



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

MALÝ ASYNCHRONNÍ MOTOR ZVLÁŠTNÍHO TYPU

SPECIAL SMALL INDUCTION MOTOR

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. Vojtěch Trubák

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

prof. Ing. Vítězslav Hájek, CSc.

BRNO 2018

Diplomová práce

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

Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky

Student: Bc. Vojtěch Trubák

ID: 164791

Ročník: 2

Akademický rok: 2017/18

NÁZEV TÉMATU:

Malý asynchronní motor zvláštního typu

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

1. Nastudujte teorii asynchronního motoru s plným rotorem podle doporučené literatury.
2. Provedte výpočet vzorku motoru.
3. Pokud bude vyroben vzorek motoru, změřte parametry a porovnejte s výpočtem.
4. Porovnejte s experimentálně zjištěnými parametry již existujícího vzorku.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] BAŠTA, Jan a Vitalij Michajlovič KUCEVALOV. Elektrické stroje s plnými rotory: teorie a výpočet. 1. vyd. Praha: Academia, 1980, 135 s.

[2] PETROV, G. N. Elektrické stroje 2: Asynchronní stroje - synchronní stroje. 1. vyd. Praha: Academia Praha, 1982. ISBN 509-21-857.

Termín zadání: 5.2.2018

Termín odevzdání: 21.5.2018

Vedoucí práce: prof. Ing. Vítězslav Hájek, CSc.

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.

Abstrakt

Tato semestrální práce se zabývá teorií a výpočtem asynchronního motoru s plným rotorem. Je rozdělena do 6 kapitol, z nichž první je úvod a poslední závěr.

Druhá kapitola je věnována magnetismu. Je zde ve stručnosti popsána hloubka vniku magnetického pole do vodivého prostředí a způsob výpočtu impedance vodivého masivu.

Ve třetí kapitole je rozebrána teorie ohledně asynchronních strojů, jejich konstrukce, náhradní schéma a některé jejich vlastnosti.

Čtvrtá kapitola se věnuje numerickému návrhu asynchronního motoru s plným rotorem a výpočtem jeho parametrů.

V páté kapitole je srovnán výsledek výpočtu provedeného ve čtvrté kapitole provedeným pro existující vzorek s naměřenými hodnotami.

Klíčová slova

Asynchronní motor, plný rotor, skin efekt, motor řady 4A, návrh motor

Abstract

This term paper is focused on theory and calculation of an induction motor with solid rotor. It is divided into six chapters, the first one being an introduction and the last being a conclusion.

Second chapter is dedicated to magnetism. There is briefly description of a skin depth of a conductor and calculation method for impedance of a conductive solid.

Third chapter is focused on theory of an induction machines, their construction, equivalent circuit and some of their properties.

Fourth chapter is dedicated to calculation of an induction motor with solid rotor and its parameters.

Fifth chapter is comparing results of calculation done in fourth chapter for an already existing motor with measured values.

Keywords

Induction motor, solid rotor, skin effect, 4A series motor, motor design

Bibliografická citace:

TRUBÁK, V. *Malý asynchronní motor zvláštního typu*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2018. 63 s. Vedoucí diplomové práce prof. Ing. Vítězslav Hájek, CSc..

Prohlášení

„Prohlašuji, že svou závěrečnou práci na téma Malý asynchronní motor zvláštního typu 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 závěrečné práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této závěrečné práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a 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 21. května 2018

.....
podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu diplomové práce Prof. Ing. Vítězslavu Hájkovi, CSc. a panu Ing. Martinu Machovi Ph.D. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce.

V Brně dne 21. května 2018

.....
podpis autora

Obsah

1	Úvod	1
2	Magnetismus	2
2.1	Skinefekt a hloubka vniku	2
3	Asynchronní motory.....	6
3.1	Třífázové asynchronní stroje	6
3.1.1	Rotor s klecí nakrátko	6
3.1.2	Rotor se sběracími kroužky	7
3.1.3	Plný rotor	8
3.2	Jednofázové asynchronní stroje.....	9
3.3	Vlastnosti asynchronních strojů	10
3.3.1	Náhradní schéma	10
3.3.2	Rozběh motoru	12
3.3.3	Vliv vyšších harmonických.....	14
3.4	Točivé pole	16
4	Návrh	18
4.1	Hlavní parametry.....	18
4.2	Hlavní rozměry.....	18
4.3	Návrh statorových drážek a vinutí.....	22
4.4	Výpočet rozměrů statorové drážky	26
4.5	Vzduchová mezera	28
4.6	Určení rozměru rotoru	29
4.7	Magnetický obvod	30
4.8	Odpory a reaktance stroje.....	32
4.9	Ztráty a účinnost stroje	34
4.10	Výpočet zatěžovacích charakteristik.....	37
5	Výpočet motoru 1	41
5.1	Optimalizace výpočtu.....	43
6	Závěr	47
	Literatura	48
	Seznam symbolů, veličin a zkratek.....	49
	Seznam příloh.....	54

Seznam obrázků

Obrázek 1: Závislost elektromagnetické vlnové délky na intenzitě magnetického pole při $f = 50 \text{ Hz}$ a $\gamma = 5 \text{ MSm}^{-1}$ [3].....	4
Obrázek 2: Jednoduchá klec nakrátko s vodiči kruhového průřezu [4]	6
Obrázek 3: Příklad tvaru používaných vodičů ve vírových klecích [4]	7
Obrázek 4: Příklad rotoru s dvojitou klecí [4]	7
Obrázek 5: Průřez rotorů a) plný rotor, b) plný rotor s axiálními drážkami, c) plný rotor s povrchovou vrstvou [5]	9
Obrázek 6: Zapojení pomocného vinutí W s přidanou indukčností, odporem nebo kapacitou [4]	10
Obrázek 7:: Náhradní schéma asynchronního motoru s plným rotorem [3]	12
Obrázek 8: Asynchronní momenty vzniklé působením 1., 5. a 7. harmonického magnetického pole [4].....	15
Obrázek 9: Působení synchronního momentu na rotor a) v kladném směru, b) v záporném směru [4].....	16
Obrázek 10: Průběh harmonického třífázového proudu.....	17
Obrázek 11: Magnetické pole v třífázovém stroji pro čas $t = 0$, $t = T/4$ a $t = T/3$ [4].....	17
Obrázek 12: Hodnoty činitele k_E [6].....	19
Obrázek 13: Lineární hustota proudu a magnetické indukce ve vzduchové mezeře pro asynchronní motory s krytím IP 44 a s osovou výškou $h \leq 132 \text{ mm}$ [6].....	21
Obrázek 14: Dovolený štíhlostní poměr asynchronních motorů s krytím IP 23 [6].....	22
Obrázek 15: Optimální drážkové rozteče asynchronních motorů se sypaným vinutím [6]	23
Obrázek 16: Součin $A \cdot \sigma$ (v obrázku: $\sigma \equiv J$) v závislosti na velikosti stroje a počtu pólů, pro stroje s IP 44 [6]	25
Obrázek 17: Rozměry drážky: a) typu L [6], b) zadaná drážka [7].....	26
Obrázek 18: Určení vzduchové mezery [6]	29
Obrázek 19: Rozložení magnetické indukce v motoru s plným rotorem při $f = 50 \text{ Hz}$ a $n = 2600 \text{ min}^{-1}$ [8].....	31
Obrázek 20: Závislost magnetické indukce a magnetické permeability na magnetické intenzitě [3].....	38
Obrázek 21: Náhradní schéma s vypočtenými parametry	39
Obrázek 22: Náhradní schéma s hodnotami optimalizovaného výpočtu.....	44

Seznam tabulek

Tabulka 1: Doporučený poměr K_D pro asynchronní motory řady 4A [6]:	19
Tabulka 2: Dovolené hodnoty B [T] v částech magnetického obvodu [6]:	27
Tabulka 3: Činitel plnění železa [6]:	27
Tabulka 4: Přídavky na skládání plechů pro různé osové výšky stroje [6]:	28
Tabulka 5: Činitel k_h v závislosti na osové výšce stroje [6]:	29
Tabulka 6: Činitel vinutí v čele vsypávaného vinutí [6]:	33
Tabulka 7: Srovnání hodnot vzorku 2 se vzorkem 1	42
Tabulka 8: Srovnání hodnot původního výpočtu, optimalizovaného výpočtu a měření	43

1 ÚVOD

Asynchronní stroje jsou nejrozšířenější točivé elektrické stroje, sloužící k elektromechanické přeměně energie. Nejčastěji se využívají jako asynchronní motory.

Výkony těchto strojů se zpravidla pohybují v rozmezích od jednotek wattů, do tisíců kilowatt. Otáčky těchto strojů bývají nejčastěji v mezích 500 až 3000 za minutu, ale při zvláštních aplikacích mohou otáčky dosahovat až řádu stovek tisíc za minutu. [4]

Rozvoj výkonových měničů v posledních letech umožňuje napájení při libovolné frekvenci. Nabízí se tedy přezkoumání některých typů motorů, u kterých by tato změna mohla hrát velkou roli na možnost jejich užití. Například asynchronní motory s plným rotorem vynikají svou mechanickou odolností a potenciálně je tedy možné je použít v aplikacích, kde jsou potřeba velmi vysoké otáčky.

V této práci bude rozebrán výpočet takového motoru s malým výkonem. Návrh bude proveden v souladu s výrobními postupy a nástroji firmy ATAS spol. s.r.o., aby bylo možné tento motor následně vyrobit.

2 MAGNETISMUS

2.1 Skinefekt a hloubka vniku

Zanedbáme-li posuvné proudy při průchodu elektromagnetického pole vodivým prostředím, můžeme děj považovat za kvazistacionární. Potom lze vlnu elektromagnetické energie ve vodivém prostředí popsat Maxwellovými rovnicemi:

$$\begin{aligned} \operatorname{rot} \mathbf{H} &= \gamma \cdot \mathbf{E} \\ \operatorname{rot} \mathbf{E} &= -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} = -\mu \cdot \frac{\partial \mathbf{H}}{\partial t} \end{aligned} \quad (2.1-1)$$

Kde: \mathbf{H} je intenzita magnetického pole [$\text{A}\cdot\text{m}^{-1}$]
 \mathbf{E} je intenzita elektrického pole [$\text{V}\cdot\text{m}^{-1}$]
 γ je měrná elektrická vodivost [$\text{S}\cdot\text{m}^{-1}$]
 μ je magnetická permeabilita [$\text{H}\cdot\text{m}^{-1}$]

Předpokládáme-li harmonickou cyklickou změnu \mathbf{E} a \mathbf{H} s frekvencí ω , pak řešením rovnic 2.1-1 pro vlnění postupující v ose z kolmo do vodivého prostředí se stálými parametry γ a μ , jsou vztahy:

$$\begin{aligned} \mathbf{H}_m &= \mathbf{H}_{me} \cdot e^{-\kappa z} \\ \mathbf{E}_m &= \mathbf{Z} \cdot \mathbf{E}_{me} \cdot e^{-\kappa z} \end{aligned} \quad (2.1-2)$$

Kde: \mathbf{H}_{me} označuje amplitudu magnetické intenzity na povrchu vodivého prostředí [$\text{A}\cdot\text{m}^{-1}$]
 \mathbf{E}_{me} označuje amplitudu elektrické intenzity na povrchu vodivého prostředí [$\text{V}\cdot\text{m}^{-1}$]
 κ je činitel šíření [-]
 \mathbf{Z} je vlnová impedance prostředí [Ω].

Pro činitel šíření a vlnovou impedanci platí:

$$\begin{aligned} \kappa &= \beta + j\alpha = k + jk = k \cdot (1 + j) \\ k &= \sqrt{\frac{\omega \cdot \gamma \cdot \mu}{2}} \\ \mathbf{Z} &= \frac{\kappa}{\gamma} = \frac{k \cdot (1 + j)}{\gamma} = (1 + j) \cdot \frac{\sqrt{\frac{\omega \cdot \gamma \cdot \mu}{2}}}{\gamma} = (1 + j) \cdot \sqrt{\frac{\omega \cdot \mu}{2 \cdot \gamma}} = \sqrt{\frac{\omega \cdot \mu}{\gamma}} \cdot e^{j \cdot \frac{\pi}{4}} \end{aligned} \quad (2.1-3)$$

Činitel šíření κ představuje konstantu šíření harmonické vlny ve vodivém prostředí. Je složen z činitele tlumení $\beta = k$ a úhlového (fázového) činitele $\alpha = k$.

Je-li intenzita elektrického pole \mathbf{E} ve směru osy x a intenzita magnetického pole ve směru osy y, pak Poyntingův vektor, vyjadřující šíření elektromagnetické energie v prostoru, bude postupovat ve směru osy z a bude pro něj platit:

$$\mathbf{S} = \mathbf{E} \times \mathbf{H} \quad (2.1-4)$$

Podle vztahů 2.1-2 klesá amplituda intenzity magnetické i elektrické indukce exponenciálně při postupu do látky. Fáze obou vlnění se také opožďuje vůči vlnění na povrchu. Platí také, že fáze \mathbf{E} předbíhá \mathbf{H} o úhel $\pi/4$.

Vlnová délka elektromagnetického vlnění v prostředí vyplývá z úhlové konstanty α , která určuje úhlovou rychlost:

$$\lambda = \frac{v_f}{f} = \frac{\omega}{\alpha \cdot f} = \frac{2 \cdot \pi}{k} \quad (2.1-5)$$

Z rovnic 2.1-2 tedy vyplývá, že poměr amplitudy elektromagnetického pole v hloubce $z = \lambda = \frac{2 \cdot \pi}{k}$ vůči amplitudám na povrchu je:

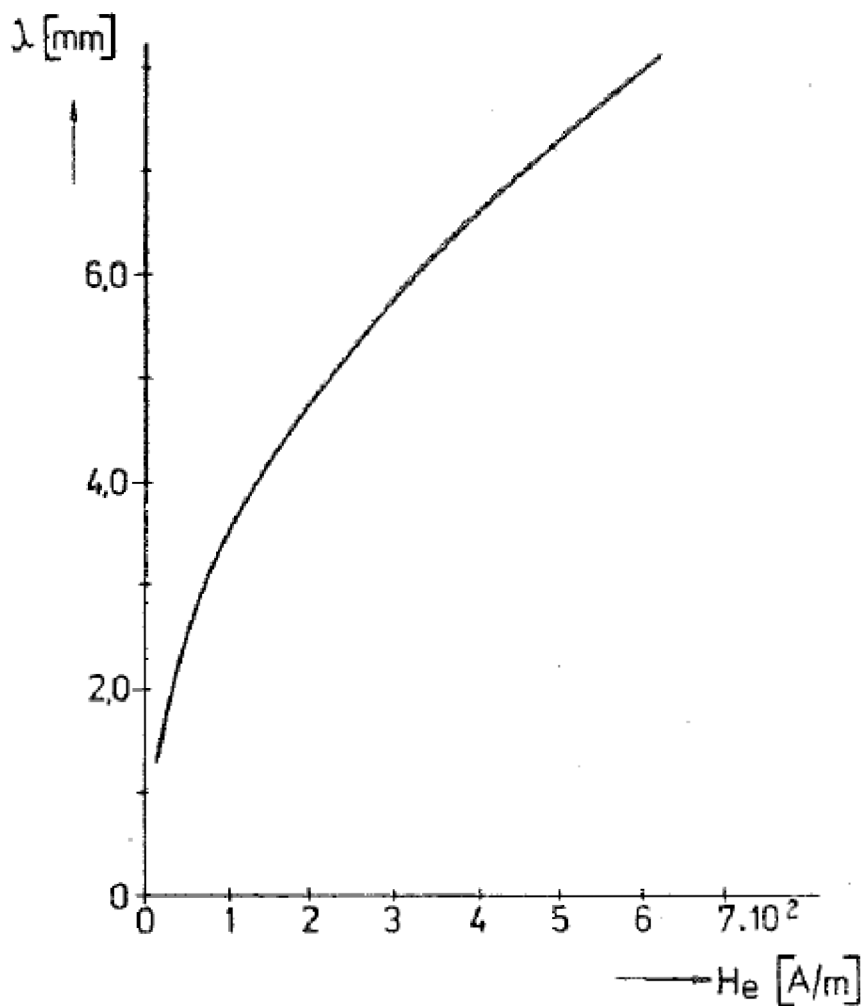
$$\frac{H_m}{H_{me}} = \frac{E_m}{E_{me}} = e^{-2 \cdot \pi} = 1,87 \cdot 10^{-3} \quad (2.1-6)$$

Elektromagnetická vlna v této hloubce téměř úplně zaniká.

Kombinací vzorců 2.1-2, 3 a 4 dostaneme vztah pro střední velikost Poyntingova vektoru:

$$\mathbf{S}_{med} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T \mathbf{S} \cdot dt = \sqrt{\frac{\omega \cdot \mu}{\gamma}} \cdot \frac{H_{me}^2}{2} \cdot e^{-2 \cdot k \cdot z} \cdot e^{j \cdot \frac{\pi}{4}} \quad (2.1-7)$$

V tomto případě bude do vzdálenosti $\lambda/2$ od povrchu pohlceno 99,813 % celkové energie elektromagnetického vlnění.



Obrázek 1: Závislost elektromagnetické vlnové délky na intenzitě magnetického pole při $f = 50 \text{ Hz}$ a $\gamma = 5 \text{ MSm}^{-1}$ [3]

Výsledky řešení rovnic 2.1-2 pro rovinnou vlnu lze použít také u rovných vodičů nebo úseků magnetického obvodu.

Pro vodič dostaneme vztahy pro velikost H a E na povrchu:

$$\begin{aligned} H_{tm} &= H_{me} \\ E_{tm} &= (1 + j) \cdot \sqrt{\frac{\omega \cdot \mu}{2 \cdot \gamma}} \cdot H_{me} \end{aligned} \quad (2.1-8)$$

Pro odpor vodiče bude platit:

$$Z = R + j \cdot X = \frac{l}{u} \cdot \frac{E_{tm}}{H_{tm}} = (1 + j) \cdot \frac{l}{u} \cdot \sqrt{\frac{\omega \cdot \mu}{2 \cdot \gamma}} \quad (2.1-9)$$

$$R = X = \frac{l}{u} \cdot \sqrt{\frac{\omega \cdot \mu}{2 \cdot \gamma}} \quad (2.1-10)$$

Kde: l je délka [m]
 u je obvod vodiče [m]

Hloubka vniku je definována jako vzdálenost, za kterou se vlna utlumí v poměru e^{-1} . Označíme-li si hloubku vniku a , pak platí:

$$e^{-1} = e^{-\beta \cdot a}$$
$$a = \frac{1}{\beta} = \frac{1}{k} = \sqrt{\frac{2}{\omega \cdot \gamma \cdot \mu}} \quad (2.1-11)$$

K silnému povrchovému jevu dochází ve vodičích, u kterých je obvod u značně větší než hloubka vniku a a nejmenší rozměr je větší než hodnota $2 \cdot a$.

3 ASYNCHRONNÍ MOTORY

3.1 Třífázové asynchronní stroje

Zpravidla se tento stroj skládá ze statoru, tvořeného slisovanými statorovými plechy a hladkého rotoru.

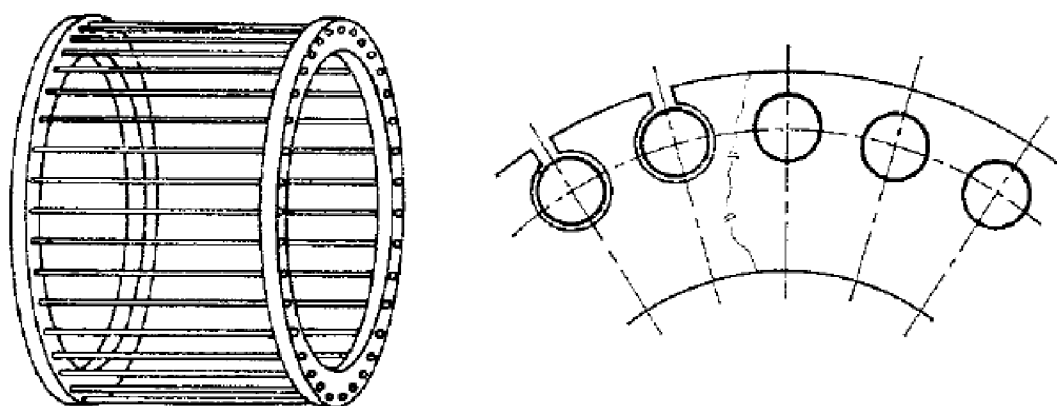
Vinutí uložené ve statoru třífázového stroje je nejčastěji dvouvrstvé se zkráceným krokem nebo jednovrstvé uložené v otevřených nebo polozavřených drážkách. Vinutí je buď připojené přímo na síť, nebo v poslední době připojeno k měnič, který dovoluje měnit kmitočet a napětí napájení a umožňuje tak provoz motoru při optimálních podmínkách.

Magnetický obvod stroje se skládá z feromagnetika statoru, feromagnetika rotoru a vzduchové mezery, která je, při použití hladkého rotoru, rovnoměrná a její velikost se pohybuje v závislosti na výkonu stroje mezi zlomky až jednotkami milimetru. [4]

3.1.1 Rotor s klecí nakrátko

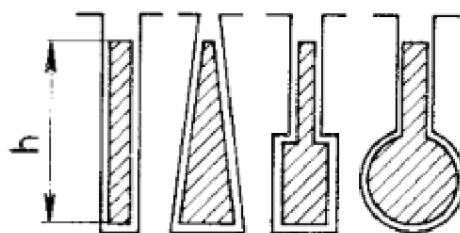
Tento rotor je tvořen slisovanými, vzájemně izolovanými, rotorovými plechy upevněnými na hřídeli. V plechu jsou vystřižené otvory, do kterých se následně vkládá vinutí ve formě hliníkových nebo měděných tyčí, které jsou na konci spojené kruhy nakrátko.

Tato klec může být provedena v několika modifikacích. Nejčastější jen jednoduchá klec, tvořená jen jednou sadou vodičů stejného průřezu, která je znázorněna na následujícím obrázku:



Obrázek 2: Jednoduchá klec nakrátko s vodiči kruhového průřezu [4]

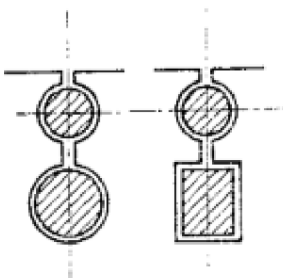
Vodiče však nemusí být jen kruhového průřezu. Vírové klece používají relativně úzké a vysoké vodiče, nebo i složitějších tvarů, které jsou znázorněny na následujícím obrázku:



Obrázek 3: Příklad tvaru používaných vodičů ve vírových klecích [4]

Při rozběhu stroje se kmitočet rotoru blíží ke kmitočtu sítě, magnetický tok má kvůli vysoké frekvenci nižší hloubku vniku a některé siločáry magnetického pole se tak budou uzavírat přes plochu drážky s vodičem, vlivem toho se budou ve vodiči indukovat vířivé proudy. Tyto proudy se sečtou s rotorovým proudem a změní rozdělení proudové hustoty ve vodiči a tím i zvýšení odporu klece. Vliv odporu na rozběh stroje bude rozveden v kap. 3.3.2.

Ze stejného důvodu jako vírové klece se používají i dvojitě klece:



Obrázek 4: Příklad rotoru s dvojitou klecí [4]

Vnější klec je tvořena z materiálu, který má vyšší měrný odpor a vnitřní klec je tvořena ze standartního materiálu klece, tedy hliníkem nebo mědí.

Princip fungování je podobný jako u vírové klece: při rozběhu se siločáry budou více uzavírat přes vnější klec s vyšším odporem. Po dosažení optimálních otáček a nízké rotorové frekvence se siločáry magnetického pole začnou uzavírat přes obě klece a proud se v nich rozdělí v závislosti na jejich odporu. Většina proudu bude tedy protékat vnitřní klecí. [4]

3.1.2 Rotor se sběracími kroužky

U tohoto typu rotoru je vinutí tvořené navinutými cívkami podobně jako vinutí statorové. Konstrukce těchto cívek se od statoru liší v rozdílném zapojení začátků fází a způsobem bandážování, které je uzpůsobeno pro velké odstředivé síly.

Začátky fázových vinutí na statoru se volí co nejbližší k sobě, kvůli kompaktnosti vývodů. U rotorových vinutí jsou naopak rovnoměrně rozmístěny, kvůli souměrnému rozložení hmotnosti na rotoru.

U strojů o větších rozměrech se zmenšuje i počet závitů cívek na statoru, tím pádem se musí snížit i počet závitů na rotoru, kvůli zajištění spolehlivé izolace kroužků při spouštění. Následkem toho, se u strojů středních a větších výkonů nahrazuje cívkové vinutí vinutím tyčovým, které má v drážce dva vodiče. [6]

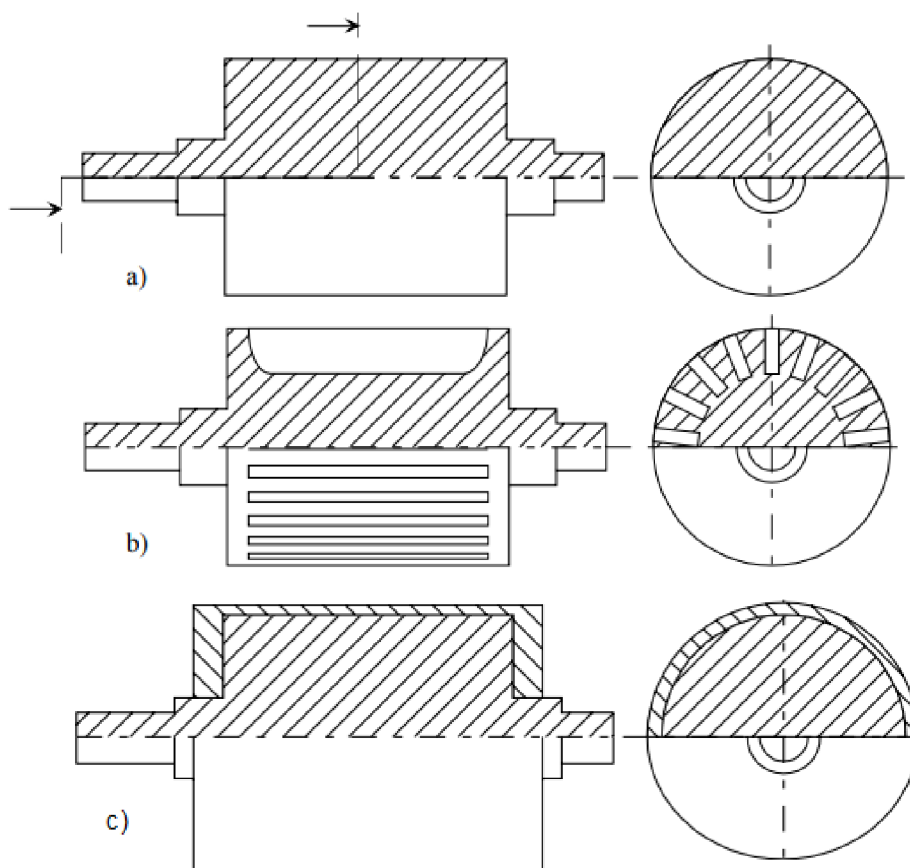
3.1.3 Plný rotor

Plný rotor je tvořen pouze ocelovým masivem připevněným na hřídeli. Jedná se o jednoduchou a levnou konstrukci rotoru, která se používá zejména ve speciálních případech, kdy je potřeba stroj provozovat při vysokých otáčkách. Proudění v těchto rotorech jsou tvořeny vířivými proudy a jsou tedy koncentrovány pouze na povrchu rotoru.[4]

Mezi hlavní výhody těchto rotorů patří výše zmíněná nízká cena a jednoduchá konstrukce, což má za následek i velmi nízkou poruchovost rotoru a tedy vysokou spolehlivost stroje. Ocelový masiv vyniká svojí mechanickou, chemickou i tepelnou odolností, je tedy možné takovýto stroj použít při vysokých otáčkách a v nepříznivých podmínkách. Pokud na rotoru nejsou provedeny žádné úpravy, je dosažena i nízká hladina hluku a vibrací.

Nevýhody jsou elektrického rázu, převážně způsobené vysokou impedancí rotoru, která způsobuje nízký moment stroje a tím pádem i malý výkon pro běžné hodnoty otáček. Účinník a účinnost stroje jsou u těchto strojů horší než u asynchronních strojů s jiným typem rotoru.

Pro zlepšení elektrických vlastností lze plný rotor upravit několika způsoby. Jednou možností je vyfrézování axiálních drážek do rotoru, čímž dojde ke zlepšení průniku magnetického toku do rotoru. Mezi další možnosti patří použitím povrchové vrstvy o vysoké vodivosti, čímž se impedance rotoru sníží. Obě možnosti ovšem zvýší složitost a cenu výroby a zhorší celkovou odolnost rotoru. [5]



Obrázek 5: Průřez rotorů a) plný rotor, b) plný rotor s axiálními drážkami, c) plný rotor s povrchovou vrstvou [5]

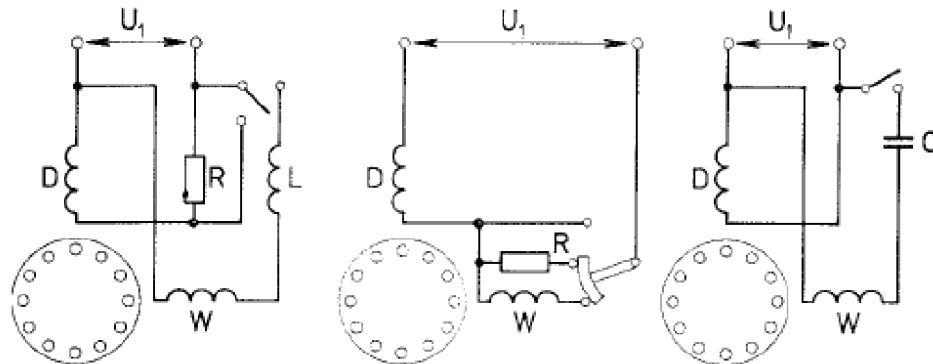
3.2 Jednofázové asynchronní stroje

Tyto asynchronní motory mají zpravidla jednofázové satorové vinutí uloženo ve 2/3 drážek pro každý pól a rotor s klecovým vinutím.

Takové zapojení vytvoří pulsující pole, které u stojícího motoru indukuje protichůdné pulsující pole. Vzájemné působení těchto protichůdných polí však nevyvolá mechanický moment a motor se tak sám nerozběhne. Jestliže však motor vnější silou roztočíme, bude pohyb ovlivňovat výsledné pole rotoru, které tak nebude se satorovým polem svírat úhel přesně 180° a vytvoří se tak točivý moment ve směru vyvolané rotace.

Aby bylo zaručeno, že se motor rozběhne bez použití vnější síly a v požadovaném směru je v jeho konstrukci použito pomocné vinutí, jehož osa je proti ose hlavního vinutí posunuta o 90° elektrických. Proudů v pomocném vinutí jsou vůči hlavnímu fázově posunuty pomocí přidaného odporu, indukčnosti nebo

kapacity. Následkem je vytvoření točivého pole, zpravidla eliptického tvaru, které umožní rozběh motoru.



Obrázek 6: Zapojení pomocného vinutí W s přidáním indukčnosti, odporem nebo kapacitou [4]

Jednofázové asynchronní motory se nejvíce používají v domácnostech, kde není potřeba motorů velkých výkonů a kde není běžný přístup k třífázové síti. [4]

3.3 Vlastnosti asynchronních strojů

3.3.1 Náhradní schéma

Pro výpočet některých parametrů asynchronního stroje v jednotlivých stavech se používá náhradní schéma, které umožňuje převést vlastnosti stroje do analyzovatelné formy.

Předpokládáme-li sinusové rozložení magnetické indukce podél pólové rozteče, tedy $\alpha_\delta = 2/\pi$, pak pro přepočtený odpor plného rotoru platí vztah:

$$R'_2 = \frac{2 \cdot m \cdot \Lambda \cdot (N_1 \cdot k_{v1})^2}{p \cdot a \cdot \gamma} \quad (3.3.1-1)$$

Dosadíme-li za hloubku vniku vzorec 2.2-11 dostaneme výraz:

$$R'_2 = \frac{2 \cdot m \cdot \Lambda \cdot (N_1 \cdot k_{v1})^2}{p \cdot \gamma} \cdot \sqrt{\omega_2 \cdot \mu_e \cdot \gamma} = \frac{5 \cdot m \cdot \Lambda \cdot (N_1 \cdot k_{v1})^2}{p} \cdot \sqrt{\frac{\mu \cdot f_1 \cdot s}{\gamma}} \quad (3.3.1-2)$$

Z výzkumu Nejmana vyplývá, že poměr odporu a reaktance železného vodiče v silném magnetickém poli je:

$$\frac{X(\mu \neq konst)}{R(\mu \neq konst)} = 0,6 \quad (3.3.1-3)$$

Pak pro reaktanci platí:

$$X'_2 = 0,6. R'_2 = \frac{3.m.\Lambda.(N_1.k_{v1})^2}{p} \cdot \sqrt{\frac{\mu.f_1.s}{\gamma}} \quad (3.3.1-4)$$

Přepočtená ekvivalentní impedance plného rotoru na stator je:

$$Z_2'' = (5 + j.3) \cdot \frac{m.\Lambda.(N_1.k_{v1})^2}{p} \cdot \sqrt{\frac{\mu.f_1.s}{\gamma}} \quad (3.3.1-5)$$

Tento vztah však platí za předpokladu, kdy aktivní délka rotoru je o mnoho větší než pólová rozteč. Pokud to však neplatí, je potřeba k impedanci přičíst odpor konců válce. Při výpočtech se tento problém řeší pomocí činitele koncového jevu ξ , pro který se často používá vztah od W. J. Gibbse:

$$\xi = 1 + \frac{2}{\pi.\Lambda} \quad (3.3.1-6)$$

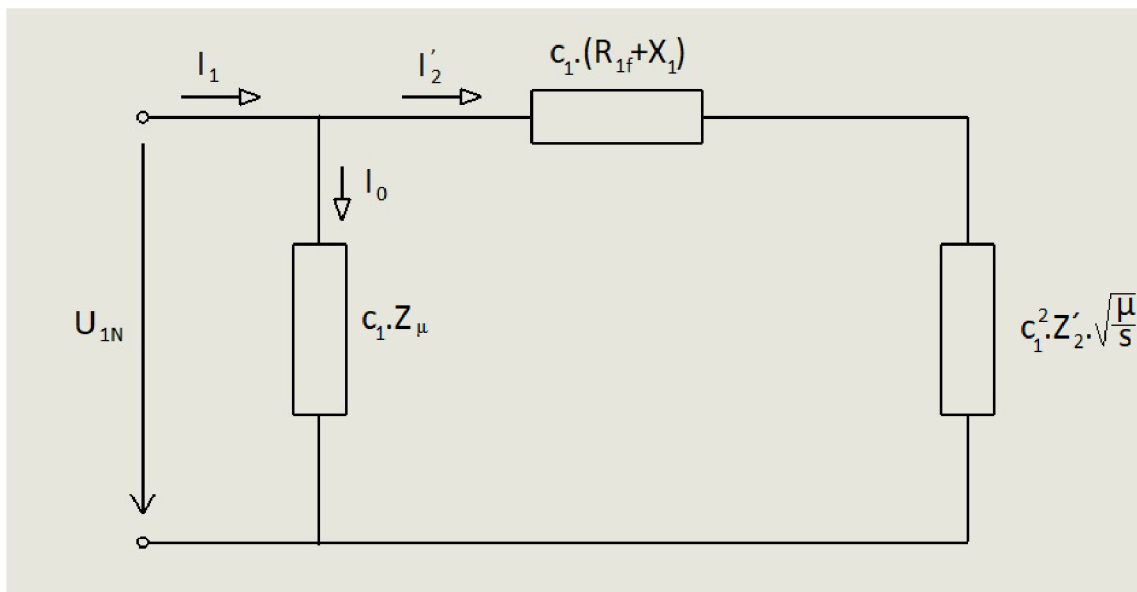
Podle tohoto vzorce nabývá činitel ξ , středních hodnot mezi situací, kdy má rotor dlouhé přesahy a kdy je rotor bez čelních přesahů.

Výsledná impedance plného rotoru tedy je:

$$Z_2' = (5 + j.3) \cdot \frac{m.\Lambda.\xi.(N_1.k_{v1})^2}{p} \cdot \sqrt{\frac{\mu.f_1.s}{\gamma}} \quad (3.3.1-7)$$

Ze vzorce 3.3.1-7 vyplývá, že jak odpor, tak i reaktance plného rotoru se mění se skluzem úměrně \sqrt{s} .

Při výpočtu parametrů asynchronního motoru s plným rotorem je možno vycházet z náhradního schématu ve formě Γ článku:



Obrázek 7: Náhradní schéma asynchronního motoru s plným rotorem [3]

Kde: Z_μ představuje impedanci příčné větve motoru a určuje proud naprázdno, který bude motor odebírat

$(R_{1f} + jX_1)$ představuje impedanci statoru složené z odporu statorového vinutí a rozptylové reaktance vinutí

Z_2' je impedance plného rotoru přepočtená na fázi statoru

3.3.2 Rozběh motoru

Rozběh motoru je definován jako časový úsek, ve kterém se otáčky postupně zvyšují, dokud nedosáhnou hodnoty pracovních otáček. Během tohoto přechodného děje prochází motorem záběrný proud, pro který platí:

$$I_{1z} = \frac{U_1}{Z_z} \quad (3.3.2-1)$$

Kde: I_{1z} je záběrný proud [A]

U_1 je napájecí napětí [V]

Z_z je impedance motoru při záběru [Ω]

Když je motor v klidu ($s = 1$) a je připojen na síť, tak podle náhradního schématu platí, že impedance motoru je v tomto okamžiku nejnižší a záběrný proud může, u motorů s kotvou nakrátko, dosahovat až osminásobku jmenovitého proudu. Což zejména při častém spouštění může mít negativní vliv na oteplení motoru a následkem toho degradaci izolace.

Z rovnice 3.3.2-1 vychází, že pro snížení záběrného proudu musí být buď sníženo napájecí napětí U_1 , nebo zvětšena impedance Z_z .

Je potřeba také brát ohled na záběrný moment, protože ten určuje jak délku rozběhu a, pokud je motor při rozběhu zatížen, tak i podmínku jestli je motor schopen se roztočit. Momentová rovnice má tvar:

$$M + J \cdot \frac{d\omega_z}{dt} + M_p + M_0 = 0 \quad (3.3.2-2)$$

Kde: M je moment motoru [Nm]

J je moment setrvačnosti [kg.m²]

ω_z je úhlová rychlost motoru [rad.s⁻¹]

M_p je zátěžný moment [Nm]

M_0 je moment mechanických a přídatných ztrát [Nm]

Sloučíme-li zátěžný moment s momentem mechanických a přídatných ztrát, můžeme rovnici 3.3.2-2 upravit do tvaru:

$$M_a = M - M'_p = -J \cdot \frac{d\omega_z}{dt} \quad (3.3.2-3)$$

Kde: M_a je zrychlující moment [Nm]

M'_p je součet M_p a M_0 [Nm]

Z náhradního schématu asynchronního motoru vyplývá vztah pro moment:

$$M_z = \frac{m_1 \cdot U_1^2 \cdot \frac{R_2}{s}}{\omega_1 \cdot \left[\left(R_1 + \frac{R_2}{s} \right)^2 + X_{1\sigma}^2 \right]} \quad (3.3.2-4)$$

Moment lze podle rovnice 3.3.2-4 měnit:

- Změnou napájecího napětí U_1 , moment se bude měnit se čtvercem napětí
- Změnou reaktance motoru
- Zvětšením odporu rotoru

[4]

3.3.3 Vliv vyšších harmonických

Vyšší harmonické magnetického toku vznikají z několika příčin:

- Nesinusové rozložení vinutí v prostoru a nesinusový průběh proudu ve vinutí
- Drážkování statoru nebo rotoru, které zapříčiní nekonstantní magnetickou vodivost mezery
- Nerovnoměrné sycení, některých částí magnetického obvodu

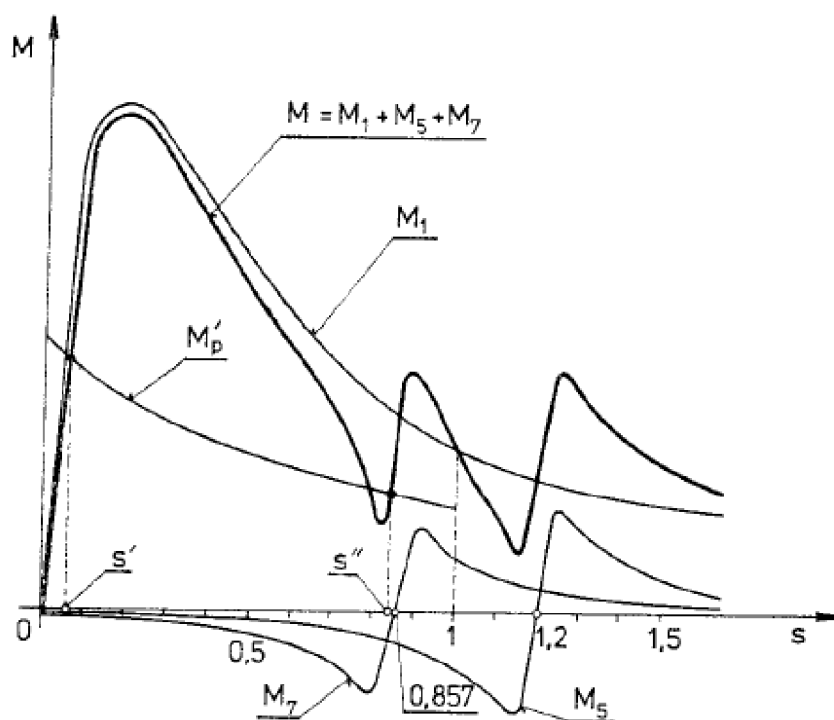
Největší vliv na činnost stroje mají první dvě příčiny.

Vyvolané vyšší harmonické pole statoru a rotoru na sebe vzájemně působí a vytváří tak, kladné i záporné točivé momenty, které mohou výrazně ovlivnit práci stroje. Tyto momenty jsou rozdělené na:

- Asynchronní
- Synchronní
- Vibrační

Asynchronní momenty způsobené vyššími harmonickými vzniká stejným způsobem jako moment vzniklý působením první harmonické. Pokud se rotor otáčí stejným směrem jako magnetické pole avšak pomaleji, bude vzniklý moment působit ve směru otáčení; bude-li se rotor otáčet rychleji, bude vzniklý moment působit proti směru a bude tak stroj brzdit. Velikost momentu závisí na tom, jak moc je daná harmonická vlna vyjádřena. Prakticky se tedy berou v potaz pouze momenty vyvolané 1., 5. protiběžným a 7. souběžným harmonickým polem.

Synchronní rychlost prvního harmonického pole nastává při $s = 0$, pro 5. harmonickou se jedná o otáčky při $s = 1 + 1/5 = 1,2$ a pro 7. harmonickou při $s = 1 - 1/7 = 0,857$. Výsledný moment je součtem všech dílčích momentů:

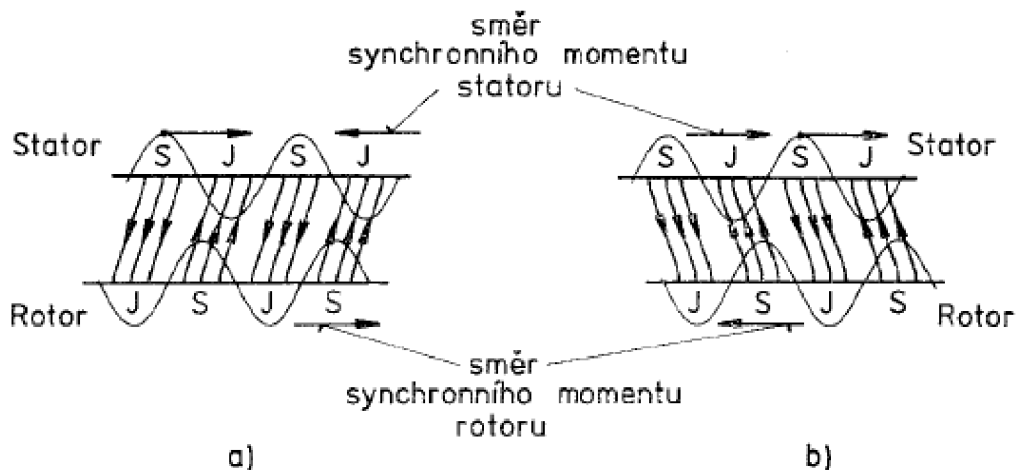


Obrázek 8: Asynchronní momenty vzniklé působením 1., 5. a 7. harmonického magnetického pole [4]

V některých případech tak asynchronní motor nedosáhne pracovních otáček a pracovní bod se ustálí při skluzu s'' ,

Synchronní momenty vznikají působením vyšších harmonických, které vznikají kvůli drážkám statoru a rotoru. Při určitých otáčkách může dojít k situaci, kdy některé statorové zubové harmonické se budou otáčet stejnou rychlostí jako některé rotorové zubové vyšší harmonické pole. Vzájemné působení těchto polí vytvoří točivé momenty, které ovlivní chod motoru.

Pokud je statorové pole fázově posunuto před rotorovým, dochází k pohánění rotoru, pokud je posunuto za rotorovým tak jej brzdí.



Obrázek 9: Působení synchronního momentu na rotor a) v kladném směru, b) v záporném směru [4]

Synchronní momenty vyšších harmonických však působí jen při určitých otáčkách, při kterých dochází k synchronismu.

Vibrační momenty jsou synchronní momenty vzniklé vyššími harmonickými poli, které se projevují v celém rozsahu otáček motoru. Tyto momenty periodicky mění směr působení. V první půlperiodě působí jedním směrem, v druhé půlperiodě opačným. Vyvolávají chvění zvláště rotoru, které se nejvíce projeví při rezonanci. [4]

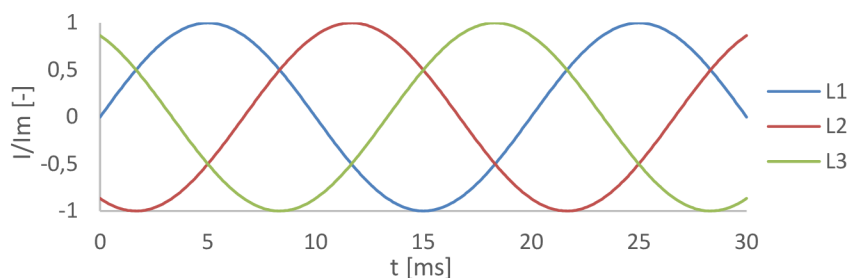
3.4 Točivé pole

Bude-li ve statoru dvou pólového motoru uloženo třífázové vinutí, na kterém bude harmonický průběh napětí, bude v magnetickém obvodu stroje vznikat magnetomotorické napětí. Orientace tohoto napětí bude závislá na směru a velikosti protékajícího proudu v daném okamžiku.

Předpokládáme-li harmonický průběh třífázové sítě, budou velikosti proudu v každém okamžiku odpovídat vztahům:

$$\begin{aligned}
 I_{L1} &= I_m \cdot \sin(\omega \cdot t) \\
 I_{L2} &= I_m \cdot \sin(\omega \cdot t + \frac{\pi}{3}) \\
 I_{L3} &= I_m \cdot \sin(\omega \cdot t - \frac{\pi}{3})
 \end{aligned}
 \tag{3.4-1}$$

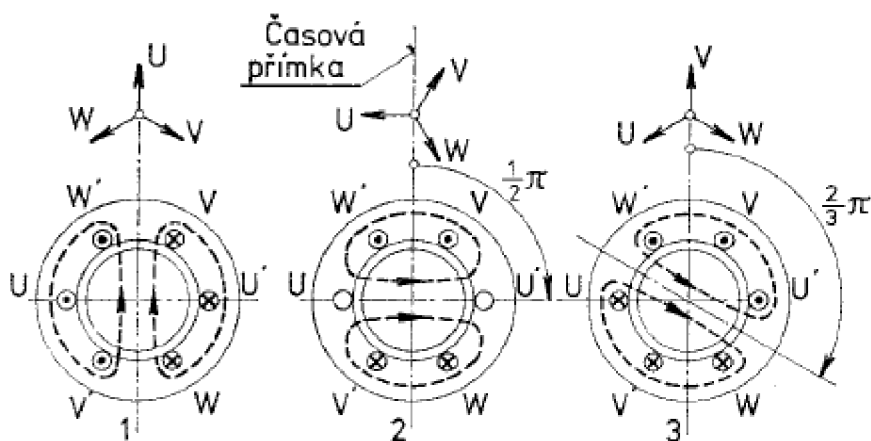
Graficky: při $f = 50 \text{ Hz}$



Obrázek 10: Průběh harmonického třífázového proudu

Znázorníme-li si tyto proudy jako vektory vzájemně posunuté o 120° a sečteme-li tyto vektory podle uložení ve statorových drážkách, dostaneme jeden výsledný vektor, který rotuje v čase.

Lze dokázat, že výsledný vektor rotuje s frekvencí sítě a má konstantní velikost. Analogicky lze znázornit i vektor magnetického pole, pro který platí stejné pravidla, ale je oproti vektoru proudu posunutý o $\pi/2$:



Obrázek 11: Magnetické pole v třífázovém stroji pro čas $t = 0$, $t = T/4$ a $t = T/3$ [4]

Na obrázku 11 je znázorněno magnetické pole ve stroji ve třech různých okamžicích:

1. $t = 0$: proud fází U je maximální
2. $t = T/4$: proud fází U je nulový
3. $t = T/3$: proud fází V je maximální

Výsledkem je točivé magnetické pole uvnitř stroje.

4 NÁVRH

Při návrhu se bude postupovat podle postupu, který je popsán v knize Stavba elektrických strojů od Igora Petroviče Kopylova a kolektivu [6]. Postup bude pro asynchronní motor řady 4A pro motory s výkonem 0,06 – 400 kW.

4.1 Hlavní parametry

Asynchronní motor bude, s přihlédnutím k výsledkům diplomové práce [7] a Bakalářské práci [8] mít hlavní parametry:

Výkon:	$P_2 = 60 \text{ W}$
Napájecí napětí:	$U_1 = 400 \text{ V}$
Napájecí frekvence:	$f_1 = 50 \text{ Hz}$
Účinník:	$\cos \varphi = 0,5$
Účinnost:	$\eta = 0,4$
Počet pólů:	$2p = 2$
Počet fází:	$m = 3$

Aby vypočtený motor mohl být firmou ATAS spol. s.r.o. sestrojen je potřeba převzít některé jeho rozměry z motorů, které společnost běžně vyrábí. Mezi tyto parametry patří především rozměry statorových plechů:

$$\begin{aligned} D &= 45 \text{ mm} \\ D_e &= 85 \text{ mm} \\ Q_1 &= 24 \end{aligned}$$

Kde: D je vnitřní průměr statoru [mm]
 D_e je vnější průměr statoru [mm]
 Q_1 je počet drážek [-].

4.2 Hlavní rozměry

Přestože jsou některé parametry již předem dané, stejně bude proveden jejich výpočet pro kontrolu jejich odchylky od standartu.

Vnější průměr statoru:

$$D_e = \frac{D}{K_D} = \frac{D}{K_{Dmin}} \text{ až } \frac{D}{K_{Dmax}} = \frac{0,045}{0,52} \text{ až } \frac{0,045}{0,57} = 0,0865 \text{ až } 0,0789 \text{ m} \quad (4.2-1)$$

Kde: K_D je poměr hodnota z tab. 1: $K_D = 0,52$ až $0,57$

Převzatá hodnota vnějšího průměru se tedy nachází v optimálních rozmezích.

Tabulka 1: Doporučený poměr K_D pro asynchronní motory řady 4A [6]:

$2p$	2	4	6	8	10 až 12
K_D	0,52 až 0,57	0,62 až 0,68	0,70 až 0,72	0,74 až 0,75	0,75 až 0,77

Pólová rozteč:

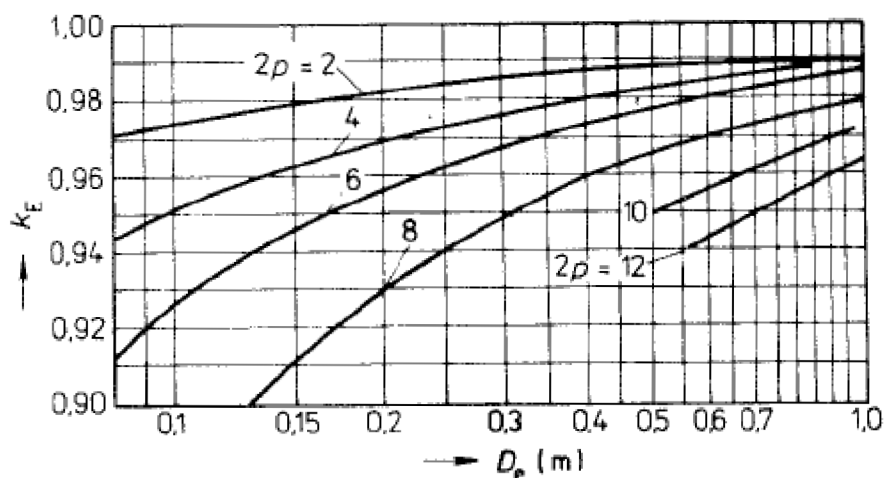
$$t_p = \frac{\pi \cdot D}{2p} = \frac{\pi \cdot 0,045}{2} = 0,0707 \text{ m} \quad (4.2-2)$$

Vnitřní výkon:

$$P_i = P_2 \cdot \frac{k_E}{\eta \cdot \cos \varphi} = 60 \cdot \frac{0,97}{0,4 \cdot 0,5} = 291 \text{ W} \quad (4.2-3)$$

Kde: P_2 je výkon motoru [W]

k_E je poměr indukovaného napětí vinutí statoru k jmenovitému napětí, a který je určen z obr. 12: $k_E = 0,97$.



Obrázek 12: Hodnoty činitele k_E [6]

Hodnoty činitele pólového krytí α_s a činitele tvaru pole k_B , které popisují zploštění křivky pole ve vzduchové mezeře, mohou být vypočteny až po výpočtu

magnetického obvodu. Předběžně tak předpokládáme pole sinusové a hodnoty se tedy volí:

$$\alpha_{\delta} = \frac{2}{\pi} \doteq 0,64 \qquad k_B = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \doteq 1,11 \qquad (4.2-4,5)$$

Synchronní úhlová rychlost motoru:

$$\omega_s = 2 \cdot \pi \cdot \frac{f_1}{p} = 2 \cdot \pi \cdot \frac{50}{1} = 314,1 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1} \qquad (4.2-6)$$

Ideální délka vzduchové mezery:

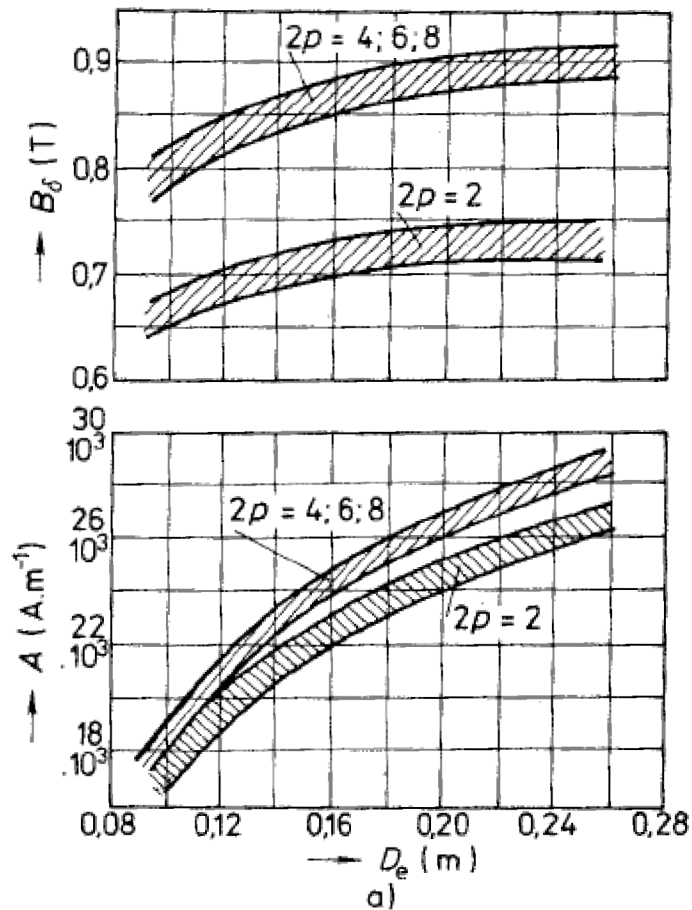
$$l'_i = \frac{P_i}{D^2 \cdot \omega_s \cdot k_B \cdot k_v \cdot A' \cdot B'_{\delta}} = \frac{291}{0,045^2 \cdot 314,1 \cdot 1,1 \cdot 11,096 \cdot 15000 \cdot 0,63} = 0,0454 \text{ m} \qquad (4.2-7)$$

Kde: k_v je činitel statorového vinutí, pro jednovrstvé vinutí se pohybuje v rozmezích 0,95 až 0,96; zvoleno: $k_v = 0,96$

A' je lineární hustota proudu z obr. 13: $A' = 15 \cdot 10^3 \text{ A} \cdot \text{m}^{-1}$

B'_{δ} je magnetická indukce ve vzduchové mezeře z obr. 13: $B'_{\delta} = 0,63 \text{ T}$

Po uvážení byla délka vzduchové mezery zvolena $l_i = 46 \text{ mm}$.



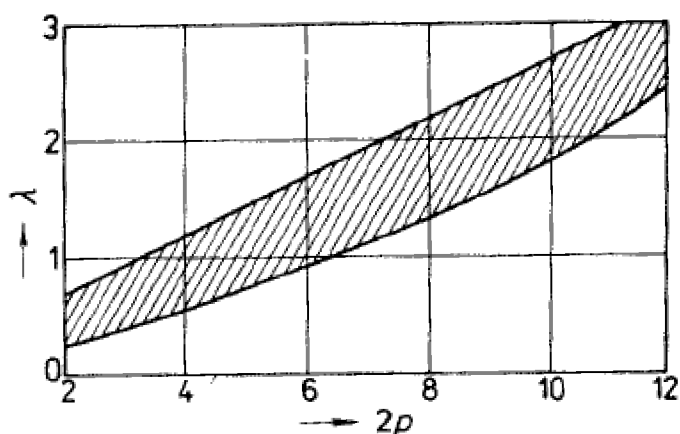
Obrázek 13: Lineární hustota proudu a magnetické indukce ve vzduchové mezeře pro asynchronní motory s krytím IP 44 a s osovou výškou $h \leq 132 \text{ mm}$ [6]

Jelikož bude rotor motoru tvořen jednodílným kusem železa bez axiálních drážek, tak pro aktivní délku železa platí: $l_{Fe1} = l_i$

Štíhlostní poměr motoru:

$$\Lambda = \frac{l_i}{t_p} = \frac{0,046}{0,0707} = 0,65 \quad (4.2-8)$$

Štíhlostní poměr leží v rozsahu určeném na obrázku 14.



Obrázek 14: Dovolенý štíhlostní poměr asynchronních motorů s krytím IP 23 [6]

4.3 Návrh satorových drážek a vinutí

Počet drážek:

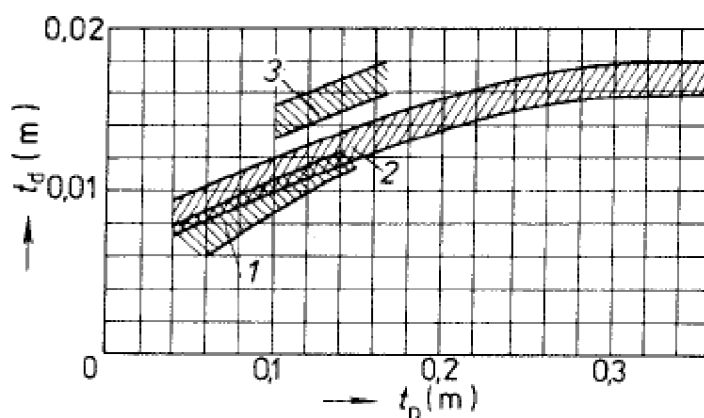
$$Q_{1min} \text{ až } Q_{1max} = \frac{\pi \cdot D}{t_{d1max}} \text{ až } \frac{\pi \cdot D}{t_{d1min}} = \frac{\pi \cdot 0,045}{0,009} \text{ až } \frac{\pi \cdot 0,045}{0,0066} = 15,71 \text{ až } 21,42 \quad (4.3-1)$$

Kde: t_{d1max} a t_{d1min} jsou drážkové rozteče satoru z obrázku 15: $t_{d1max} = 0,009$;
 $t_{d1min} = 0,0066$

Převzatý počet drážek ve satoru je tedy větší než doporučená hodnota a výsledná hodnota drážkové rozteče bude:

$$t_{d1} = \frac{\pi \cdot D}{Q_1} = \frac{\pi \cdot 0,045}{24} = 5,89 \cdot 10^{-3} \text{ m} \quad (4.3-2)$$

Tato hodnota je menší než 6 mm, které jsou doporučeny jako nejmenší délka drážkové rozteče. Může tak docházet k přesycování železa v zubech satorových plechů a tím docházet k vyšším ztrátám.



Obrázek 15: Optimální drážkové rozteče asynchronních motorů se sypaným vinutím [6]

Počet drážek na pól a fázi:

$$q = \frac{Q_1}{2p.m} = \frac{24}{2.3} = 4 \quad (4.3-3)$$

Jmenovitý proud vinutí statoru:

$$I_1 = \frac{P_2}{m.U_1.\eta.\cos\varphi} = \frac{60}{\sqrt{3}.400.0,4.0,5} = 0,433 \text{ A} \quad (4.3-4)$$

Počet efektivních vodičů v drážce:

$$V_d' = \frac{\pi.D.A}{I_1.Q_1} = \frac{\pi.0,045.15000}{0,433.24} = 204,1 \quad (4.3-5)$$

Počet vodičů v jedné drážce byl zaokrouhlen na $V_d = 204$.

Počet závitů ve fázi vinutí:

$$N_1 = \frac{V_d.Q_1}{2.m} = \frac{204.24}{2.3} = 816 \quad (4.3-6)$$

Vypočtena lineární hustota proudu:

$$A = \frac{2.m.N_1.I_1}{\pi.D} = \frac{2.3.816.0,433}{\pi.0,045} = 14996 \text{ Am}^{-1} \quad (4.3-7)$$

Dále se musí vypočíst činitel vinutí k_v , který byl v rovnici 4.2-7 zvolen. Tento činitel udává poměr mezi napětím indukovaném ve fázi vinutí motoru vůči napětí,

které by se indukovalo do vinutí se stejným počtem závitů, ale s plným krokem a kdyby bylo soustředěno do jedné cívky.

$$k_v = k_y \cdot k_r = 1,096 = 0,96 \quad (4.3-8)$$

Kde: k_y je činitel zkrácení kroku, který popisuje zmenšení indukovaného napětí vlivem zkrácení kroku; pro jednovrstvé vinutí s plným krokem platí: $k_y = 1$
 k_r je činitel rozlohy, který popisuje zmenšení indukovaného napětí vlivem rozložení statorového vinutí do více drážek

Dříve zvolená hodnota $k_v = 0,96$, tak odpovídá výpočtu.

Činitel rozlohy:

$$k_r = \frac{\sin\left(\frac{\pi}{2 \cdot m}\right)}{q \cdot \sin\left(\frac{\pi}{2 \cdot m \cdot q}\right)} = \frac{\sin\left(\frac{\pi}{2 \cdot 3}\right)}{3 \cdot \sin\left(\frac{\pi}{2 \cdot 3 \cdot 3}\right)} = 0,96 \quad (4.3-9)$$

Hodnota magnetického toku:

$$\Phi = \frac{k_E \cdot U_{1N}}{4 \cdot k_B \cdot N_1 \cdot f_1 \cdot k_v} = \frac{0,97 \cdot 230}{4 \cdot 1,11816 \cdot 50 \cdot 0,96} = 1,28 \cdot 10^{-3} \text{ Wb} \quad (4.3-10)$$

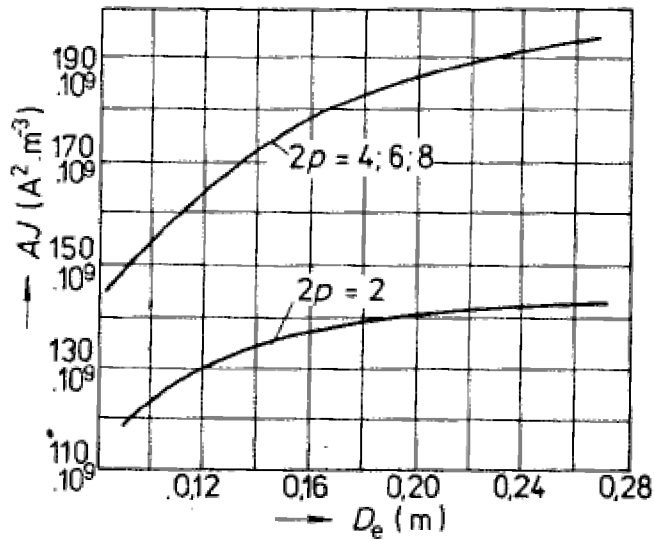
Magnetická indukce ve vzduchové mezeře:

$$B_\delta = \frac{\Phi}{\alpha_\delta \cdot t_p \cdot l_i} = \frac{p \cdot \Phi}{D \cdot l_i} = \frac{1 \cdot 1,28 \cdot 10^{-3}}{0,045 \cdot 0,046} = 0,62 \text{ T} \quad (4.3-11)$$

Proudová hustota:

$$\sigma' = \frac{A \cdot \sigma}{A} = \frac{110 \cdot 10^9}{15 \cdot 10^3} = 7,33 \cdot 10^6 \text{ Am}^{-2} = 7,33 \text{ Amm}^{-2} \quad (4.3-12)$$

Kde: $A \cdot \sigma$ je součin lineární hustoty proudu a hustoty proudu ve vinutí z Obr. 16:
 $A \cdot \sigma = 110 \cdot 10^9 \text{ A}^2 \text{m}^{-3}$



Obrázek 16: Součin $A \cdot \sigma$ (v obrázku: $\sigma \equiv J$) v závislosti na velikosti stroje a počtu pólů, pro stroje s IP 44 [6]

Průřez efektivního vodiče:

$$S'_{ef1} = \frac{I_1}{\sigma} = \frac{0,433}{7,33} = 0,059 \text{ mm}^2 \quad (4.3-13)$$

Průměr vodiče:

$$d' = \sqrt{\frac{4 \cdot S'_{ef1}}{\pi}} = \sqrt{\frac{4 \cdot 0,059 \cdot 10^{-6}}{\pi}} = 2,74 \cdot 10^{-4} \text{ m} = 0,274 \text{ mm} \quad (4.3-14)$$

Z normované řady byl tedy vybrán vodič s průměrem $d = 0,3 \text{ mm}$. Výsledný průřez bude tedy mít hodnotu:

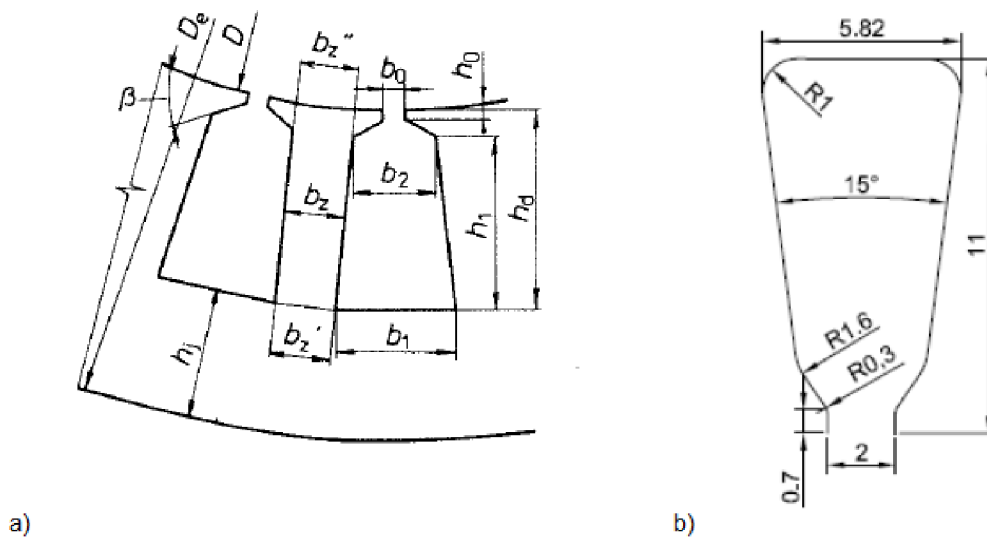
$$S_{ef1} = \pi \cdot \frac{d^2}{4} = \pi \cdot \frac{0,3^2}{4} = 0,071 \text{ mm}^2 \quad (4.3-15)$$

Skutečná proudová hustota ve statorovém vinutí:

$$\sigma = \frac{I_1}{S_{ef1}} = \frac{0,433}{0,071} = 6,1 \text{ A} \cdot \text{mm}^{-2} \quad (4.3-16)$$

4.4 Výpočet rozměrů statorové drážky

Typ i rozměry drážky jsou zadané firmou ATAS spol. s.r.o., výpočet bude proveden pro drážku typu L a bude sloužit k ověření optimálních rozměrů zadaných drážek.



Obrázek 17: Rozměry drážky: a) typu L [6], b) zadaná drážka [7]

Zadané rozměry:

$D = 45 \text{ mm}$	$h_0 = 0,7 \text{ mm}$	$b_0 = 2 \text{ mm}$
$D_e = 85 \text{ mm}$	$h_1 = 9,1 \text{ mm}$	$b_1 = 6,2 \text{ mm}$
	$h_d = 11 \text{ mm}$	$b_2 = 3,9 \text{ mm}$
	$h_j = 9,1 \text{ mm}$	

Z toho vypočtená přibližná šířka zubu:

$$b_z \cong \pi \cdot (D + 2 \cdot h_d) \cdot \frac{360}{360} - b_1 = \pi \cdot (45 + 2 \cdot 11) \cdot \frac{1}{24} - 6,2 \cong 2,5 \text{ mm} \quad (4.4-1)$$

Dovolené hodnoty magnetické indukce v jednotlivých částech statoru budou převzaté z tab. 2: $B_{j1} = 1,45-1,6 \text{ T}$; $B_{z1} = 1,9-2,1 \text{ T}$.

Tabulka 2: Dovolené hodnoty B [T] v částech magnetického obvodu [6]:

Část magnetického obvodu	Označení	IP 44					IP 23							
		2p	2	4	6	8	10 a 12	2	4	6	8	10	12	
Jho statoru	B_{j1}		1,4 až 1,6		1,15 až 1,35		1,1 až 1,2		1,45 až 1,6			1,2 až 1,4		1,1, až 1,3
Zuby statoru s rovnoběžnými stěnami (vypávané vinutí, drážky S, L)	B_{z1}		1,7 až 1,9			1,6 až 1,8		1,9 až 2,1		1,8 až 2,0			1,7 až 1,9	

Velikost magnetické indukce v zubu statoru bude:

$$B_{z1} = \frac{B_g \cdot t_d}{b_z \cdot k_{Fe}} = \frac{0,62 \cdot 5,89}{2,5 \cdot 0,97} = 1,51 \text{ T} \quad (4.4-2)$$

Kde: k_{Fe} je činitel plnění železa [-] z tab. 3: $k_{Fe} = 0,97$

Tabulka 3: Činitel plnění železa [6]:

h (mm)	U (V)	Stator	
		způsob izolace	k_{Fe}
50 až 250	≤ 660	vrstva oxidu	0,97
280 až 355	≤ 660	lakování	0,95
400 až 560	6 000	lakování	0,95

Velikost magnetické indukce ve jhu statoru:

$$B_{j1} = \frac{\Phi}{2 \cdot h_j \cdot l_{Fe} \cdot k_{Fe}} = \frac{1,28}{2,9 \cdot 1,0 \cdot 0,46 \cdot 0,97} = 1,58 \text{ T} \quad (4.4-3)$$

Magnetická indukce ve jhu statoru vychází u horní hranice dovolené hodnoty, je tedy možné, že v kritických místech bude docházet k přesycování a následkem toho porostou ztráty v železe statoru.

Rozměry drážky s přihlédnutím kvůli složení plechů:

$$b'_1 = b_1 - \Delta b_d = 6,2 - 0,1 = 6,1 \text{ mm} \quad (4.4-4)$$

$$b'_2 = b_2 - \Delta b_d = 3,9 - 0,1 = 3,8 \text{ mm} \quad (4.4-5)$$

$$h'_1 = h_1 - \Delta h_d = 9,1 - 0,1 = 9 \text{ mm} \quad (4.4-6)$$

Kde: Δb_d je vůle složení plechů na šířku [m] z tab. 4: $\Delta b_d = 0,1 \text{ mm}$
 Δh_d je vůle složení plechů na výšku [m] z tab. 4: $\Delta h_d = 0,1 \text{ mm}$

Tabulka 4: Přidavky na skládání plechů pro různé osové výšky stroje [6]:

výška osy h mm	Přidavky (mm)	
	na šířku Δb_d	na výšku Δh_d
50 až 132	0,1	0,1
160 až 250	0,2	0,2
280 až 355	0,3	0,3
400 až 560	0,4	0,3

Využitelná plocha drážky:

$$S'_d = \frac{b'_1 + b'_2}{2} \cdot h'_1 = \frac{6,1 + 3,8}{2} \cdot 9 = 44,55 \text{ mm}^2 \quad (4.4-7)$$

V této hodnotě ještě není započtena plocha izolace drážky z důvodu neznámých rozměrů používané izolace.

Činitel plnění mědi vychází:

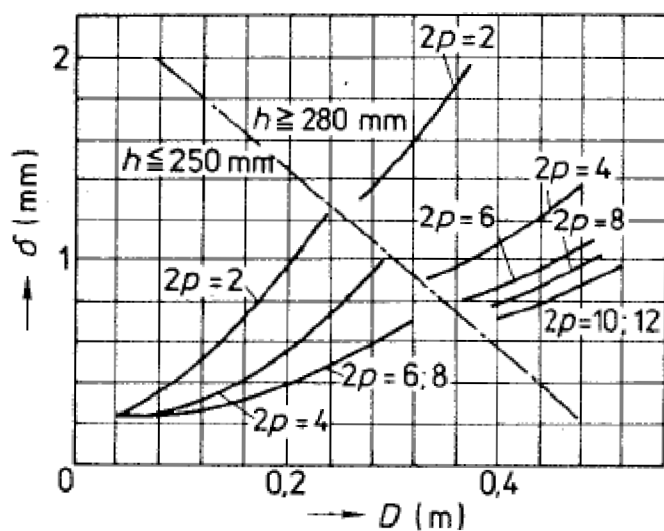
$$k_{Cu} = \frac{S_{ef1} \cdot V_d}{S'_d} = \frac{0,071 \cdot 204}{44,55} = 0,33 \quad (4.4-8)$$

Činitel plnění podobných strojů, obvykle bývá v rozsahu 0,3-0,4, výsledný činitel, i se započtením izolace drážky, by tedy neměl překročit obvyklé rozmezí.

4.5 Vzduchová mezera

Volba velikosti vzduchové mezery bude mít velký dopad na výsledné parametry stroje. S šířkou mezery roste i její magnetický odpor a magnetické napětí celého magnetického obvodu což má následek nárůst magnetizačního proudu stroje, zhoršení účinníku a zvětšení ztrát ve vinutí statoru. [6]

Podle obr. 18 byla zvolena šířka vzduchové mezery na $\delta = 0,25 \text{ mm}$.



Obrázek 18: Určení vzduchové mezery [6]

4.6 Určení rozměru rotoru

Jelikož se jedná o plný rotor, bez žádných dalších úprav, je potřeba určit pouze jeho rozměry.

Průměr rotoru:

$$D_2 = D - 2 \cdot \delta = 45 - 2 \cdot 0,25 = 44,5 \text{ mm} \quad (4.6-1)$$

Délka rotoru byla zvolena stejná jako aktivní délka statoru $l_2 = 0,046 \text{ m}$.

Vnitřní průměr rotoru bude stejný jako průměr hřídele, na kterou bude usazen:

$$D_h = k_h \cdot D_e = 0,19 \cdot 0,085 = 0,0162 \text{ m} \quad (4.6-2)$$

Kde: k_h je činitel určující průměr hřídele, který získáme z tab. 5

Tabulka 5: Činitel k_h v závislosti na osově výšce stroje [6]:

h (mm)	50 až 63	71 až 250	280 až 355		400 až 500		
$2p$	2 až 6	2 až 8	2	4 až 12	4	6	8 až 12
k_h	0,19	0,23	0,22	0,23	0,20	0,23	0,25

4.7 Magnetický obvod

Výpočet magnetického obvodu motoru je proveden pro chod naprázdno a slouží k určení magnetizačního proudu motoru.

Magnetický obvod motoru je zjednodušen a rozdělen na několik dílčích částí, které budou spočteny. Výpočet bude proveden pro jho statoru, zub statoru, vzduchovou mezeru a rotor.

Materiály statoru a rotoru je zadán firmou ATAS spol. s.r.o. Na stator se použijí plechy M700-50A s vlastnostmi [9]:

$$H_{z1} = 797 \text{ A.m}^{-1} \text{ pro } B = 1,51 \text{ T}$$

$$H_{j1} = 1546 \text{ A.m}^{-1} \text{ pro } B = 1,58 \text{ T}$$

$$\Delta p = 5,68 \text{ W.kg}^{-1} \text{ při frekvenci } 50 \text{ Hz a } B = 1,5 \text{ T}$$

Rotor bude vyrobený z oceli 11373, která se používá zejména pro zuby a jha stejnosměrných strojů. Magnetizační charakteristika je změřená v literatuře [6], kde intenzita magnetického pole je závislá na magnetické indukci.

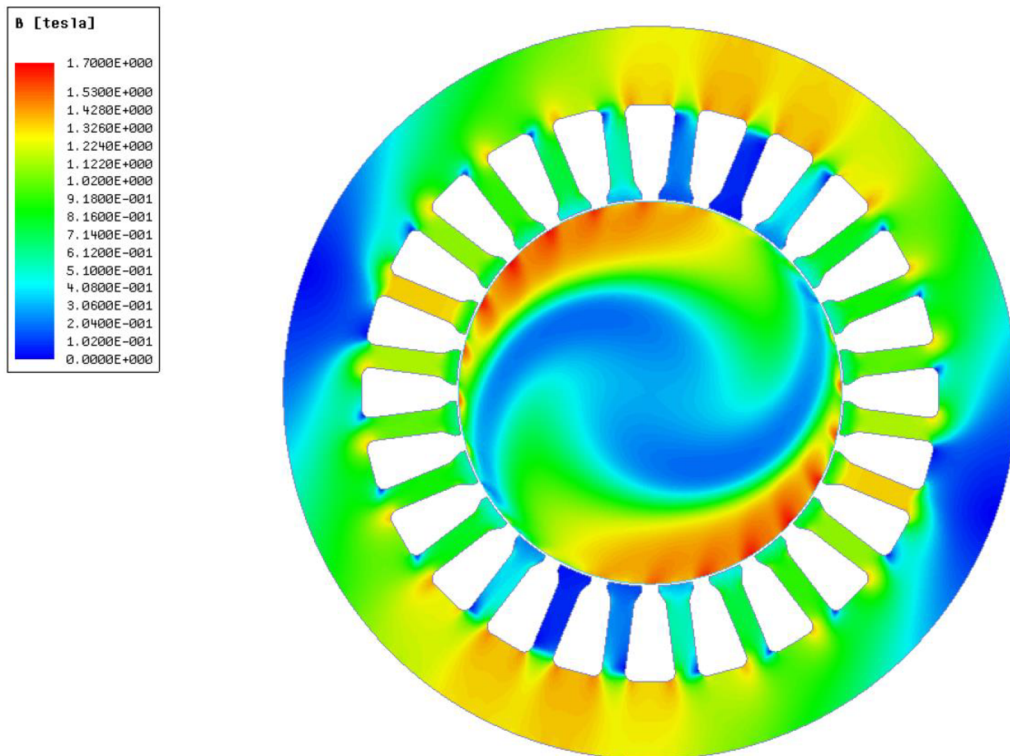
Magnetická indukce v rotoru:

$$B'_{j2} = \frac{\Phi}{h_{j2} \cdot l_2 \cdot k_{Fe2}} = \frac{1,28 \cdot 10^{-3}}{0,0445 \cdot 0,046 \cdot 1} = 0,63 \text{ T}$$

Kde: h_{j2} je výška jha rotoru [m]; pro plný rotor: $h_{j2} = D_2 = 44,5 \text{ mm}$

k_{Fe2} je činitel plnění železa [-]; pro plný rotor: $k_{Fe2} = 1$

Tento vzorec však nezohledňuje magnetický skin efekt, který se v plném rotoru silně uplatňuje, a který významně zvyšuje magnetickou indukci v povrchové vrstvě. S přihlédnutím k bakalářské práci [8], kde byla provedena simulace obdobného motoru s plným rotorem, byla magnetická indukce v rotoru zvolena: $B_{j2} = 1,2 \text{ T}$. Výsledek simulace magnetické indukce v motoru je zobrazen na následujícím obrázku:



Obrázek 19: Rozložení magnetické indukce v motoru s plným rotorem při $f = 50 \text{ Hz}$ a $n = 2600 \text{ min}^{-1}$ [8]

Pro zvolenou magnetickou indukci odpovídá intenzita magnetického pole v rotoru: $H_2 = 1180 \text{ A}\cdot\text{m}^{-1}$.

Magnetické napětí na rotoru bude:

$$U_{m2} = h_{j2} \cdot H_2 = 0,0445 \cdot 1180 = 52,5 \text{ A}$$

Činitel vzduchové mezery (Carterův činitel):

$$k_c = \frac{t_d}{t_d - v \cdot \delta} = \frac{5,89}{5,89 - 4,92 \cdot 0,25} = 1,26$$

Kde

$$v = \frac{\left(\frac{b_0}{\delta}\right)^2}{5 + \frac{b_0}{\delta}} = \frac{\left(\frac{2}{0,25}\right)^2}{5 + \frac{2}{0,25}} = 4,92$$

Magnetické napětí na vzduchové mezeře:

$$U_{m\delta} = \frac{2}{\mu_0} \cdot B_\delta \cdot \delta \cdot k_c = \frac{2}{4, \pi \cdot 10^{-7}} \cdot 0,62 \cdot 0,25 \cdot 10^{-3} \cdot 1,26 = 310,8 \text{ A}$$

Magnetické napětí na zubech statoru:

$$U_{mz} = 2 \cdot h_d \cdot H_{z1} = 2 \cdot 11 \cdot 10^{-3} \cdot 797 = 17,5 \text{ A}$$

Magnetické napětí ve jhu statoru:

$$U_{mj} = l_{j1} \cdot H_{j1} = 119,2 \cdot 10^{-3} \cdot 1546 = 184,3 \text{ A}$$

Kde

$$l_{j1} = \frac{\pi \cdot (D_e - h_{j1})}{2p} = \frac{\pi \cdot (85 - 9,1)}{2} = 119,2 \text{ mm}$$

Celkové magnetické napětí na motoru:

$$F_m = U_{m2} + U_{m\delta} + U_{mz} + U_{mj} = 52,5 + 310,8 + 17,5 + 184,3 = 565,1 \text{ A}$$

Magnetizační proud motoru:

$$I_\mu = \frac{F_m}{0,9 \cdot m_1 \cdot N_1 \cdot k_v} = \frac{565,1}{0,9 \cdot 3,816 \cdot 0,96} = 0,267 \text{ A}$$

4.8 Odpor a reaktance stroje

Při výpočtu odporu vinutí jedné fáze budeme předpokládat rezistivitu mědi $\rho_{20^\circ\text{C}} = 1,81 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot \text{m}$ a teplotní činitel rezistivity mědi $\alpha_{Cu} = 0,004$.

Pro odpor vinutí při 20, 50 a 120 °C platí:

$$R_{1f20^\circ\text{C}} = \rho_{20^\circ\text{C}} \cdot \frac{L_{1f}}{S_{ef1}} = 1,81 \cdot 10^{-8} \cdot \frac{280,1}{0,071 \cdot 10^{-6}} = 71,41 \Omega$$

$$R_{1f50^\circ\text{C}} = \rho_{20^\circ\text{C}} \cdot (1 + \alpha_{Cu} \cdot 30) \cdot \frac{L_{1f}}{S_{ef1}} = 1,81 \cdot 10^{-8} \cdot 1,12 \cdot \frac{280,1}{0,071 \cdot 10^{-6}} = 80,30 \Omega$$

$$R_{1f120^\circ\text{C}} = \rho_{20^\circ\text{C}} \cdot (1 + \alpha_{Cu} \cdot 100) \cdot \frac{L_{1f}}{S_{ef1}} = 1,81 \cdot 10^{-8} \cdot 1,4 \cdot \frac{280,1}{0,071 \cdot 10^{-6}} = 99,97 \Omega$$

(4.8-1, 2, 3)

Kde: L_{1f} je celková délka vinutí jedné fáze statoru [m].

$$L_{1f} = l_{av} \cdot N_1 = 343,2 \cdot 10^{-3} \cdot 816 = 280,1 \text{ m} \quad (4.8-4)$$

Kde: l_{av} je střední délka závitu [m].

$$l_{av} = 2 \cdot (l_d + l_\xi) = 2 \cdot (46 + 125,6) \cdot 10^{-3} = 343,2 \text{ mm} \quad (4.8-5)$$

Kde: l_d je rovna délce statorového svazku [m], $l_d = 46 \text{ mm}$

l_ξ je délka čelní části cívky, pro kterou platí:

$$l_\xi = K_\xi \cdot b_c + 2 \cdot B' = 1,287,96 \cdot 10^{-3} + 2 \cdot 0,01 = 125,6 \text{ mm} \quad (4.8-6)$$

Kde: K_ξ je činitel vinutí v čele pro dvou pólový stroj z tab. 3: $K_\xi = 1,2$

B' je délka přímé části cívky při přechodu z drážky do čela, pro sypané vinutí:

$$B' = 10 \text{ mm}$$

b_c je střední šířka cívky daná obloukem kružnice na čele stroje a pro kterou platí:

$$b_c = \frac{\pi \cdot (D + h_d)}{2p} = \frac{\pi \cdot (45 + 11) \cdot 10^{-3}}{2} = 87,96 \text{ mm} \quad (4.8-7)$$

Tabulka 6: Činitel vinutí v čele vsypávaného vinutí [6]:

Počet pólů $2p$	Cívky statoru			
	čela neizolovaná		čela izolovaná páskou	
	K_ξ	K_v	K_ξ	K_v
2	1,20	0,26	1,45	0,44
4	1,30	0,40	1,55	0,50
6	1,40	0,50	1,75	0,62
≥ 8	1,50	0,50	1,90	0,72

Rozptylová reaktance statorového vinutí se vypočítá podle vztahu:

$$\begin{aligned} X_1 &= 15,8 \cdot \frac{f_1}{100} \cdot \left(\frac{N_1}{100}\right)^2 \cdot \frac{l_{Fe1}}{p \cdot q} \cdot (\lambda_d + \lambda_\zeta + \lambda_{dif}) = \\ &= 15,8 \cdot \frac{50}{100} \cdot \left(\frac{816}{100}\right)^2 \cdot \frac{46 \cdot 10^{-3}}{1,4} \cdot (1,67 + 2,38 + 1,56) = 32,56 \, \Omega \end{aligned} \quad (4.8-8)$$

Kde: Činitel magnetické vodivosti rozptylu čel:

$$\begin{aligned} \lambda_\zeta &= 0,34 \cdot \frac{q}{l_{Fe1}} \cdot (l_\zeta - 0,64 \cdot \beta \cdot t_p) = \\ &= 0,34 \cdot \frac{4}{46} \cdot (125,6 - 0,64 \cdot 1,70,7) = 2,38 \end{aligned} \quad (4.8-9)$$

Činitel magnetické vodivosti pro zvolený tvar drážky:

$$\begin{aligned} \lambda_d &= \frac{h_3}{3 \cdot b_2} \cdot k_\beta + \left(0,785 - \frac{b_0}{2 \cdot b_2} + \frac{h_2}{b_2} + \frac{h_0}{b_0}\right) \cdot k'_\beta = \\ &= \frac{9}{3 \cdot 3,9} \cdot 1 + \left(0,785 - \frac{2}{2 \cdot 3,9} + \frac{0,1}{3,9} + \frac{0,7}{2}\right) = 1,67 \end{aligned} \quad (4.8-10)$$

Rozměry h_3 a h_2 nejsou k dispozici, budou tedy zvoleny z hodnoty $h_1 = 9,1$ mm: $h_3 = 9$ mm, $h_2 = 0,1$ mm.

Kde: k_β a k'_β jsou činitele pro jednovrstvá vinutí: $k_\beta = k'_\beta = 1$

Činitel magnetické vodivosti diferenčního rozptylu:

$$\lambda_{dif1} = \frac{t_{d1}}{12 \cdot \delta \cdot k_c} \cdot \xi = \frac{5,89 \cdot 10^{-3}}{12 \cdot 0,25 \cdot 10^{-3} \cdot 1,26} = 1,56 \quad (4.8-11)$$

Kde ξ je činitel, který uvažuje drážkové rozteče statoru a rotoru, pro plný rotor bude jeho vliv zanedbán.

4.9 Ztráty a účinnost stroje

Pro vypočtení účinnosti motoru je potřeba vypočítat veškeré ztráty ve stroji. Ty se dělí na ztráty v železe, Jouleovy ztráty ve vinutí, ztráty mechanické a ztráty dodatečné.

Při návrhu asynchronního motoru se ztráty v železe počítají pouze ve statoru, protože frekvence rotoru je při malém skluzu velmi nízká a ztráty v rotoru jsou tak zanedbatelné. Při návrhu tohoto stroje se však předpokládá, že skluz bude mnohem

větší a ztráty v železe rotoru, tak budou podstatně vyšší. Ovšem pro použitou ocel nejsou změřeny měrné ztráty a výpočet tedy není možný.

Hlavní ztráty v železe statoru se počítají podle vztahu:

$$\begin{aligned} \Delta P_{Feh1} &= \Delta p_{1,0} \cdot \left(\frac{f_1}{50}\right)^{\beta'} \cdot (k_{dj} \cdot B_j^2 \cdot m_{j1} + k_{dz} \cdot B_{z1}^2 \cdot m_{z1}) = \\ &= \left(\frac{50}{50}\right)^{1,5} \cdot (1,6 \cdot 1,58^2 \cdot 0,76 + 1,8 \cdot 1,51^2 \cdot 0,22) = \\ &= 6,37 \cdot 3,04 + 5,77 \cdot 0,90 = 24,56 \text{ W} \end{aligned} \quad (4.9-1)$$

Kde: $\Delta p_{1,0}$ jsou měrné ztráty pro plechy M700-50A podle [9]:

pro $B = 1,58 \text{ T}$: $\Delta p_{1,0} = 6,37 \text{ W} \cdot \text{kg}^{-1}$

pro $B = 1,51 \text{ T}$: $\Delta p_{1,0} = 5,77 \text{ W} \cdot \text{kg}^{-1}$ (aproximované hodnoty)

β' je exponent určující typ použité oceli: $\beta' = 1,5$

k_{dj} je činitele uvažující vliv nerovnoměrnosti rozložení toku v železe

k_{dz} je činitele uvažující vliv technologie výroby statoru

platí: $k_{dj} = 1,6$ a $k_{dz} = 1,8$ pro stroje do výkonu 250 kW

m_{j1} je hmotnost železa jha statoru

m_{z1} je hmotnost železa zubů statoru

Pro hmotnost jha statoru platí vzorec:

$$\begin{aligned} m_{j1} &= \pi \cdot (D_e - h_j) \cdot h_j \cdot l_{Fe1} \cdot k_{Fe} \cdot \rho_{Fe} = \\ &= \pi \cdot (0,085 - 0,0091) \cdot 0,0091 \cdot 0,046 \cdot 0,97 \cdot 7800 = 0,76 \text{ kg} \end{aligned} \quad (4.9-2)$$

Kde: ρ_{Fe} je hustota použité oceli, $\rho_{Fe} = 7800 \text{ kg} \cdot \text{m}^{-3}$

Pro hmotnost zubů statoru platí vzorec:

$$\begin{aligned} m_{z1} &= b_z \cdot h_d \cdot l_{Fe1} \cdot Q_1 \cdot k_{Fe} \cdot \rho_{Fe} = \\ &= 0,0025 \cdot 0,011 \cdot 0,046 \cdot 24 \cdot 0,97 \cdot 7800 = 0,23 \text{ kg} \end{aligned} \quad (4.9-3)$$

Ztráty v železe se kromě hlavních dělí i na povrchové a pulsní. Obě tyto složky jsou způsobeny pulsní magnetické indukce ve vzduchové mezeře pod hlavami zubů statoru. Jelikož však uvažujeme stroj s plným rotorem, který nemá na rotoru žádné drážky, bude pulsní indukce zanedbatelná a i tyto ztráty tedy budou zanedbány.

Jouleovy ztráty ve vinutí statoru při teplotě 50 °C se vypočítají pomocí vztahu:

$$\Delta P_{j1} = m \cdot R_{1f50} \cdot I_1^2 = 3,80 \cdot 3,0 \cdot 433^2 = 46,17 \text{ W} \quad (4.9-4)$$

Mechanické ztráty jsou způsobeny převážně třením v ložiskách a ventilačními ztrátami. Pro motor s radiální ventilací bez radiálních ventilačních kanálů, s lopatkami na kruzích nakrátko platí:

$$\Delta P_{mech} = K_T \cdot \left(\frac{n}{1000}\right)^2 \cdot (10 \cdot D)^3 = 5 \cdot \left(\frac{3000}{1000}\right)^2 \cdot (10 \cdot 0,045)^3 = 4,1 \text{ W} \quad (4.9-5)$$

Kde: pro motory s $D_e \leq 0,25 \text{ m}$ a $2p = 2$ platí: $K_T = 5$

Mechanické ztráty byly vypočteny pro synchronní otáčky a pro rotor s lopatkami, které u plného rotoru nebudou. Skutečné mechanické ztráty budou ve výsledku menší.

Přídavné ztráty při zatížení u asynchronních motorů představují vliv rozptylových toků, pulsací indukce ve vzduchové mezeře a řada dalších nedokonalých jevů ve stroji. Norma stanovuje střední hodnotu přídavných ztrát na 0,5 % jmenovitého výkonu při jmenovitém zatížení stroje:

$$\Delta P_d = P_2 \cdot 0,005 = 60 \cdot 0,005 = 0,3 \text{ W} \quad (4.9-6)$$

Při chodu naprázdno bude strojem protékat proud:

$$I_0 = \sqrt{I_{0\check{c}}^2 + I_{0j}^2} = \sqrt{0,066^2 + 0,267^2} = 0,276 \text{ A} \quad (4.9-7)$$

Kde: I_{0j} je jalová složka proudu naprázdno, pro kterou platí: $I_{0j} = I_\mu = 0,267 \text{ A}$
 $I_{0\check{c}}$ představuje činnou složku proudu naprázdno, pro kterou se předpokládá, že je stejná jako při jmenovitém chodu

$$I_{0\check{c}} = \frac{\Delta P_{Fe} + \Delta P_{mech} + \Delta P_{j0}}{m \cdot U_{1N}} = \frac{24,56 + 4,1 + 16,66}{3 \cdot 230} = 0,066 \text{ A} \quad (4.9-8)$$

Kde: ΔP_{j0} představují ztráty ve statorovém vinutí, při chodu naprázdno a pro které platí:

$$\Delta P_{j0} \cong m \cdot R_{1f} \cdot I_\mu^2 = 3 \cdot 3,80 \cdot 0,267^2 = 17,24 \text{ W} \quad (4.9-9)$$

Pro účinník při chodu naprázdno bude platit vztah:

$$\cos \varphi_0 = \frac{I_{0\check{c}}}{I_0} = \frac{0,066}{0,276} = 0,24 \quad (4.9-10)$$

4.10 Výpočet zatěžovacích charakteristik

Zatěžovací charakteristiky u asynchronních motorů jsou závislosti P_2 , I_1 , $\cos \varphi$ a η na skluzu s . K tomu nám pomůže náhradní schéma asynchronního motoru, které je uvedeno v kap. 3.3.1.

Pro vypočtení ekvivalentní impedance plného motoru přepočteného na stator použijeme vzorec 3.3.1-7 pro skluz roven 1:

$$\begin{aligned} Z_2' &= R_2' + j \cdot X_2' = (5 + j \cdot 3) \cdot \frac{m \cdot \Lambda \cdot \xi \cdot (N_1 \cdot k_{v1})^2}{p} \cdot \sqrt{\frac{\mu \cdot f_1 \cdot s}{\gamma_{Fe}}} = \\ &= (5 + j \cdot 3) \cdot \frac{3 \cdot 0,65 \cdot 1,98 \cdot (816 \cdot 0,96)^2}{1} \cdot \sqrt{\frac{120 \cdot 10^{-6} \cdot 50 \cdot 1}{5 \cdot 10^6}} = 409,44 + j \cdot 245,66 \Omega \end{aligned} \quad (4.10-1)$$

Kde: γ_{Fe} je měrná vodivost oceli podle [3]; $\gamma_{Fe} = 5 \cdot 10^{-6} \text{ S} \cdot \text{m}^{-1}$

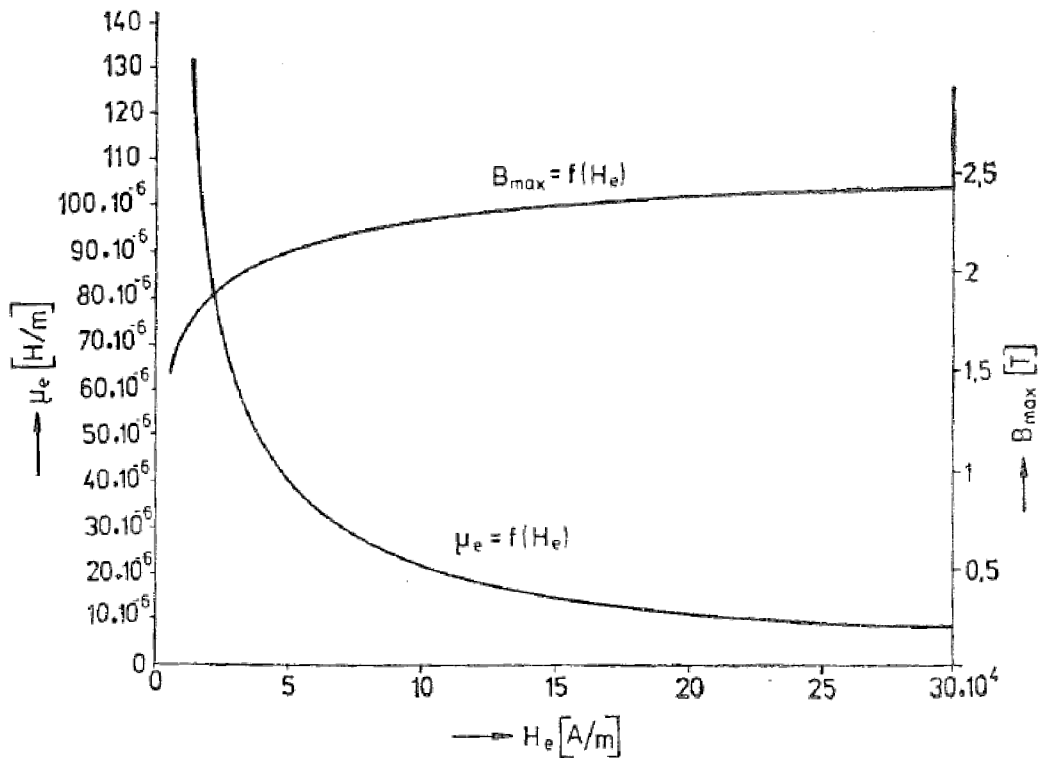
μ je permeabilita oceli určená z grafu na obr. 20: $\mu = 120 \cdot 10^{-6} \text{ H} \cdot \text{m}^{-1}$

ξ je činitel koncového jevu, pro který platí vzorec 3.3.1-6:

$$\xi = 1 + \frac{2}{\pi \cdot \Lambda} = 1 + \frac{2}{\pi \cdot 0,65} = 1,98 \quad (4.10-2)$$

Magnetická intenzita v motoru je potřeba k určení magnetické permeability a platí pro ni vzorec:

$$H_e = \frac{2,7 \cdot \pi \cdot N_1 \cdot k_v}{2 \cdot \sqrt{2} \cdot p \cdot t_p} \cdot I_1 = \frac{2,7 \cdot \pi \cdot 816 \cdot 0,96}{2 \cdot \sqrt{2} \cdot 1 \cdot 0,0707} \cdot 0,433 = 14450 \text{ A} \cdot \text{m}^{-1} \quad (4.10-3)$$



Obrázek 20: Závislost magnetické indukce a magnetické permeability na magnetické intenzitě [3]

Příčná větev náhradního schématu se skládá z paralelní kombinace odporu R_{Fe} , který reprezentuje ztráty v železe statoru, a reaktance X_μ , který reprezentuje magnetický obvod stroje. Pro tyto parametry platí vzorce:

$$R_{Fe} = \frac{\Delta P_{Fe}}{m \cdot I_{0c}^2} = \frac{24,56}{3,0,066^2} = 1879,4 \Omega \quad (4.10-4)$$

$$X_\mu = \frac{U_{1N}}{I_\mu} = \frac{230}{0,267} = 859,66 \Omega \quad (4.10-5)$$

V praxi se však tato paralelní kombinace nahrazuje sériově řazenými veličinami R_{12} a X_{12} , pro které platí:

$$Z_{12} = Z_\mu = R_{12} + j \cdot X_{12} = \frac{j \cdot R_{Fe} \cdot X_\mu}{R_{Fe} + j \cdot X_\mu} = \frac{j \cdot 1879,4 \cdot 859,66}{1879,4 + j \cdot 859,66} = 334,5 + j \cdot 718,9 \Omega \quad (4.10-6)$$

Z těchto hodnot lze vypočíst i Hopkinsonův činitel, který určuje poměr fázoru fázového napětí k fázoru indukovaného napětí. Pro tento činitel u strojů s $P \leq 2$ až 3 kW platí vzorce:

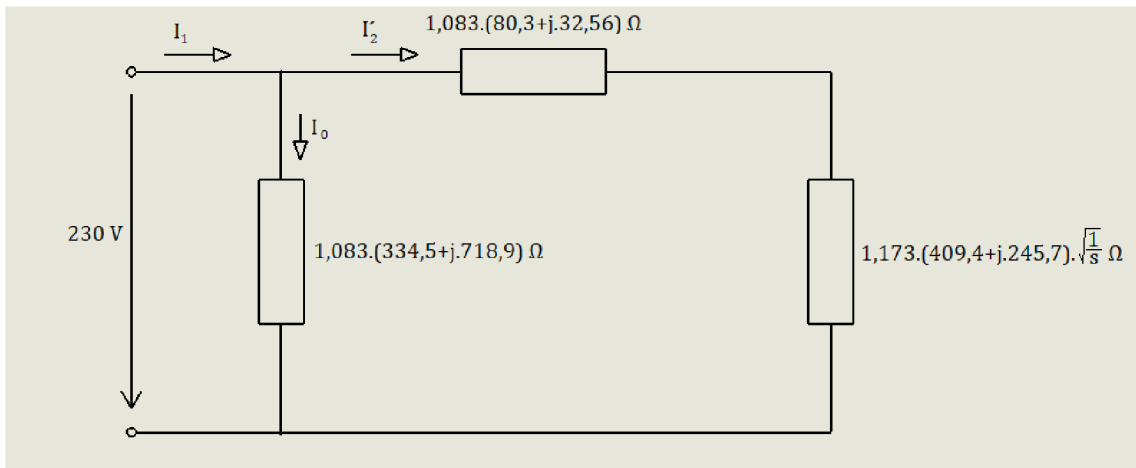
$$c_1 = \sqrt{c_{1\check{c}}^2 + c_{1j}^2} = \sqrt{1,08^2 + (-0,074)^2} = 1,083$$

$$c_{1\check{c}} = \frac{R_{12} \cdot (R_1 + R_{12}) + X_{12} \cdot (X_1 + X_{12})}{R_{12}^2 + X_{12}^2} = \frac{334,5 \cdot (80,3 + 334,5) + 718,9 \cdot (32,56 + 718,9)}{334,5^2 + 718,9^2} = 1,08$$

$$c_{1j} = \frac{X_1 \cdot R_{12} - R_1 \cdot X_{12}}{R_{12}^2 + X_{12}^2} = \frac{32,56 \cdot 334,5 - 80,3 \cdot 718,9}{334,5^2 + 718,9^2} = -0,074$$

(4.10-7)

Po dosazení vypočtených hodnot do náhradního schématu:



Obrázek 21: Náhradní schéma s vypočtenými parametry

Ve schématu a v následujících výpočtech charakteristik stroje byla předpokládána konstantní permeabilita a byla zanedbána její závislost na proudu, která je patrná ze vzorce 4.10-3 a obr. 20.

Pro výpočet momentové charakteristiky byl použit vzorec pro asynchronní motor s plným rotorem:

$$M(s) = \frac{m \cdot c_1^2 \cdot \frac{R_2'}{s} \cdot \sqrt{s} \cdot U_{1N}^2}{\omega \cdot \left((c_1 \cdot R_1 + c_1^2 \cdot \frac{R_2'}{s} \cdot \sqrt{s})^2 + (c_1 \cdot X_1 + c_1^2 \cdot \frac{X_2'}{s} \cdot \sqrt{s})^2 \right)} =$$

$$= \frac{3 \cdot 1,173 \cdot \frac{409,4}{s} \cdot \sqrt{s} \cdot 230^2}{314,16 \cdot \left(\left(1,083 \cdot 80,3 + 1,173 \cdot \frac{409,4}{s} \cdot \sqrt{s} \right)^2 + \left(1,083 \cdot 32,56 + 1,173 \cdot \frac{245,7}{s} \cdot \sqrt{s} \right)^2 \right)}$$

(4.10-8)

Pro výpočet proudu byl použit vzorec:

$$\begin{aligned}
 I_1(s) &= \frac{U_{1N}}{c_1 \cdot \sqrt{R_1^2 + X_1^2 + c_1^2 \cdot \left(\left(\frac{R_2'}{s} \cdot \sqrt{s} \right)^2 + \left(\frac{X_2'}{s} \cdot \sqrt{s} \right)^2 \right)}} = \\
 &= \frac{230}{1,083 \cdot \sqrt{80,3^2 + 32,56^2} + 1,173 \cdot \sqrt{\left(\frac{409,4}{s} \cdot \sqrt{s} \right)^2 + \left(\frac{245,7}{s} \cdot \sqrt{s} \right)^2}}
 \end{aligned}
 \tag{4.10-9}$$

Pro srovnání byly obě tyto charakteristiky vypočteny i metodou pro klasický asynchronní motor s kotvou nakrátko použitím vzorců:

$$\begin{aligned}
 M(s) &= \frac{m \cdot c_1^2 \cdot \frac{R_2'}{s} \cdot U_{1N}^2}{\omega \cdot \left(\left(c_1 \cdot R_1 + c_1^2 \cdot \frac{R_2'}{s} \right)^2 + \left(c_1 \cdot X_1 + c_1^2 \cdot X_2' \right)^2 \right)} = \\
 &= \frac{3,1,173 \cdot \frac{409,4}{s} \cdot 230^2}{314,16 \cdot \left(\left(1,083 \cdot 80,3 + 1,173 \cdot \frac{409,4}{s} \right)^2 + \left(1,083 \cdot 32,56 + 1,173 \cdot 245,7 \right)^2 \right)}
 \end{aligned}
 \tag{4.10-10}$$

$$\begin{aligned}
 I_1(s) &= \frac{U_{1N}}{c_1 \cdot \sqrt{R_1^2 + X_1^2 + c_1^2 \cdot \left(\left(\frac{R_2'}{s} \right)^2 + X_2'^2 \right)}} = \\
 &= \frac{230}{1,083 \cdot \sqrt{80,3^2 + 32,56^2} + 1,173 \cdot \sqrt{\left(\frac{409,4}{s} \right)^2 + 245,7^2}}
 \end{aligned}
 \tag{4.10-11}$$

Mechanický výkon byl v obou případech vypočten pomocí:

$$P_2(s) = M(s) \cdot \omega \cdot (1 - s)
 \tag{4.10-12}$$

5 VÝPOČET MOTORU 1

Kvůli pracovní vytíženosti firmy ATAS spol. s.r.o. nebylo možné vyrobit vzorek motoru navrženým v této práci (dále označován jako vzorek 2). Za účelem porovnání vypočtených a skutečných parametrů stroje, bude výpočet provedený v kap. 4 proveden pro vyrobený motor navrhnutý v práci [7] (dále označován jako vzorek 1).

Výpočet bude proveden se stejnými zvolenými i , z grafů a tabulek, odečtenými hodnotami jako výpočet v kap. 4, pouze mechanický výkon P_2 bude zpětně vypočten ze vzorců 4.2-3 a 4.2-7, kde známým parametrem bude délka vzduchové mezery $l_i = 0,06$ m.

$$P_2 = \frac{P_i \cdot \eta \cdot \cos \varphi}{k_E} = \frac{387,3 \cdot 0,4 \cdot 0,5}{0,97} = 79,24 \text{ W}$$

$$\begin{aligned} P_i &= l_i \cdot D^2 \cdot \omega_s \cdot k_B \cdot k_v \cdot A' \cdot B'_\sigma = \\ &= 0,06 \cdot 0,045^2 \cdot 314,1 \cdot 1,1 \cdot 11,096 \cdot 15000 \cdot 0,63 = 384,3 \text{ W} \end{aligned}$$

Vypočtené parametry obou vzorků jsou uvedeny v následující tabulce:

Tabulka 7: Srovnání hodnot vzorku 2 se vzorkem 1

Parametr:	Výpočet vzorek 2	Výpočet vzorek 1
Jmenovitý výkon P_2 [W]	60	79,3
Jmenovité sdružené napětí U [V]	400	400
Jmenovitý proud I_1 [A]	0,433	0,575
jmenovitá frekvence f_1 [Hz]	50	50
Jmenovitý účinník $\cos \phi$ [-]	0,5	0,5
Účinnost η [-]	0,4	0,4
Počet pólů $2p$ [-]	2	2
Počet fází m [-]	3	3
Vnitřní průměr statoru D [mm]	45	45
Vnější průměr statoru D_e [mm]	85	85
Délka vzduchové mezery l_i [mm]	46	60
Počet drážek Q_1 [-]	24	24
počet závitů na pól a fázi N_1 [-]	816	700
Průměr vodiče statorového vinutí d [mm]	0,30	0,28
Šířka vzduchové mezery δ [mm]	0,25	0,25
Magnetizační proud I_μ [A]	0,267	0,212
Odpor vinutí při 50°C R_{1f50° [Ω]	80,3	85,53
Rozptylová reaktance statorového vinutí X_1 [Ω]	32,56	29,31
Ztráty v železe statoru ΔP_{Feh1} [W]	24,56	20,37
Ztráty ve vinutí statoru ΔP_{j1} [W]	46,17	84,73
Mechanické ztráty ΔP_{mech1} [W]	4,1	4,1
Dodatečné ztráty ΔP_d [W]	0,30	0,40
Ztráty ve vinutí statoru naprázdno ΔP_{j0} [W]	16,66	11,49
Proud naprázdno I_0 [A]	0,276	0,218
Účinník naprázdno $\cos \phi_0$ [-]	0,24	0,24

5.1 Optimalizace výpočtu

Na vzorku motoru 1 bylo provedeno měření a byly naměřeny hodnoty při zkoušce naprázdno, zkoušce nakrátko a byla změřena zatěžovací charakteristika motoru.

S přihlédnutím k výsledkům měření, byly změněny hodnoty některých parametrů, které byly v původním výpočtu zvoleny. Jedná se o lineární hustotu proudu A' , magnetickou indukci ve vzduchové mezeře $B'\delta$ a magnetická indukce v rotoru B_{j2} . Hodnoty A' a $B'\delta$ byly odečteny z grafů v obr. 13. Hodnota B_{j2} byla zvolena s přihlédnutím k obr. 19. Lineární hustota proudu byla z původní hodnoty $15000 \text{ A}\cdot\text{m}^{-1}$ změněna na $11500 \text{ A}\cdot\text{m}^{-1}$. Magnetická indukce ve vzduchové mezeře byla z původní hodnoty $0,63 \text{ T}$, změněna na $0,55 \text{ T}$. Magnetická indukce v rotoru byla z původní hodnoty $1,2 \text{ T}$, změněna na $1,5 \text{ T}$ čemuž odpovídá intenzita magnetického pole $3250 \text{ A}\cdot\text{m}^{-1}$.

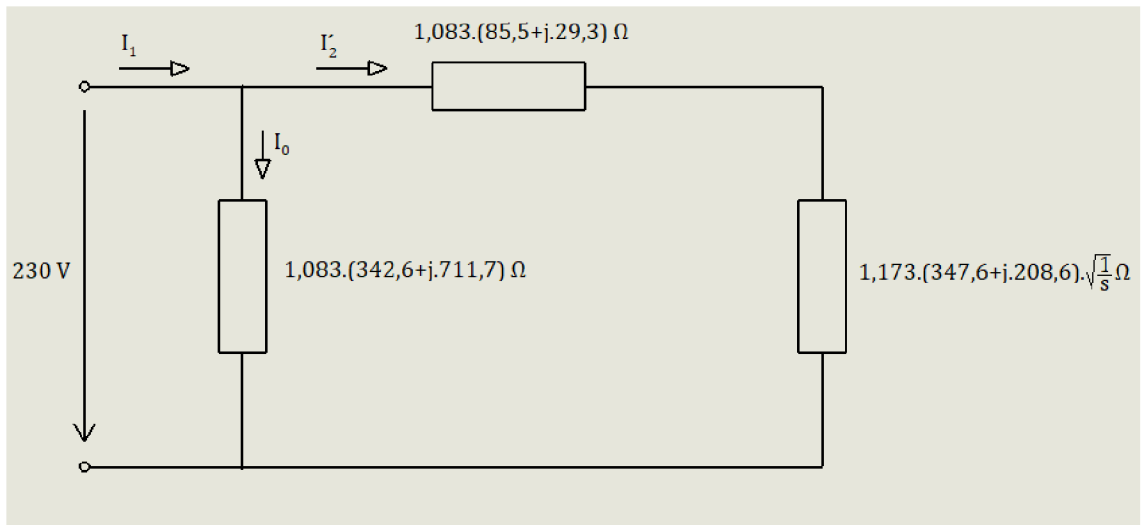
U naměřené zatěžovací charakteristiky byl jmenovitý bod zvolen při otáčkách motoru $n = 2221 \text{ ot}\cdot\text{min}^{-1}$, což odpovídá skluzu $s = 0,26$.

Srovnání výsledků původního výpočtu, optimalizovaného výpočtu a naměřených hodnot je uvedeno v následující tabulce:

Tabulka 8: Srovnání hodnot původního výpočtu, optimalizovaného výpočtu a měření

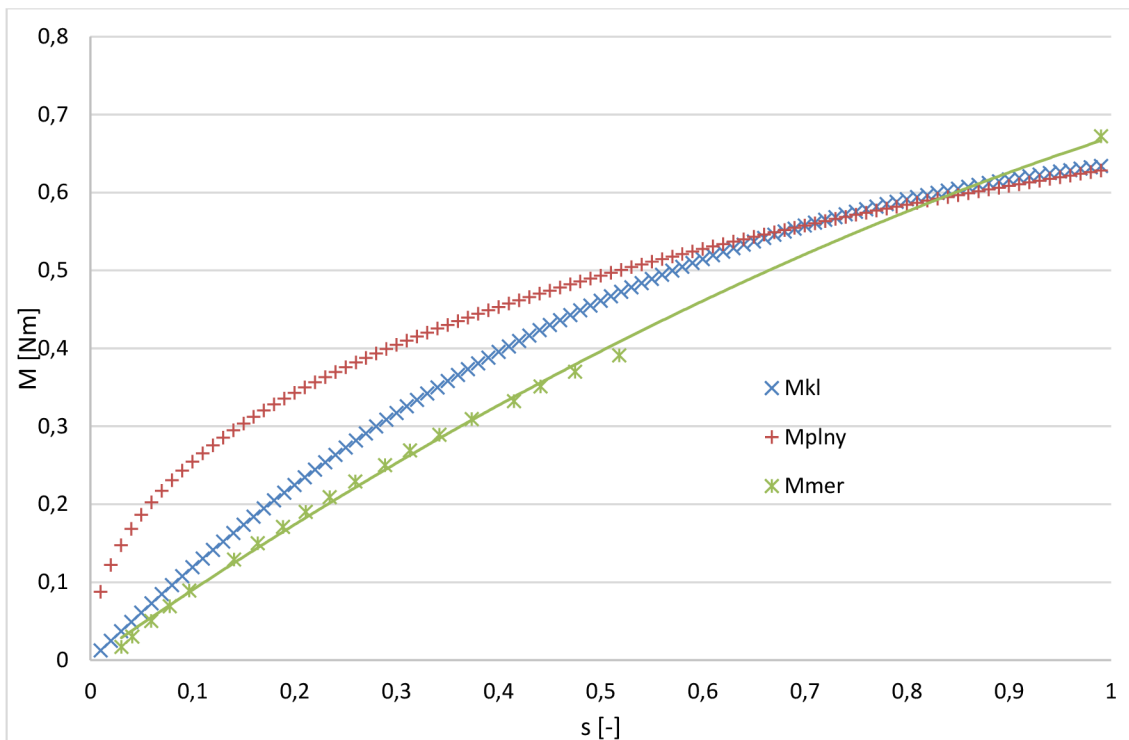
Parametr:	Výpočet vzorek 1	Optimalizovaný výpočet vzorek 1	Měření vzorek 1
Jmenovitý výkon P_2 [W]	79,3	53,1	53,3
Jmenovité sdružené napětí U [V]	400	400	408
Jmenovitý proud I_1 [A]	0,575	0,385	0,382
jmenovitá frekvence f_1 [Hz]	50	50	50
Jmenovitý účinník $\cos \phi$ [-]	0,5	0,5	0,48
Účinnost η [-]	0,4	0,4	0,41
Odpor vinutí při 50°C R_{1f50° [Ω]	85,53	85,53	71,2
Ztráty v železe statoru ΔP_{Feh1} [W]	20,37	20,37	16,64
Ztráty ve vinutí statoru ΔP_{j1} [W]	84,73	37,96	31,17
Mechanické ztráty ΔP_{mech1} [W]	4,1	4,1	1,1
Dodatečné ztráty ΔP_d [W]	0,40	0,26	0,27
Ztráty ve vinutí statoru naprázdno ΔP_{j0} [W]	11,49	17,67	18,44
Proud naprázdno I_0 [A]	0,218	0,269	0,29
Účinník naprázdno $\cos \phi_0$ [-]	0,24	0,23	0,18

Při výpočtu charakteristik stroje se bude vycházet z náhradního schématu s hodnotami, které vyšly při optimalizovaném výpočtu:

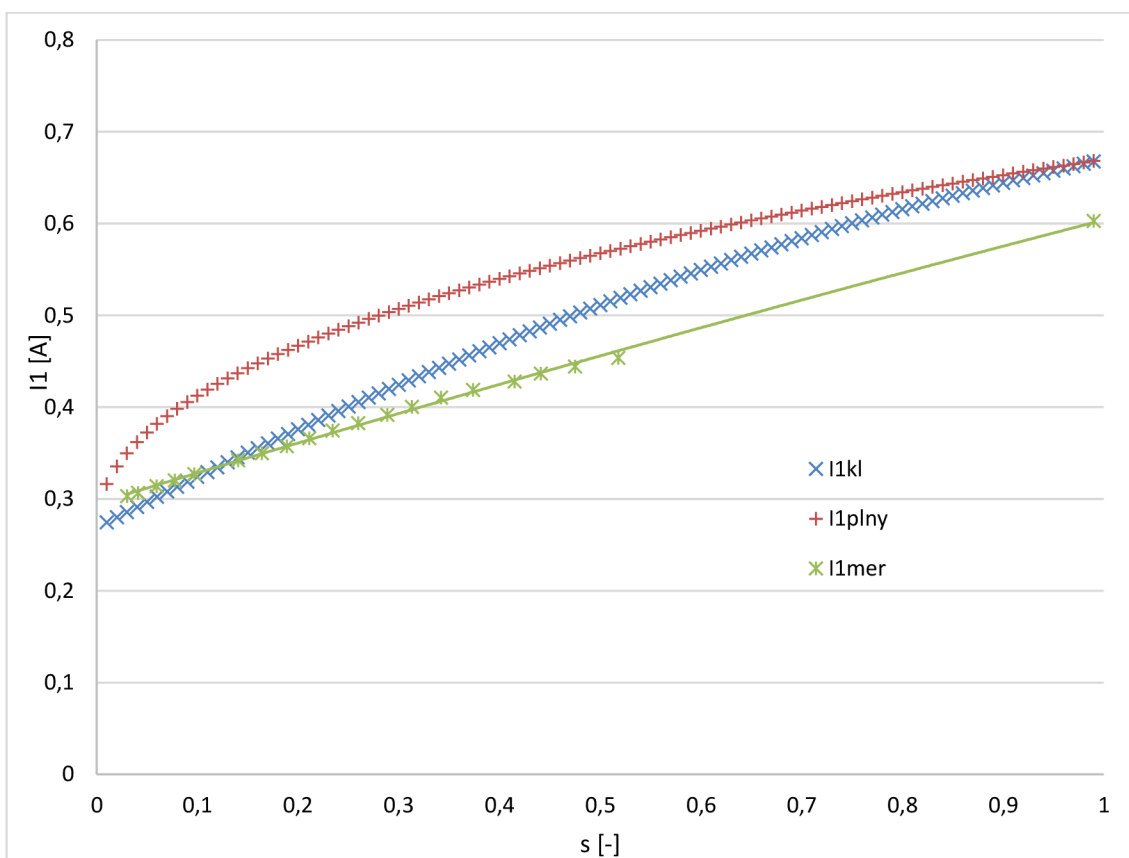


Obrázek 22: Náhradní schéma s hodnotami optimalizovaného výpočtu

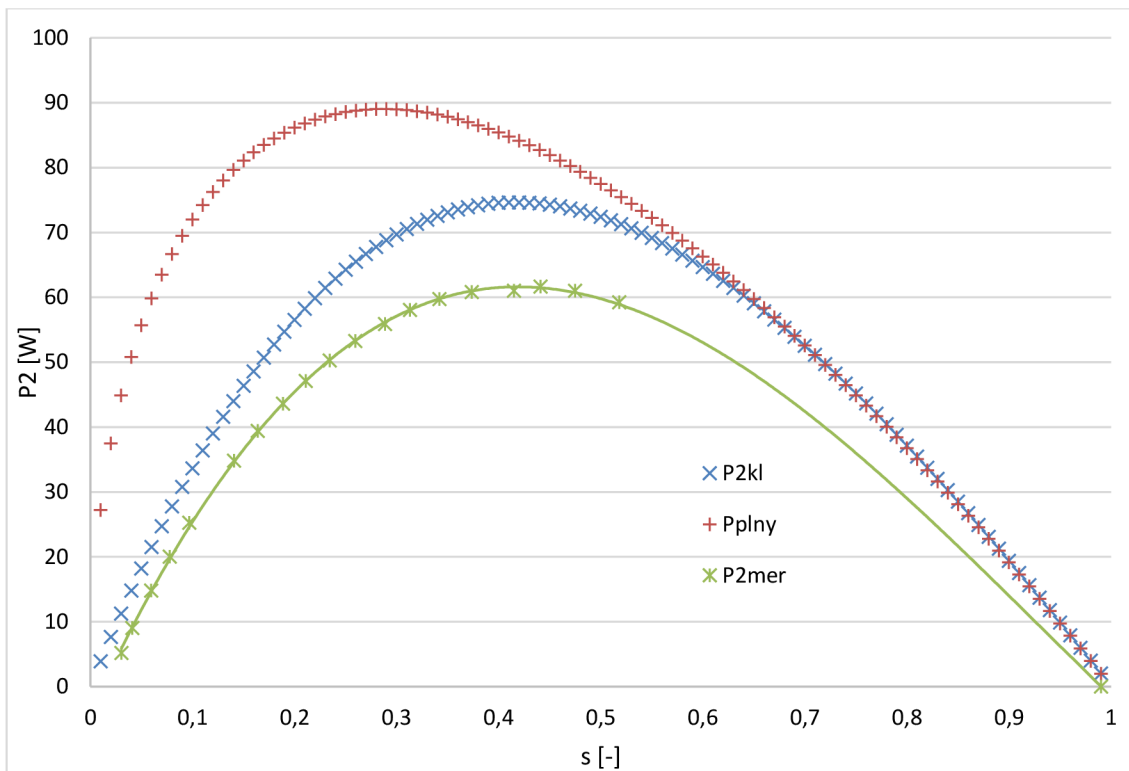
Na základě těchto hodnot byly vypracována momentová charakteristika a závislost proudu a mechanického výkonu na skluzu stroje. Výsledky výpočtu podle vzorců 4.10-8, 9 a 12 byly následně vloženy do grafů a srovnány hodnotami získanými pomocí vzorců 4.10-10, 11 a 12 a s naměřenými hodnotami. Toto srovnání je zobrazeno v následujících grafech:



Graf 1: Momentová charakteristika



Graf 2: Závislost proudu na skluzu



Graf 3: Závislost mechanického výkonu na skluzu

6 ZÁVĚR

Cílem této diplomové práce je nastudovat teorii návrhu a popisu asynchronního motoru s plným rotorem o malém výkonu, provést kompletní elektromagnetický návrh takového motoru a následně ověřit vypočtené parametry na vyrobeném vzorku.

Za tímto účelem byl, podle doporučené literatury, v kapitole 2.1 a 3.3.1 popsán postup pro výpočet impedance železného masivu, sloužící pro určení těchto parametrů u plného rotoru. Tento výpočet slouží pro vytvoření náhradního schématu motoru.

Výpočet nového motoru byl proveden podle postupu uvedeném v literatuře od Kopylova a spol. [6]. Návrh odpovídal výpočtu asynchronních strojů řady 4A.

Výsledky návrhu jsou uvedeny v tabulce 7 (vzorek 2). Vzhledem k pracovní vytíženosti firmy ATAS spol. s.r.o. nebylo možné motor podle tohoto výpočtu vyrobit. Aby bylo možné porovnat výsledky výpočtu s naměřenými hodnotami, byl výpočet uvedený v kapitole 4 proveden pro motor označený jako vzorek 1, který byl vyroben v rámci diplomové práce [7]. Výsledky tohoto výpočtu jsou uvedeny v tabulce 7 (vzorek 1).

Na motoru (vzorek 1), byla provedena zatěžovací zkouška, zkouška naprázdno a zkouška nakrátko. Měření je zpracováno v příloze diplomové práce.

Na základě výsledků měření byla ve výpočtu změněna volba parametrů lineární hustoty proudu, magnetické indukce ve vzduchové mezeře a magnetické indukce v rotoru. Srovnání výsledku tohoto optimalizovaného výpočtu s původním výpočtem a s naměřenými hodnotami je uvedeno v tabulce 8.

Použitím vzorce 3.3.1-7 byla vypočtena impedance plného rotoru pro skluz roven 1. Při použití tohoto vzorce byla zanedbána změna permeability materiálu rotoru v závislosti na procházejícím proudu. Použitá permeabilita byla vypočtena pro jmenovitý proud motoru.

Na základě tohoto vzorce a výsledků optimalizovaného výpočtu bylo zhotoveno náhradní schéma, pomocí kterého byla následně vypočtena momentová charakteristika, závislost proudu na skluzu a závislost výkonu na skluzu. Výpočet těchto charakteristik byl proveden pomocí vzorců 4.10-8, 9, 10, 11 a 12. Porovnání vypočtených a naměřených hodnot je zobrazeno v grafech 1, 2 a 3.

Pro zvolený pracovní bod při skluzu **0,26**, byl naměřen moment **0,23 Nm**, proud **0,382 A** a mechanický výkon motoru **53,3 W**. Při stejném skluzu bylo pomocí výpočtu pro klasický asynchronní motor dosaženo hodnot momentu **0,28 Nm**, proudu **0,406 A** a výkonu **65,5 W**. Při použití vzorců pro plný rotor bylo dosaženo hodnot momentu **0,38 Nm**, proudu **0,492 A** a výkonu **88,8 W**.

Literatura

- [1] FEYNMAN, Richard Phillips, Matthew SANDS a Robert B. LEIGHTON. *Feynmanovy přednášky z fyziky s řešenými příklady*. Havlíčkův Brod: Fragment, 2001. ISBN 80-7200-420-4.
- [2] PATOČKA, Miroslav. *Magnetické jevy a obvody ve výkonové elektronice, měřicí technice a silnoproudé elektrotechnice*. V Brně: VUTIUM, 2011. ISBN 978-80-214-4003-6.
- [3] BAŠTA, Jan a Vitalij Michajlovič KUCEVALOV. *Elektrické stroje s plnými rotory: teorie a výpočet*. 1. vyd. Praha: Academia, 1980, 135 s.
- [4] PETROV, G. N. *Elektrické stroje 2: Asynchronní stroje - synchronní stroje*. 1. vyd. Praha: Academia Praha, 1982. ISBN 509-21-857
- [5] HUPPUNEN, Jussi. *High-speed solid-rotor induction machine: electromagnetic calculation and design*. Lappeenranta: Lappeenranta Teknillinen Yliopisto, 2004. ISBN 9517649819.
- [6] KOPYLOV, I.P. *Stavba elektrických strojů: celostátní vysokoškolská učebnice pro elektrotechnické fakulty vysokých škol technických*. 1. vyd. Praha 1: Státní nakladatelství technické literatury, 1988, 685 s. ISBN 04-532-88
- [7] BELICA, A. *Speciální asynchronní motory malého výkonu*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2016. 58 s. Vedoucí diplomové práce prof. Ing. Vítězslav Hájek, CSc..
- [8] FIŠER, J. *Asynchronní motor s plným rotorem*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2017. 55s. Vedoucí práce: Ing. Martin Mach, Ph.D.
- [9] Cogent Power - Part of the Tata Steel Group [online]. Copyright ©VV [cit. 15.05.2018]. Dostupné z: <https://cogent-power.com/cms-data/downloads/m700-50a.pdf>

Seznam symbolů, veličin a zkratek

a	hloubka vniku	[m]
A	lineární hustota proudu	[A.m ⁻¹]
b _c	střední šířka cívký v čele stroje	[m]
b _z	šířka zubu statoru	[m]
b ₀	šířka drážkového otvoru	[m]
b ₁	vnější šířka drážky	[m]
b ₂	vnitřní šířka drážky	[m]
b' ₁	vnější šířka drážky s přihlédnutím k ohybu plechu	[m]
b' ₂	vnitřní šířka drážky s přihlédnutím k ohybu plechu	[m]
Δb _d	vůle složení plechů na šířku	[m]
B	magnetická indukce	[T]
B'	délka přímé části cívký při přechodu z drážky do čela	[m]
B _{j1}	magnetická indukce ve jhu statoru	[T]
B _{j2}	zvolená magnetická indukce v rotoru	[T]
B' _{j2}	vypočtená magnetická indukce v rotoru	[T]
B _{z1}	magnetická indukce v zubu statoru	[T]
B _δ	vypočtená magnetická indukce ve vzduchové mezeře	[T]
B' _δ	zvolená magnetická indukce ve vzduchové mezeře	[T]
c ₁	Hopkinsonův činitel	[-]
c _{1č}	činná složka Hopkinsonova činitele	[-]
c _{1j}	jalová složka Hopkinsonova činitele	[-]
cos φ	účinník	[-]
cos φ ₀	účinník naprázdno	[-]
d'	ideální průměr vodiče	[m]
d	zvolený průměr vodiče	[m]
D	vnitřní průměr statoru	[m]
D _e	vnější průměr statoru	[m]
D _h	průměr hřídele	[m]
D ₂	průměr rotoru	[m]
E	intenzita elektrického pole	[V.m ⁻¹]
E _m	intenzita elektrického pole v prostředí se stálými parametry	[V.m ⁻¹]
E _{me}	amplituda intenzity el. pole na povrchu vodivého prostředí	[V.m ⁻¹]
E _{tm}	intenzita elektrického pole na povrchu vodiče	[V.m ⁻¹]
f	frekvence	[Hz]
f ₁	napájecí frekvence statoru	[Hz]
F _m	celkové magnetické napětí motoru	[A]
h	osová výška stroje	[m]

h_d	hloubka drážky statoru	[m]
h_j	výška jha statoru	[m]
h_{j2}	výška jha rotoru	[m]
h_0	hloubka drážkového otvoru	[m]
h_1	efektivní hloubka drážky statoru	[m]
h'_1	efektivní hloubka drážky s přihlédnutím k ohybu plechu	[m]
Δh_d	vůle složení plechů na výšku	[m]
H	intenzita magnetického pole	[A.m ⁻¹]
H_e	intenzita magnetického pole v motoru	[A.m ⁻¹]
H_m	intenzita magnetického pole v prostředí se stálými parametry	[A.m ⁻¹]
H_{me}	amplituda intenzity mag. pole na povrchu vodivého prostředí	[A.m ⁻¹]
H_{tm}	intenzita magnetického pole na povrchu vodiče	[A.m ⁻¹]
H_{z1}	intenzita magnetického pole v zubu statoru	[A.m ⁻¹]
H_{j1}	intenzita magnetického pole ve jhu statoru	[A.m ⁻¹]
H_2	intenzita magnetického pole v rotoru	[A.m ⁻¹]
I_1	jmenovitý proud statoru	[A]
I_{1z}	záběrný proud	[A]
I_μ	magnetizační proud	[A]
I_0	proud naprázdno	[A]
$I_{0\check{c}}$	činná složka proudu naprázdno	[A]
I_{0j}	jalová složka proudu naprázdno	[A]
J	moment setrvačnosti	[kg.m ²]
k	koeficient činitele šíření	[-]
k_B	činitel tvaru pole	[-]
k_β	činitel rozptylu jednovrstvého vinutí	[-]
$k_{\beta'}$	činitel rozptylu jednovrstvého vinutí	[-]
k_c	činitel vzduchové mezery (Carterův činitel)	[-]
k_{Cu}	činitel plnění mědi	[-]
k_{dj}	činitel nerovnoměrnosti rozložení toku v železe	[-]
k_{dz}	činitel technologie výroby statoru	[-]
k_E	poměr indukovaného napětí	[-]
k_{Fe}	činitel plnění železa	[-]
k_{Fe2}	činitel plnění železa rotoru	[-]
k_h	činitel průměru hřídele	[-]
k_r	činitel rozlohy	[-]
k_v	činitel statorového vinutí	[-]
k_y	činitel zkrácení kroku	[-]
$K_{\check{c}}$	činitel vinutí v čele stroje	[-]
K_D	doporučený poměr pro vnitřní a vnější průměr statoru	[-]

K_T	činitel mechanických ztrát	[-]
l	délka vodiče	[m]
l_{av}	střední délka závitů	[m]
$l_{\check{c}}$	délka čelní části cívky	[m]
l_d	délka statorového svazku	[m]
l_E	obvod průřezu magnetického obvodu	[m]
l_{Fe1}	aktivní délka železa	[m]
l_H	délka úseku magnetického obvodu	[m]
l_i	zvolená délka vzduchové mezery	[m]
l'_i	ideální délka vzduchové mezery	[m]
l_{j1}	střední délka siločáry ve jhu statoru	[m]
l_2	aktivní délka rotoru	[m]
L_{1f}	celková délka vinutí jedné fáze	[m]
m	počet fází	[-]
m_{j1}	hmotnost jha statoru	[kg]
m_{z1}	hmotnost zubů statoru	[kg]
M	moment motoru	[Nm]
M_a	zrychlující moment	[Nm]
M_p	zátěžný moment	[Nm]
M_z	záběrný moment	[Nm]
M_0	moment mechanických a přídavných ztrát	[Nm]
M'_p	součet zátěžného momentu a momentu mech. a příd. ztrát	[Nm]
n	otáčky za minutu	[min ⁻¹]
N_1	počet závitů fáze	[-]
p	počet pólových dvojic	[-]
Δp	měrné ztráty v železe	[W.kg ⁻¹]
P_2	mechanický výkon motoru	[W]
P_i	vnitřní výkon motoru	[W]
ΔP_d	přídavné ztráty	[W]
ΔP_{Feh1}	hlavní ztráty v železe statoru	[W]
ΔP_{j0}	Jouleovy ztráty ve vinutí statoru při proudu naprázdno	[W]
ΔP_{j1}	Jouleovy ztráty ve vinutí statoru při jmenovitém proudu	[W]
ΔP_{mech}	mechanické ztráty motoru	[W]
q	počet drážek na pól a fázi	[-]
Q_1	počet statorových drážek	[-]
R	odpor vodiče	[Ω]
R_{Fe}	odpor představující ztráty v železe statoru	[Ω]
R_{1f}	odpor jedné fáze statorového vinutí	[Ω]
R_{12}	náhradní odpor příčné větve	[Ω]

R'_2	přepočtený odpor rotoru na stator	$[\Omega]$
s	skluz	$[-]$
S	Poytingův vektor	$[W.m^{-2}]$
S_{ef1}	zvolený průřez efektivního vodiče	$[m^2]$
S'_{ef1}	ideální průřez efektivního vodiče	$[m^2]$
S'_d	využitelná plocha drážky	$[m^2]$
S_{med}	střední velikost Poytingova vektoru	$[W.m^{-2}]$
t	čas	$[s]$
t_{d1}	drážková rozteč statoru	$[m]$
t_p	pólová rozteč	$[m]$
T	perioda	$[s]$
u	obvodu vodiče	$[m]$
U_{mj}	magnetické napětí na jhu statoru	$[A]$
U_{mz}	magnetické napětí na zubech statoru	$[A]$
U_{m2}	magnetické napětí na rotoru	$[A]$
$U_{m\delta}$	magnetické napětí na vzduchové mezeře	$[A]$
U_1	napájecí napětí	$[V]$
U_{1N}	fázové napětí	$[V]$
v_f	rychlost šíření vlny	$[m.s^{-1}]$
V_d	zvolený počet efektivních vodičů v drážce	$[-]$
V'_d	ideální počet efektivních vodičů v drážce	$[-]$
X	reaktance vodiče	$[\Omega]$
X_μ	reaktance magnetického obvodu stroje	$[\Omega]$
X_1	rozptylová reaktance statorového vinutí	$[\Omega]$
X_{12}	náhradní reaktance příčné větve	$[\Omega]$
X'_2	přepočtená reaktance rotoru na statoru	$[\Omega]$
z	vzdálenost ve směru osy z	$[m]$
Z	vlnová impedance	$[\Omega]$
Z_z	impedance motoru při záběru	$[\Omega]$
Z_μ	impedance příčné větve motoru	$[\Omega]$
Z_{12}	impedance příčné větve motoru	$[\Omega]$
Z'_2	přepočtená impedance rotoru na stator	$[\Omega]$
Z''_2	přepočtená ekvivalentní impedance rotoru na stator	$[\Omega]$
α	fázový činitel	$[-]$
α_δ	činitel pólového krytí	$[-]$
β	činitel tlumení	$[-]$
β'	činitel určující typ použité oceli	$[-]$
γ	měrná elektrická vodivost	$[Sm^{-1}]$
δ	šířka vzduchové mezery	$[m]$

η	účinnost	[-]
κ	činitel šíření	[-]
λ	vlnová délka	[m]
λ_{ζ}	činitel magnetické vodivosti rozptylu čel	[-]
λ_d	činitel magnetické vodivosti drážky	[-]
λ_{dif1}	činitel magnetické vodivosti diferenčního rozptylu	[-]
Λ	štíhlostní poměr	[-]
μ	magnetická permeabilita	[Hm ⁻¹]
μ_e	magnetická permeabilita na povrchu železa při H	[Hm ⁻¹]
μ_0	permeabilita vakua	[Hm ⁻¹]
ξ	činitel koncového jevu	[-]
ρ_{Fe}	hustota oceli	[kg.m ⁻³]
σ	plošná proudová hustota	[A.m ⁻²]
υ	činitel otevřenosti drážky	[-]
Φ	magnetický tok	[Wb]
ω	úhlová rychlost	[rad.s ⁻¹]
ω_s	synchronní úhlová rychlost	[rad.s ⁻¹]
ω_2	úhlová rychlost rotoru	[rad.s ⁻¹]

Seznam příloh

Příloha A: Měření asynchronního motoru s plným rotorem