nižším skluzu, a tedy při vyšších otáčkách.

Tabulka 5-2: Porovnání vypočtených veličin s výsledky simulace

		Rozložené vinutí Qs=12, Qr=19, 2p=4 s měděnou klecí	Rozložené vinutí Qs=24, Qr=10, 2p=4 (plný krok vinutí) s měděnou klecí	Rozložené vinutí Qs=24, Qr=10, 2p=4 (zkrácený krok 5/6) s měděnou klecí	Rozložené vinutí Qs=24, Qr=12, 2p=4 (plný krok vinutí) s hliníkovou klecí	Soustředěné vinutí Qs=12, Qr=19, 2p=8 měděnou klecí
I ₁ [A]	Vypočtená	6,45	6,78	6,98	6,56	12,7
	Maxwell	6,6	7,21	7,43	7,34	10,62
P ₁ [W]	Vypočtená	2837	2825	2820	2813	3215
	Maxwell	2786	2728	2813	2762	3097
P ₂ [W]	Vypočtená	2500	2500	2500	2500	2500
	Maxwell	2519	2528	2536	2529	2516
ΔP [W]	Vypočtená	338	325	319	312	715
	Maxwell	268	199,66	291	233	582
M [Nm]	Vypočtená	5,56	5,5	5,48	5,41	5,55
	Maxwell	5,55	5,53	5,48	5,41	5,57
n [min ⁻¹]	Vypočtená	4314	4359	4373	4434	4317
	Maxwell	4334	4381	4403	4449	4334
s [%]	Vypočtená	4,13	3,13	2,82	1,46	4,05
	Maxwell	3,69	2,64	2,15	1,13	3,69
η [%]	Vypočtená	88,11	88,49	88,67	88,88	77,75
	Maxwell	90,38	92,67	89,93	91,56	81,24
cos φ [-]	Vypočtená	0,666	0,63	0,611	0,649	0,383
	Maxwell	0,642	0,576	0,576	0,573	0,444

6 ZÁVĚR

Tato diplomová práce byla zaměřena na teoretickou studii využití měděných tyčí a soustředěného vinutí v asynchronním motoru. Práce byla vypracována ve spolupráci s firmou Aveko Servomotory s.r.o. Prvním cílem této práce bylo prověřit, zda je možné použít soustředěné vinutí v asynchronním motoru. Dalším cílem studie bylo ověření, jestli je z pohledu účinnosti a provozních vlastností je lepší konstruovat servomotor s hliníkovou klecí nebo klecí složenou s měděných tyčí kulatého průřezu. Pro tento případ bylo navrženo několik variant motorů s měděnou klecí. Navržené motory se porovnal s návrhem stroje od firmy Kienle Spiess, u kterého uvažujeme použití klasické lité hliníkové klece.

V teoretické části práce jsme se dozvěděli, jak asynchronní motor pracuje, jak se navrhuje soustředěné vinutí a ve vědeckých publikacích jsme se dočetli, jaký vliv má soustředěné vinutí na chod asynchronního motoru. Součástí teoretické práce je i samotný elektromagnetický návrh. Stroje se navrhovali na základě požadavků zadané spolupracující firmou. Základním požadavkem bylo vytvořit návrh stroje do předem vytvořené kostry motoru. Z velikosti kostry byly následně odvozeny rozměry statorového plechu a délka statorového a rotorového svazku. Maximální trvalý výkon strojů byl stanoven na základě předpokládaného ztrátového výkonu, který lze z motoru připravenou kostrou vychladit. V analytickém výpočtu je uveden postup elektromagnetického návrhu stroje se soustředěným a s rozloženým vinutím. Pro srovnání rozloženého a soustředěného vinutí bylo navrženo několik variant strojů s rozloženým vinutím. Jako první byl navržen motor s rozloženým vinutím s jednou drážkou na pól a fázi. V dalších návrzích uvažujeme dvě drážky na pól a fázi.

Prvním problémem při návrhu motoru se soustředěného vinutí bylo zvolit, vhodný počet pólů stroje. V práci je uveden návrh stroje pro kombinaci 12 drážek na statoru a 19 měděných tyčí na rotoru při 8 pólovém provedení stroje. Počet rotorových tyčí byl zvolen s ohledem na maximální možné využití statorového magnetického toku. Počet pólů stroje byl zvolen na základě teoretických předpokladů možného ovlivnění chodu motoru vlivem vyšších harmonických. Jak již víme soustředěné vinutí patří do kategorie zlomkových vinutí, které se vyznačují bohatším harmonickým spektrem, které následně nepříznivě ovlivňují chod motoru.

U strojů s rozloženým vinutím do dvou drážek na pól a fázi jsme navrhli počet drážek rotoru podle literatury [9]. Pro čtyřpólový stroj s 24 drážkami na statoru je optimální použít 10 drážek. Vhodný průřez měděné rotorové tyče se zvolil s ohledem na sycení rotorového zubu. Pokud se zvolí malý průřez tyče o nízkém celkovém počtu, bude v rotoru použit malý objem mědi, a to povede k velkým ztrátám. Je výhodnější při konstrukci rotorové klece s tyčemi kulatého průřezu použít menší počet, ale o velkém průřezu. Proto rotory s hliníkovou klecí mají podstatnou výhodu při navrhování počtu drážek. Vlivem tlakového lití rotorové klece můžeme zvolit větší počet drážek a průřez drážky s optimalizovat s ohledem na sycení rotorového zubu. V kapitole 3.7.2 je zobrazen přehled vypočtených hodnot všech navržených strojů.

V kapitole 5 jsou zaznamenány výsledky simulací momentových charakteristik a průběhů momentů v uvažovaném pracovním bodě. Veškeré simulace se prováděly v prostředí Ansys Maxwell 2D. Průběhy momentů jsme podrobily harmonické analýze. Z rozborů momentových charakteristik je patrné, že stroj se soustředěným vinutím se vůbec nerozběhne do požadovaných otáček i s uvažovaným natočením drážek statoru o 5°mech . Rotor se dostane při otáčkách kolem 1160 min^{-1} do velkého asynchronního sedla, které nedokáže překonat. Pokud bychom, ale roztočily rotor např dynamometrem na otáčky větší než 1160 min^{-1} , stroj se rozběhne do požadovaných jmenovitých otáček. Proto je z pohledu úspory materiálu lepší použít asynchronní stroj s rozloženým vinutím o jedné drážce na pól a fázi než použití soustředěného vinutí. Sice stroj s rozloženým vinutím o jedné drážce na pól a fázi a bez natočení drážek, vykazuje opět velké asynchronní sedlo, které sám motor nepřekoná. Ale toto asynchronní sedlo se podařilo částečně potlačit natočením drážek statoru o 25°mech a stroj se rozběhne do požadovaných otáček.

Pokud srovnáme motory podle účinnosti, zjistíme, že stroj se soustředěným vinutím dosahuje analytickým výpočtem účinnosti kolem 77 %. Toto je způsobeno jednak tím, že soustředěné vinutí napájíme 300 Hz pro dosažení srovnatelných synchronních otáček s čtyř pólovými stroji, kde stačí napájet statorové vinutí jen 150 Hz. Větší frekvence znamená větší ztráty v železe statoru. Dalším nepříznivým jevem bylo to, že stroj vykazuje velkou rozptylovou reaktanci statorového vinutí. Proto pokud chceme dosáhnou požadovaného výkonu musíme motor napájet velkým proudem oproti ostatním.

Při konstrukci motorů s klecí složenou s měděných tyčí kulatého průřezu, nastává několik problémů. Jedním problémem je ten, že pokud musíme natáčet drážky pro odstranění nežádoucích účinků vyšších harmonických jsme nuceni natáčet drážky statoru. To vede k dalším problémům se zakládáním vinutí do drážek. Další problém plyne z optimalizace průřezu rotorové tyče. Proto má hliníková kostra podstatnou výhodu oproti tyčím z pevného materiálu. Srovnáme-li navržený motor s rozloženým vinutím při kombinaci 24 drážek na statoru a 10 měděných tyčí na rotoru s motorem navrženým z plechů od firmy Kienle Spiess, kde uvažujeme hliníkovou klec. Vidíme, že v tabulce 5-2 nebo v 3-10 dosahují motory podobných hodnot účinnosti kolem 88 %. Kdež to navržený stroj s hliníkovou klecí bude mít při srovnatelném výkonu nižší ztráty v rotorové kleci oproti navrženým strojům s měděnými tyčemi na rotoru. Protože uvažovaného výkonu stroj s hliníkovou klecí dosáhne při skluzu 1,46 a návrhy strojů s měděnými tyčemi dosáhnou požadovaného výkonu při skluzu kolem 3%.

Literatura

- [1] ONDRŮŠEK, Čestmír. Elektrické stroje. Vysoké učení technické v Brně: [cit. 2019-01-02] Skriptum, 111 s
- [2] Non oriented electrical steel. Sura [online]. 2011 [cit. 2019-01-02]. Dostupné z: <http://www.sura.se/>
- [3] MIROSLAV, Brázda a Staňa RUDOLF. Výpočet asynchronního motoru. Brno, 1973, 222 s.
- [4] TRN, Ondřej. Snižování ztrát třífázového asynchronního motoru. Brno, 2017. Bakalářská práce. Vysoké učení technické v Brně
- [5] VÍTEK, PH.D, doc. Ing. Ondřej. Úvod do výpočtu asynchronních motorů [online]. s. 56 [cit. 2019-01-02].
- [6] VÍTEK, PH.D, doc. Ing. Ondřej. Vinutí střídavých strojů-rozložená [online]. s. 29 [cit. 2019-01-02].
- [7] VÍTEK, PH.D, doc. Ing. Ondřej. Vinutí střídavých strojů [online]. In: . Vysoké učení technické v Brně, s. 28 [cit. 2019-01-05].
- [8] Ansys Maxwell. Ansys [online]. [cit. 2019-01-05]. Dostupné z: <http://www.ansys.com/Products/Electronics/ANSYS-Maxwell>
- [9] PETROV, Georgij N. Elektrické stroje 2. Praha: Academia, 1982. 728 s.
- [10] KOPYLOV, I. P. Stavba elektrických strojů. 1. vyd. Praha: SNTL, 1988. 685 s.
- [11] BOLDEA, Ion and NASAR, Syed A. The Induction Machine Handbook. Boca Raton: CRC Press LLC, 2002. 949 p. ISBN 0-8493-0004-5.
- [12] PONOMAREV, Pavel, 2013. Tooth -Coil Permanent Magnet Synchronous Machine Design for Special Applications. Lappeenranta, 111 s. ISBN 978-952-265-471-7. Doctoral thesis. Lappeenranta University of Technology. Vedoucí práce Prof. Juha Pyrhönen.
- [13] HAMATA, Václav a Bedřich HELLER, 1961. Přídavná pole, síly a ztráty v asynchronním motoru. Praha: Nakladatelství Československé akademie věd, 201 s
- [14] IEC 80/4.70, www.kienle-spiess.com [online]. Kienle + Spiess GmbH, BahnhofstraBe 23, D-74343 Sachsenheim, Germany [cit. 2019-06-30].
- [15] WADA, Yasumasa, Norihiro WATANABE a Masanori NAKAMURA, 2017. A Study on the Characteristic of Concentrated Winding Induction Motor. 21st International Conference on Electrical Machines and Systems [online]. Department of Electrical Engineering, October 7-10, 2018, 2017, 607-611 [cit. 2019-08-10].
- [16] M.EL-REFAIE, Ayman a Manoj R. SHAH, 2008. Comparison of Induction Machine Performance with Distributed and Fractional-Slot Concentrated Winding. IEEE [online]. Electrical Machines and Drives Lab GR Global Research Center, 2008, 8 [cit. 2019-08-11]. ISSN 978-1-4244-2279-1. Dostupné z: IEEE
- [17] GUNDOGDU, Tayfun, Guven KOMURGOZ a Burcu MANTAR, Implementation of fractional slot concentrated windings to Induction Machines

- [online]. Istanbul Technical University, Department of Electrical Engineering; The University of Nottingham, Department of Electrical Electronic Engineering, 6 [cit. 2019-08-12]. Dostupné z: IEEE
- [18] AMBROS, Tudor a Marcel BURDUNIUC, 2016. The Magnetic Field of Asynchronous Machines with Concentrated Winding [online]. In: Department of Electrical Engineering and Energy Technical University of Moldova, s. 161-164 [cit. 2019-08-13]. ISBN 978-5090-6129-7. Dostupné z: IEEE
- [19] A. TOLIYAT, Hamid, Thomas A. LIPO a J. Coleman WHILE, 1991. Analysis of a Concentrated Winding Induction Machine for Adjustable Speed Drive Applications Part 1. University of Wisconsin-Madison; Electric Power Research Inst.: IEEE, s. 679-684. ISBN 0885-8969.

Seznam symbolů a zkratek

a_1	počet paralelních smyček vinutí	[-]
a_2	počet paralelních větví rotoru	[-]
a_1	koeficient polynomu	[-]
a_2	koeficient polynomu	[-]
a_3	koeficient polynomu	[-]
a_4	koeficient polynomu	[-]
a_5	koeficient polynomu	[-]
a_6	koeficient polynomu	[-]
a_7	koeficient polynomu	[-]
a_8	koeficient polynomu	[-]
a_9	koeficient polynomu	[-]
a_{10}	koeficient polynomu	[-]
a_k	tloušťka kruhu nakrátko	[m]
B_{00M}	amplituda 1. harmonické magnetické indukce ve vzduchové mezeře	[T]
$B_{\delta M}$	skutečná hodnota amplitudy magnetické indukce ve vzduchové mezeře	[T]
B_{zSM}	amplituda magnetické indukce v zubu statoru	[T]
B_{zrM}	amplituda magnetické indukce v zubu rotoru	[T]
B_{jSM}	amplituda magnetické indukce ve jhu statoru	[T]
B_{jrM}	amplituda magnetické indukce ve jhu rotoru	[T]
B_{js1}	střední hodnota magnetické indukce	[T]
B_{js2}	střední hodnota magnetické indukce	[T]
B_{js3}	střední hodnota magnetické indukce	[T]
B''_{zr}	zdánlivá magnetická indukce v zubu rotoru	[T]
B_{zS1}	magnetická indukce zubu statoru	[T]
B_{zS2}	magnetická indukce zubu statoru	[T]
b_{zr}	šířka zubu rotoru	[m]
b_{zs}	šířka zubu statoru	[m]
b_{0s}	délka otevření statorové drážky	[m]
b_{1s}	šířka statorové drážky	[m]

b_{2S}	šířka statorové drážky	[m]
b_{1r}	šířka rotorové drážky	[m]
b_{0r}	délka otevření rotorové drážky	[m]
b_0	koeficient polynomu	[-]
b_1	koeficient polynomu	[-]
b_2	koeficient polynomu	[-]
b_3	koeficient polynomu	[-]
b_4	koeficient polynomu	[-]
D_δ	průměr vzduchové mezery	[m]
D_r	vnější průměr rotoru	[m]
D_{zS}	průměr patní kružnice jha statoru	[m]
D_{zR}	průměr patní kružnice jha rotoru	[m]
D_S	vnitřní průměr statoru	[m]
D	vnější průměr statoru	[m]
D_{tR}	průměr kruhové tyče rotoru	[m]
D_{iR}	průměr hřídele	[m]
D'_{iR}	vnitřní průměr plechu rotoru	[m]
D_{jS}	střední průměr jha statoru	[m]
D_{jR}	střední průměr jha rotoru	[m]
D_v	roztečný průměr cívk	[m]
d_{vod_vyp}	vypočtený průměr drátu statorového vinutí	[m]
f_1	frekvence napájecího napětí	[Hz]
$F_1(\alpha, t)$	magnetomotorická síla statoru	[A]
$F_2(\alpha, t)$	magnetomotorická síla rotoru	[A]
G_{zS}	hmotnost zubů statoru	[kg]
G_{jS}	hmotnost zubů statoru	[kg]
G_{zR}	hmotnost zubů rotoru	[kg]
H_{zS}	magnetická intenzita zubu statoru	[Am ⁻¹]
H_{zR}	magnetická intenzita zubu rotoru	[Am ⁻¹]
$H_{jS\frac{1}{3}}$	intenzita magnetického pole v části statorového jha	[Am ⁻¹]
$H_{jS\frac{2}{3}}$	intenzita magnetického pole v části statorového jha	[Am ⁻¹]

H_{js^3}	intenzita magnetického pole v části statorového jha	[Am ⁻¹]
H_{jr}	intenzita magnetického pole jha rotoru	[Am ⁻¹]
h_{zs}	délka zubu statoru po závěr drážky	[m]
h_{zr}	délka zubu rotoru po závěr drážky	[m]
h_{1s}	délka závěru drážky statoru	[m]
h_{r1}	délka drážky rotoru	[m]
h_{0s}	výška můstku statorové drážky	[m]
h_{r0}	výška můstku rotorové drážky	[m]
h_{2s}	výška statorové drážky	[m]
h_{3s}	výška lichoběžníhové části statorové drážky	[m]
h_{js}	výška statorového jha	[m]
h_{jr}	výška rotorového jha	[m]
I_{FE}	proud na krytí ztrát v železe	[A]
I_{Rp}	proud na krytí přídavných ztrát závislých na napětí	[A]
I_{10}	proud naprázdno	[A]
I_k	proud nakrátko	[A]
\hat{I}_1	jmenovitý proud odebíraný ze sítě	[A]
$ \hat{I}_1 $	absolutní hodnota jmenovitého proudu	[A]
\hat{I}'_2	rotorový proud	[A]
$ \hat{I}'_2 $	absolutní hodnota proudu rotorem	[A]
I_μ	magnetizační proud jedné fáze	[A]
k	poměr	[-]
k_v	činitel vinutí statoru	[-]
k_{v2}	činitel vinutí rotoru	[-]
k_{vv}	činitel vinutí vyšší harmonické	[-]
k_{vp}	činitel vinutí pracovní harmonické	[-]
k_y	činitel kroku	[-]
k_r	činitel rozlohy	[-]
k_{pcu}	činitel plnění mědi	[-]
k_{pFeS}	činitel plnění železa statoru	[-]
k_{pFer}	činitel plnění železa rotoru	[-]

k_H	opravný koeficient	[-]
k_{hFER}	koeficient feromagnetické hřídele	[-]
k_F	koeficient přepočtu magnetizační reaktance ze vzduchové mezery	[-]
k_0	činitel zploštění křivky magnetické indukce	[-]
k_C	Carterův činitel	[-]
k_{c1}	činitel zohledňující vliv statoru	[-]
k_{c2}	činitel zohledňující vliv rotoru	[-]
k_ϑ	koeficient navýšení odporu	[-]
k_{lc}	koeficient prodloužení čel statorového vinutí	[-]
k_F	korekce diferenční reaktance	[-]
k_{tr}	opravný koeficient	[-]
k_{pz}	činitel opracování zubů statoru	[-]
k_{pj}	činitel opracování jha statoru	[-]
k_{qu}	činitel zohledňující vliv ztrát příčnými proudy v rotoru	[-]
$k_{\delta u}$	korekční činitel povrchových ztrát	[-]
k_{pu}	korekční činitel pulzačních ztrát	[-]
k_h	koeficient hysterezních ztrát	[-]
k_{cur}	koeficient ztrát vířivými proudy	[-]
k_e	koeficient přidavných ztrát	[-]
k_{c12}	konstanta pro výpočet činitele magnetické vodivosti	[-]
k_1	koeficient zahrnující vliv jakosti materiálu	[-]
l_{FE}	délka statorového svazku	[m]
l_{zs}	délka indukční čáry zubu statoru	[m]
l_{zR}	délka indukční čáry zubu rotoru	[m]
l_{js}	délka indukční čáry ve jhu statoru	[m]
l_{jr}	délka indukční čáry ve jhu rotoru	[m]
l_{f1}	celková délka vodiče jedné fáze statoru	[m]
l_{v1}	střední délka vodiče	[m]
l_{c1}	délka čela statorového vinutí	[m]
l_{CR}	délka kruhu nakrátko na středním průměru	[m]
l_{tR}	délka tyče rotou	[m]

l_{pres}	prodloužení rotorové tyče	[m]
L_U	indukčnost fáze U	[H]
L_μ	magnetizační indukčnost	[H]
$L_{\mu 1f}$	magnetizační indukčnost jedné fáze	[H]
m_c	faktor vzájemné indukčnosti	[-]
m_1	počet fází stroje	[-]
m_2	počet fází rotoru	[-]
m_3	opravný koeficient	[-]
M	moment	[Nm]
M_{mech}	moment vynaložený strojem	[Nm]
M_v	moment vyšší harmonické	[Nm]
M_{UV}	vzájemná indukčnost mezi fázemi U a V	[H]
n	otáčky motoru	[min ⁻¹]
n_n	jmenovité otáčky hřídele stroje	[min ⁻¹]
n_s	synchronní otáčky motoru	[min ⁻¹]
n_1	opravný koeficient	[-]
N_{zsf}	počet závitů jedné fáze v sérii	[-]
N_{vc}	počet vodičů v jedné drážce statoru	[-]
N_{S2}	počet závitů rotoru	[-]
N_{zR}	počet drážek na pól a fázi rotoru	[-]
P_1	příkon motoru	[W]
P_2	výkon motoru	[W]
P_0	příkon motoru ve stavu naprázdno	[W]
P_{FE}	ztráty v železe	[W]
P_{mech}	mechanický výkon	[W]
P_S	ztráty ve statorovém vinutí	[W]
P_r	ztráty v rotorové kleci	[W]
p_h	ztráty hysterezní	[W]
$p_{1,0}$	ztrátové číslo	[Wkg ⁻¹]
p_c	ztráty vířivými proudy	[W]
p_e	přídavné ztráty vztažené na 1 kg nebo 1 m ³	[W]

p	počet pólových dvojic stroje	[-]
p_z	převod	[-]
$2p$	počet pólů stroje	[-]
Q_s	počet drážek statoru	[-]
Q_R	počet drážek rotoru	[-]
Q_{ps}	počet drážek statoru na jeden pól	[-]
Q_{pr}	počet drážek rotoru na jeden pól	[-]
Q_{p1}	počet drážek statoru na pól	[-]
q	počet drážek na pól a fázi	[-]
q_2	počet drážek na pól a fázi rotoru	[-]
R_1	odpor statorového vinutí	[Ω]
R_2	odpor rotorové klece	[Ω]
R_{tR}	odpor jedné tyče rotorové klece	[Ω]
R_{cR}	odpor kruhu nakrátko	[Ω]
R'_2	fázový odpor rotoru přepočítaný na stator	[Ω]
R_{FE}	odpor představující ztráty v železe	[Ω]
R_p	odpor reprezentující ztráty závislé na napětí	[Ω]
$\frac{R'_2}{s} \cdot (1 - s)$	odporu reprezentující zatížení motoru	[Ω]
s	skluz	[-]
S_{tR}	průřez jedné tyče rotoru	[mm ²]
S_{cR}	průřez jednoho kruhu nakrátko	[mm ²]
S_{drs}	průřez drážky statoru	[mm ²]
S_{zs}	celková plocha zubů statoru	[mm ²]
S_{zr}	celková plocha zubů rotoru	[mm ²]
S_{vod_vyp}	vypočtený průřez jednoho vodiče statorového vinutí	[mm ²]
S_{vod}	zvolený průřez drátu statorového vinutí	[mm ²]
t_y	cívková rozteč	[m]
U	napájecí napětí	[V]
U_{f1}	fázové napájecí napětí	[V]
U_{1s}	sdrúžené napájecí napětí	[V]
\hat{U}_i	indukované napětí ve statorovém vinutí	[V]

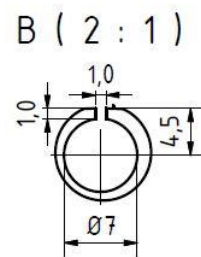
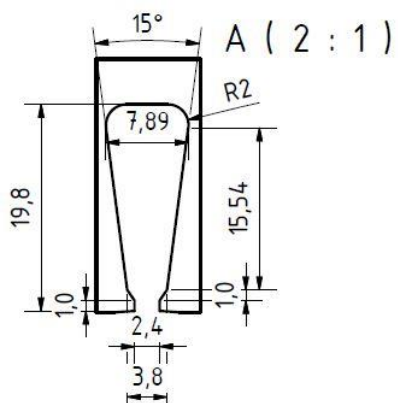
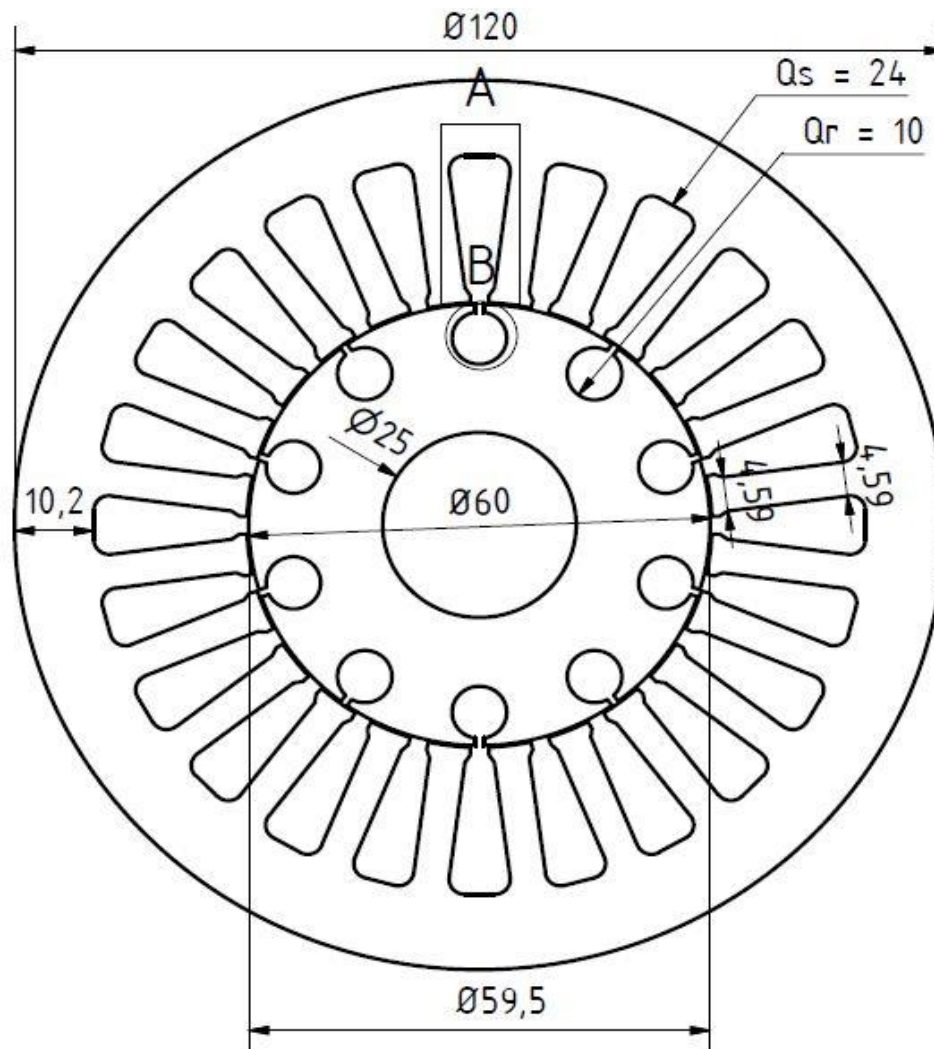
U_i	indukované napětí ve statorovém vinutí	[V]
$U_{m\delta}$	magnetické napětí ve vzduchové mezeře	[A]
U_{mzR}	magnetické napětí zubu rotoru	[A]
U_{mzS}	magnetické napětí zubu statoru	[A]
U_{mjs}	magnetické napětí ve jhu statoru	[A]
U_{mjr}	magnetické napětí jha rotoru	[A]
U_{m2p}	magnetické napětí na dva pól stroje	[A]
u_1	koeficient pro výpočet činitele pulzace	[-]
u_2	koeficient pro výpočet činitele pulzace	[-]
V_{d2}	počet vodičů v jedné drážce rotoru	[m ³]
V_{js}	objem jha statoru	[m ³]
V_{zs}	objem zubů statoru	[m ³]
v	řád harmonické	[-]
v_k	výška kruhu nakrátko	[m]
X_c	reaktance prostoru čel statorového vinutí	[Ω]
X_{c1}	reaktance čel statoru	[Ω]
X_{c2}	reaktance čel rotoru	[Ω]
X_{11}	magnetizační reaktance	[Ω]
X_{d1}	drážková reaktance statoru	[Ω]
X_{d2}	drážková reaktance rotoru	[Ω]
X'_{d2}	drážková reaktance rotoru přepočítaná na stranu statoru	[Ω]
$X_{\delta S}$	diferenční reaktance statoru	[Ω]
$X_{\delta r}$	diferenční reaktance rotoru	[Ω]
$X_{\delta P}$	diferenční rozptyl pro stator a rotoru	[Ω]
$X_{\sigma 1}$	rozptylová reaktance statoru	[Ω]
$X'_{\sigma 2}$	rozptylová reaktance rotoru přepočítaná na stranu statoru	[Ω]
X_{μ}	magnetizační reaktance	[Ω]
y	krok cívk	[-]
\hat{Z}_1	impedance statorového vinutí	[Ω]
\hat{Z}'_2	impedance rotorové větve	[Ω]
\hat{Z}_{11}	impedance příčné větve	[Ω]

\hat{Z}_f	impedance jedné fáze při jmenovitých otáčkách	[Ω]
β	sešikmení drážek	[-]
β_2	činitel pulzace	[-]
β_1	činitel pulzace	[-]
β_{p1}	amplituda pulzace střední složky magnetické indukce v zubech statoru	[T]
β_{p2}	amplituda pulzace střední složky magnetické indukce v zubech rotoru	[T]
γ	korekce zbytkových ztrát	[-]
γ_1	činitel magnetické vodivosti	[-]
γ_2	činitel magnetické vodivosti	[-]
δ	délka vzduchové mezery	[m]
δ'	efektivní vzduchová mezera	[m]
δ''	ekvivalentní vzduchová mezera	[m]
τ_p	pólová rozteč statoru	[m]
$\tau_{\delta r}$	drážková rozteč rotoru na středním průměru vzduchové mezery	[m]
$\tau_{\delta 1}$	činitel diferenčního rozptylu statoru	[-]
$\tau_{\delta 2}$	činitel diferenčního rozptylu rotoru	[-]
$\tau_{\rho 1}$	činitel rozptylu stator	[-]
$\tau_{\rho 2}$	činitel rozptylu rotoru	[-]
τ_{2dv}	diferenční rozptyl magnetického pole vyšších harmonických	[-]
λ_c	jednotková vodivost prostoru čel	[-]
λ_{z0s}	jednotková vodivost můstku statorové drážky	[-]
λ_{z0r}	jednotková vodivost můstku rotorové drážky	[-]
λ_{zs}	jednotková vodivost klínového prostoru statorové drážky	[-]
λ_s	jednotková vodivost prostoru zaplněného vodiči statorové drážky	[-]
λ_r	jednotková vodivost prostoru zaplněného vodiči rotorové drážky	[-]
λ_{d1}	celková jednotková drážková vodivost statorové drážky	[-]
λ_{d2}	celková jednotková drážková vodivost rotorové drážky	[-]
ϑ_0	teplota okolí	[$^{\circ}\text{C}$]
ϑ	provozní teplota	[$^{\circ}\text{C}$]
$\Delta\vartheta$	oteplení vinutí	[$^{\circ}\text{C}$]
$\frac{1}{k_1}$	činitel deformace magnetického pole	[-]

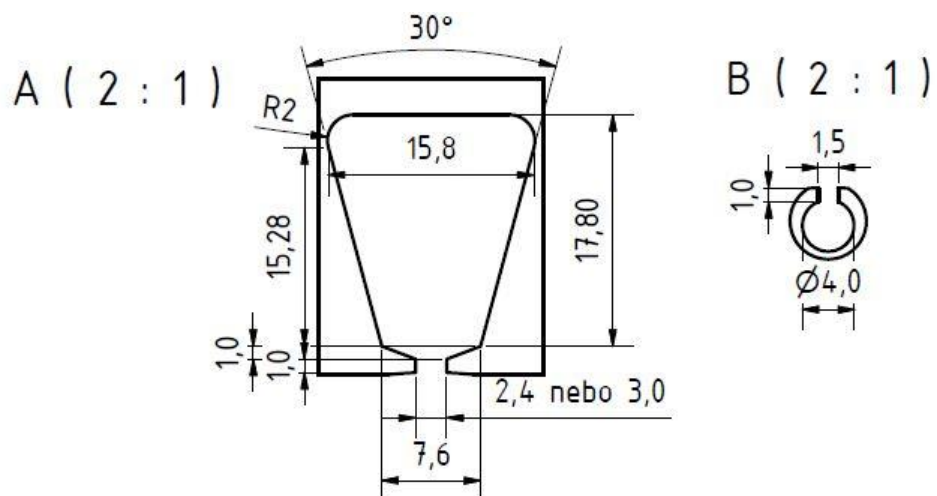
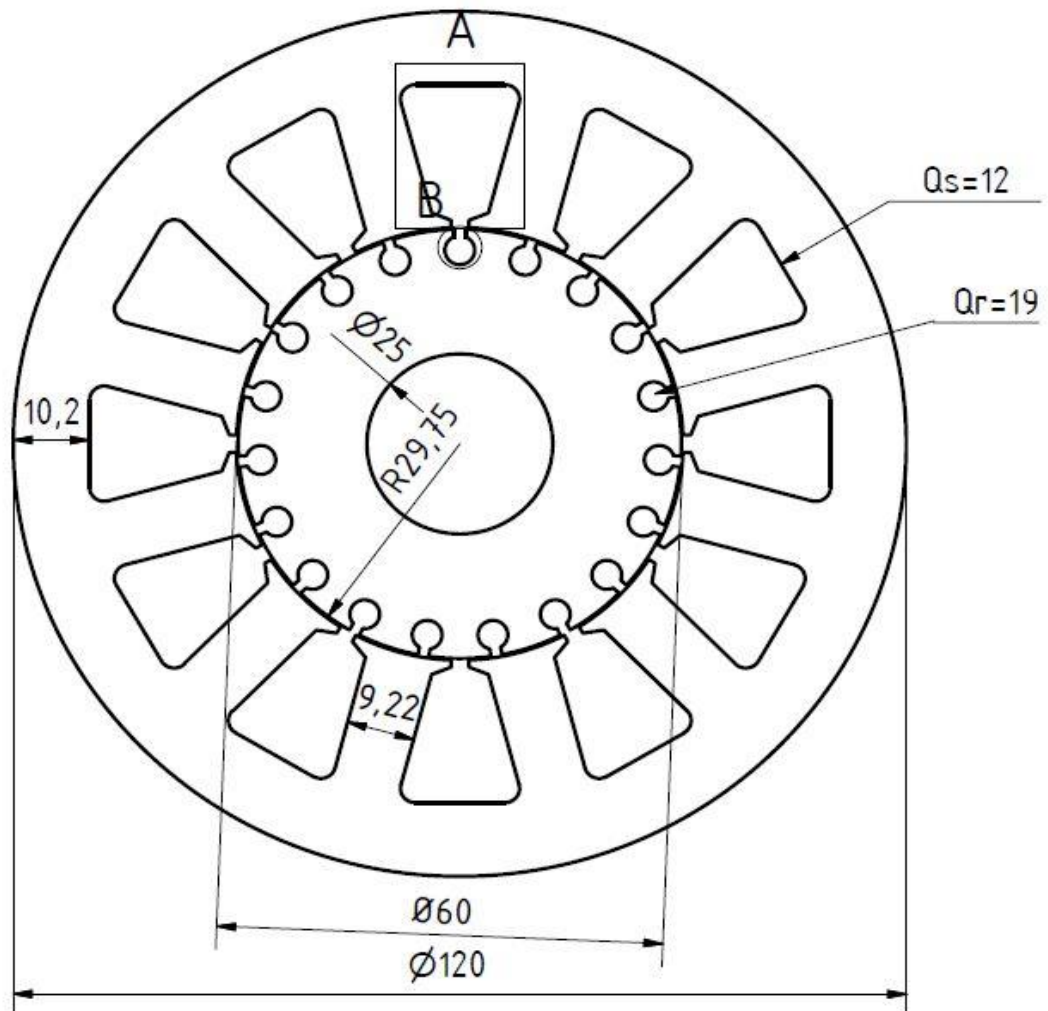
κ_1	činitel primárního rozptylu	[-]
η	účinnost motoru	[%]
μ	řád rotorové stupňovité harmonické	[-]
$\cos \varphi$	účinník stroje	[-]
μ_0	magnetická permeabilita vakua	[Hm ⁻¹]
ρ_{Cu}	rezistivita mědi	[Ω · mm ² · m ⁻¹]
ρ_{M250}	hustota materiálu M250-50A	[kgm ⁻³]
ΔP	celkové ztráty v motoru	[W]
ΔP_m	mechanické ztráty	[W]
ΔP_{FE}	celkové ztráty v železe	[W]
$\Delta P_{FE,js}$	ztráty ve jhu statoru	[W]
ΔP_u	přídavné ztráty závislé na napětí	[W]
$\Delta P_{u\delta s}$	povrchové ztráty v hlavách zubů statoru	[W]
$\Delta P_{u\delta r}$	povrchové ztráty v hlavách zubů rotoru	[W]
ΔP_{ups}	pulzační ztráty v zubech statoru	[W]
ΔP_{upr}	pulzační ztráty v zubech rotoru	[W]
$\Delta P_{u\sigma r}$	ztráty v rotorové kleci	[W]
ΔP_{j0}	ztráty ve vinutí statoru při chodu motoru naprázdno	[W]
ΔP_m	mechanické ztráty	[W]
ΔP_{j1}	ztráty ve vinutí statoru	[W]
ΔP_{j2}	ztráty ve vinutí rotoru	[W]
Δp_{FE}	měrné ztráty v magnetickém materiálu	[Wkg ⁻¹]
Δp_{FEZs}	měrné ztráty v zubech statoru	[Wkg ⁻¹]
Δp_{FEjs}	měrné ztráty ve jhu statoru	[Wkg ⁻¹]

Přílohy

Přípoja 1- Návrh plechu pro rozložené vinutí



Příloha 2 – Návrh plechu pro soustředěné a rozložené vinutí



Příloha 3 – Geometrie statorového a rotorového plechu firmy Kienle Spiess 80/4.70

