



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

ZVÝŠENÍ ÚČINNOSTI MALÉHO
TŘÍFÁZOVÉHO ASYNCHRONNÍHO MOTORU

EFFICIENCY IMPROVEMENT OF THREE PHASE INDUCTION MOTOR

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Ondřej Žák DiS

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

doc. Ing. Ondřej Vítek, Ph.D.

BRNO 2017



Bakalářská práce

bakalářský studijní obor **Silnoproudá elektrotechnika a elektroenergetika**

Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky

Student: Ondřej Žák, DiS.

ID: 164957

Ročník: 3

Akademický rok: 2016/17

NÁZEV TÉMATU:

Zvýšení účinnosti malého třífázového asynchronního motoru

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

1. Seznamte se s možnostmi zvyšování účinnosti a s metodou výpočtu malých asynchronních motorů.
2. Provedte analytický výpočet parametrů zadaného třífázového asynchronního motoru. Vytvořte model motoru v programu Ansoft/RMxprt.
3. Provedte měření na zadaném motoru a výsledky srovnajte s vypočtenými.
4. Navrhnete úpravy motoru pro zvýšení účinnosti a ověřte jejich vliv výpočtem a na modelu stroje.

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.
- [5] VOJČE, Z. Výpočet parametrů asynchronního motoru malého výkonu. Brno: VUT v Brně, FEKT, 2016. 54 s. Vedoucí BP Ing. Ondřej Vítek, Ph.D.

Termín zadání: 6. 2. 2017

Termín odevzdání: 31. 5. 2017

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

Konzultant:



doc. Ing. Petr Toman, Ph.D.
předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor bakalářské práce nesmí při vytváření bakalářské 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 bakalářská práce se věnuje problematice účinnosti malých asynchronních motorů. Vzhledem k současné tendenci stálého zvyšování účinnosti je toto téma velice aktuální. Jak zvýšit účinnost, a přitom zbytečně nenavyšovat výrobní i materiálové náklady? To je otázka, kterou si dnes klade každý výrobce asynchronních motorů. Tato práce má za cíl přiblížit tuto problematiku a popsat možnosti, kterými je možno se ubírat. Na vybraném asynchronním motoru společnosti ATAS elektromotory Náchod a.s. je provedeno srovnání analytického výpočtu, výpočtu na modelu programem RMxpert a Maxwell 2D a reálného měření, které má poukázat na úskalí, která přináší jednotlivé výpočtové metody. Následně je proveden návrh úprav pro zvýšení účinnosti s výpočtem a srovnáním všech dosažených výsledků.

Klíčová slova

Asynchronní motor, analytický výpočet, RMxpert, Maxwell 2D, účinnost, porovnání.

Abstract

This bachelor thesis looks into problematics of efficiency of induction elektromotors. Due to present tendence of permanently encreasing efficiency, this topic is very actual. How to encrease efficiency but not to encrease material and production cost too much? This is the daily question of every producer of induction elektromotors. This thesis has a target to bring closer understanding of this problematics and describe alternatives, which is possible to follow. On choosen elektromotor produced by ATAS elektromotory Náchod a.s. is made an comparison of analytic calculate, calculate of software RMxpert and Maxwell 2D and real measuring, which refes about limits of individual calculatin methods. Then the design of changes with new calculate is provided and comparison of all results.

Keywords

Induction electromotor, analytic calculation, RMxpert, Maxwell 2D, efficiency, comparison.

Bibliografická citace:

ŽÁK, O. *Zvýšení účinnosti malého třífázového asynchronního motoru*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2017. 55 s. Vedoucí bakalářské práce doc. Ing. Ondřej Vítek, Ph.D.

Prohlášení

„Prohlašuji, že svou závěrečnou práci na téma *Zvýšení účinnosti malého třífázového asynchronního motoru* jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího bakalářské 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 **31. května 2017**

.....
podpis autora

Poděkování

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

V Brně dne **31. května 2017**

.....
podpis autora

Obsah

1	Úvod	1
2	Princip asynchronního stroje.....	2
2.1	Točivé magnetické pole.....	2
2.2	Rozdělení asynchronních strojů	3
2.3	Konstrukce třífázového asynchronního motoru s kotvou nakrátko	4
2.4	Rozdělení ztrát asynchronního motoru	6
2.5	Možnosti zvýšení účinnosti asynchronního motoru s kotvou nakrátko	6
2.5.1	Úprava hloubky statorové drážky	7
2.5.2	Úprava šířky statorové drážky	8
2.5.3	Úprava otevření statorové drážky.....	8
2.5.4	Úprava délky svazku.....	9
2.5.5	Úprava plnění statorových drážek.....	9
2.5.6	Úprava hloubky rotorové drážky.....	9
2.5.7	Úprava šířky rotorové drážky	9
2.5.8	Úprava otevření rotorové drážky	10
2.5.9	Další možnosti úprav z hlediska optimalizace dílů.....	10
3	Analytický výpočet asynchronního motoru T42RX479	11
3.1	Výpočet magnetického obvodu	12
3.1.1	Magnetické napětí na vzduchové mezeře.....	13
3.1.2	Magnetické napětí na zuby statoru.....	14
3.1.3	Magnetické napětí na zuby rotoru	16
3.1.4	Magnetické napětí na jhu statoru	17
3.1.5	Magnetické napětí na jhu rotoru.....	19
3.1.6	Magnetizační proud	20
3.2	Výpočet odporů a reaktancí.....	20
3.2.1	Odpor statorového vinutí a rotorové klece.....	20
3.2.2	Magnetizační reaktance.....	22
3.2.3	Rozptylová reaktance	22
3.3	Výpočet ztrát	26
3.3.1	Ztráty v železe	26
3.3.2	Přídavné ztráty závislé na napětí.....	27
3.3.3	Ztráty ve vinutí.....	29
3.3.4	Mechanické ztráty.....	31
3.4	Určení parametrů náhradního schématu.....	32
4	Vytvoření modelu asynchronního motoru T42RX479 v programech RMxpřt a Maxwell 2D.....	33
4.1	RMxpřt	33

4.2	Maxwell.....	33
4.2.1	Úprava řezu motoru.....	33
4.2.2	Základní nastavení.....	34
4.2.3	Výsledky simulace	35
5	porovnání výsledků z analytického výpočtu, modelů a měření	37
6	Návrh úprav asynchronního motoru pro zvýšení účinnosti, porovnání.....	40
6.1	Navrhované změny	40
6.2	Rozložení magnetické indukce	42
6.3	Porovnání výsledků	43
6.4	Další možnosti zvýšení účinnosti	44
7	Závěr	45
	Literatura	47
	Seznam symbolů, veličin a zkratk.....	48
	Seznam příloh.....	55

Seznam obrázků

Obrázek 2-1: princip vzniku točivého magnetického pole trojfázového asynchronního motoru [6]	3
Obrázek 2-2: Řez asynchronním motorem [3]	5
Obrázek 3-1: štítek motoru T42RX479.....	11
Obrázek 3-2: BH charakteristika dynamových plechů	13
Obrázek 3-3: náhradní schéma asynchronního motoru	32
Obrázek 4-1: Trojúhelníková diskretizační síť v Maxwell 2D	34
Obrázek 4-2: rozložení magnetické indukce na řezu motoru.....	35
Obrázek 4-3: detail rozložení magnetické indukce na řezu motoru	36
Obrázek 4-4: Příkon asynchronního motoru v závislosti na čase	36
Obrázek 5-1: Momentové charakteristiky.....	38
Obrázek 6-1: Náčrtek upravené statorové drážky	41
Obrázek 6-2: Rozložení magnetické indukce na řezu motoru v programu Maxwell 2D	42
Obrázek 6-3: Detail rozložení magnetické indukce	43

Seznam tabulek

Tabulka 5-1:shrnutí výsledků motoru T42RX479	37
Tabulka 6-1: shrnutí výsledků upraveného motoru.....	44

1 ÚVOD

Asynchronní stroje jsou stále nenahraditelné elektrické stroje, jejichž význam je stále vysoký. Asynchronní stroj je totiž konstrukčně nejjednodušší a nejspolehlivější elektrický točivý stroj vůbec. Díky frekvenčním měničům je dnes možno asynchronní stroj využívat i v aplikacích, kde je vyžadována plynulá regulace otáček. Proto je možné vidět použití asynchronního stroje ve velmi širokém spektru aplikací, jak výkonově (jednotky wattů až desítky megawattů), tak co se oblasti využití týče (výroba elektrické energie, čerpadla, trakce...).

Nevýhodou asynchronního stroje je relativně nízká účinnost, jejíž hodnota neodpovídá současným trendům a nárokům. Principy zvyšování účinnosti asynchronního stroje jsou známé, nicméně nejsou příliš efektivní (zvýšení účinnosti o pár jednotek procent za cenu zněkolikanásobení výrobních nebo materiálových nákladů). Proto je otázka zvýšení účinnosti asynchronního stroje stále znovu probíraná a je snaha najít efektivní způsob, který by je posunul dál.

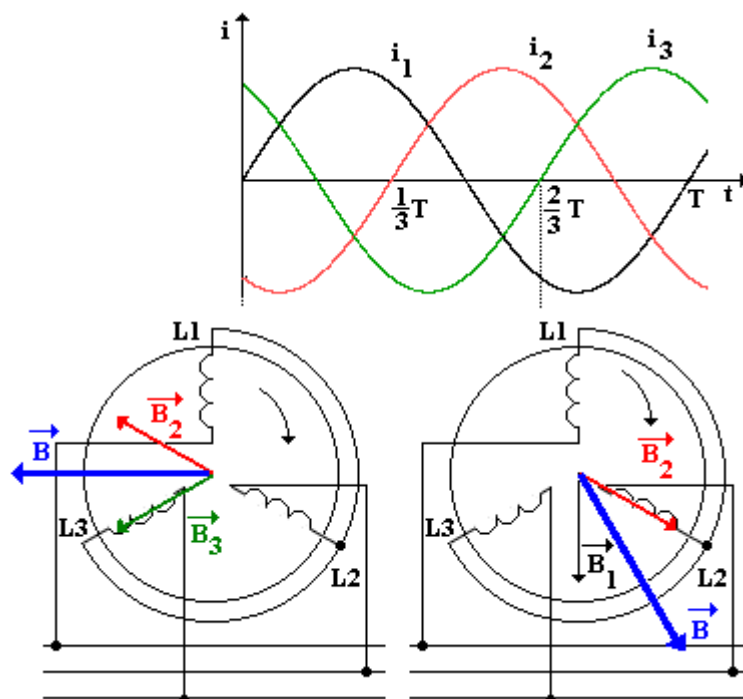
V této práci je proveden analytický výpočet asynchronního motoru typu T42RX479 společnosti ATAS elektromotory Náchod a.s. Výsledky jsou porovnány s měřenými hodnotami tohoto motoru a s teoretickým výpočtem na modelu v programu RMxprt a Maxwell. Na základě teoretických poznatků o účinnosti asynchronního motoru jsou navrženy úpravy zvoleného motoru a je zde provedeno srovnání teoretických výsledků získaných analytickým výpočtem, výpočtem v programu RMxprt a simulací upraveného motoru v softwaru Maxwell 2D.

2 PRINCIP ASYNCHRONNÍHO STROJE

Asynchronní stroj kombinuje princip elektromagnetické indukce ve vodiči, který je vystaven proměnnému magnetickému poli a princip síly působící na vodič protékaný proudem, který je vystaven účinkům magnetického pole. V případě asynchronního stroje je toto magnetické pole točivé. Střídavé točivé stroje obecně využívají ke své práci točivé magnetické pole. Následující část tedy bude věnována točivému magnetickému poli.

2.1 Točivé magnetické pole

Točivé magnetické pole vzniká tam, kde jsou dvě (a více) cívky, které mají vzájemně pootočené osy, protékány střídavým elektrickým proudem různé fáze. Je to způsobené tím, že magnetická indukce jedné cívky osciluje ve směru osy cívky. Když budeme postupně vektorově sčítat indukci dvou a více cívek s různými osami a fázemi (avšak se shodnou periodou) v průběhu jedné periody, bude se tento vektor otáčet a měnit velikost. Počátek však zůstane na jednom místě. Po uplynutí jedné periody signálů pak bude vektor opět na původním místě a s původní velikostí. Aby vzniklo kruhové točivé magnetické pole, (čili takové, kde velikost magnetické indukce se v čase nemění, mění se pouze směr), potřebujeme takové uspořádání dvou a více cívek, aby tvořilo kruh a jejich fáze musí být posunuty o stejný elektrický úhel, o který jsou natočené cívky. Nejčastějším uspořádáním je uspořádání tří cívek posunutých vzájemně o 120° , protože soustava tří fází v síti má právě takový vzájemný posun fází (obr.2-1). U jednofázových motorů se pak používá pomocný rozběhový pól, který je otočen o 90° od hlavního vinutí a má zapojen rozběhový kondenzátor, který posune fázi proudu také v ideálním případě o 90° .



Obrázek 2-1: princip vzniku točivého magnetického pole trojfázového asynchronního motoru [6]

Díky točivému magnetickému poli nepotřebujeme komutátor jako stejnosměrné stroje, protože stejně tak, jako vektor magnetické indukce, otáčí se také vektor síly, která působí na rotorové tyče.

Aby na rotorové tyče působila síla, musí jimi procházet elektrický proud. Protože však rotor asynchronního motoru není buzen, je třeba, aby se v něm indukovalo napětí. Napětí se ve vodiči indukuje pouze při změně magnetického pole. Z toho vychází asynchronní režim. Rotor asynchronního motoru má skluz proti úhlové rychlosti točivého magnetického pole, to znamená, že je v neustálém pohybu vůči magnetickému poli. Jestliže se tedy vodič rotorové klece (rotorová tyč) rovnoměrně pohybuje (konstantní otáčky) v sinusově rozloženém magnetickém poli, indukované napětí v této tyči pak má také sinusový průběh a frekvence tohoto napětí je závislá na skluzu. Rotorovou klecí se pak uzavírá proud o stejné frekvenci.

2.2 Rozdělení asynchronních strojů

Základním rozdělením asynchronních strojů je rozdělení podle využití tedy na motor a generátor. Aby mohl asynchronní stroj pracovat jako generátor, musí mít nadsynchronní otáčky ($s < 0$; $n > n_s$), tedy rotoru musí být z vnějšku dodáván mechanický výkon. Elektrický výkon dodávaný do sítě je potom určen rozdílem vstupního mechanického výkonu a všech ztrát na generátoru (mechanické, Jouleovy ve vinutí statoru i rotoru, v železe a další přídatné ztráty). Asynchronní generátor nemůže fungovat jako jediný zdroj ostrovní sítě – nutně potřebuje být připojen statorovým vinutím do již fungující sítě s určitým napětím a kmitočtem, pokud

nejsou provedena speciální opatření. Nevýhodou asynchronního generátoru je špatný účinnost (kolem 0,7), který musí být kompenzován. Asynchronní generátor se používá nejčastěji v malých vodních či větrných elektrárnách. Asynchronní motor – častější využití asynchronního stroje – má naopak podsynchronní otáčky ($0 < s < 1$; $0 < n < n_s$) a ze sítě je naopak odebírán elektrický výkon. Po odečtení všech ztrát pak dostaneme mechanický výkon na hřídeli. Možnosti řízení otáček asynchronního motoru je několik, v dnešní době je však nejelegantnější způsob řízení změnou kmitočtu (s využitím frekvenčních měničů). Toto řízení přináší řadu výhod, například plynulé řízení otáček při zachování konstantního momentu. To má ovšem omezení – pro udržení konstantního momentu musíme s frekvencí také měnit napětí, to však lze jen od nuly po jmenovité napětí měniče, což je nejčastěji síťové napětí. Proto ve chvíli, kdy máme již plné napětí na motoru, s dalším zvyšováním otáček klesá moment). Díky tomu je asynchronní motor stále jedním z nejužívanějších motorů.

Další rozdělení asynchronních strojů je podle provedení satorového vinutí na jednofázové a trojfázové. Jednofázové motory se sami od sebe neroztočí, proto potřebují pomocné vinutí případně i rozběhový kondenzátor. Výhodou jednofázových motorů je jejich nezávislost na třífázové síti (dá se tedy použít například v jednofázové instalaci nebo v místě, kde není k dispozici třífázová zásuvka – př. hobby spotřebiče), nevýhodou je nižší moment proti třífázovému motoru.

Také podle vinutí rotoru (kotvy) je možno asynchronního motoru rozdělit na stroje s kotvou na krátko (klecové stroje) a stroje s kroužkovým rotorem (vinutá kotva s vyvedením vinutí na sběrací kroužky). Kroužkové motory se používali v aplikacích, kde bylo potřeba řídit otáčky či zvýšit záběrný moment (snížit proudový náraz do sítě při rozběhu). Vzhledem k tomu, že dnes již toto umožňují frekvenční měniče s minimálními ztrátami (řízení otáček u kroužkových motorů probíhalo ztrátově – vřazením odporů), a že jejich výroba i údržba je dražší než AS s kotvou nakrátko, téměř se již nepoužívají.

Nejklasičtější, nejjednodušším a také nejčastěji používaným stroj je stále třífázový stroj s kotvou nakrátko. Vzhledem k tomu, že tato práce se zabývá právě tímto druhem stroje, jeho konstrukce bude nyní popsána podrobněji.

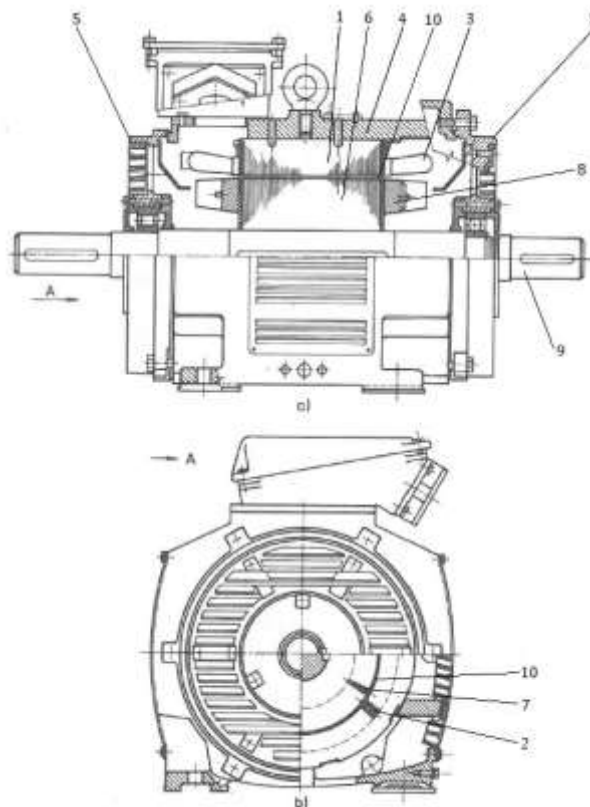
2.3 Konstrukce třífázového asynchronního motoru s kotvou nakrátko

Jako každý elektrický motor, i asynchronní motor je složen ze dvou základních funkčních částí a sice z rotoru a statoru. Na obr.2-2 je podélný a příčný řez asynchronním motorem. Stator je tvořen paketem magneticky měkkých plechů (1) střižených tak, aby tvořily drážky (2) pro satorové vinutí. Plechy jsou od sebe

vzájemně odděleny izolační vrstvou, která omezuje vířivé proudy. Izolační vrstva je většinou vytvořena lakováním plechů. Do drážek je tedy navinuto statorové vinutí (3), které vytváří točivé magnetické pole, jak bylo popsáno výše. Počet pólů statorového vinutí určuje synchronní otáčky vzhledem k frekvenci napájecí sítě (typicky v ČR $f = 50\text{Hz} \rightarrow n_s = 3000 \text{ min}^{-1}$ u dvoupólového motoru). Navinutý stator je nalisovaný do hliníkové případně litinové kostry asynchronního motoru (4), která se podílí na odvodu tepla ze statoru a v případě, že je feromagnetická je také součástí magnetického obvodu. Vytvářejí se v ní však vířivé proudy, které magnetický tok z kostry vytlačují, takže vliv magnetického toku feromagnetickou kostrou na celkové magnetické vlastnosti motoru je malý. Ke kostře jsou připevněny dva ložiskové štíty (5).

Rotor je tvořen také paketem plechů (6) o stejné délce jako statorový paket, do jehož drážek (7) je zastříknutá hliníková klec (8). Vzhledem k tendenci zvyšování účinnosti se také můžeme setkat s měděnou klecí. Do klece se indukují napětí o frekvenci úměrné skluzu, resp. rozdílu synchronních otáček a otáček rotoru. Díky tomu se v rotorové kleci uzavírá proud. Zastříknutý rotor je nalisován na hřídel (9), která je nesena ložiskovými štíty.

Mezi rotorem a státorem vznikne vzduchová mezera (10), a magnetická indukce v ní determinuje vlastnosti celého motoru.



Obrázek 2-2: Řez asynchronním motorem [3]

2.4 Rozdělení ztrát asynchronního motoru

Každý elektrický motor při své práci část přiváděného elektrického výkonu (příkonu) mění na ztrátový výkon a právě míra tohoto ztrátového výkonu určuje účinnost. Aby bylo možné porozumět principům zvyšování účinnosti (čili snižování míry ztrát), je vhodné se seznámit právě se ztrátami.

Ztráty AS se rozdělují na hlavní a dodatečné. Jako hlavní ztráty se označují Jouleovy ztráty, mechanické ztráty a ztráty v železe. Jako dodatečné ztráty se označují výkony, které souvisí s různými efekty magnetického pole na povrchu rotorových a statorových plechů, doplňující ztráty pokrývající vířivé proudy, které nejsou pokryté ztrátami v železe, ztráty závisející na zatížení v důsledku zvyšování rozptylové reaktance při zatížení atp.

Norma ČSN EN 60034-2-1 (Standardní metody určování ztrát a účinností ze zkoušek) [9] hovoří o konstantních ztrátách, ztrátách při zatížení a přídavných ztrátách při zatížení. Konstantními ztrátami, navzdory tomu, že nejsou konstantní, jsou míněny ztráty v železe, ztráty třením (v ložiskách) a ventilační ztráty. Ztráty při zatížení představují Jouleovy ztráty ve statorovém a rotorovém vinutí. Přídavné ztráty jsou součtem ztrát způsobených rozptylovými magnetickými toky ve všech kovových částech stroje a ztrát vířivými proudy způsobených pulzacemi magnetického toku.

2.5 Možnosti zvýšení účinnosti asynchronního motoru s kotvou nakrátko

Možností, jak zvýšit účinnost asynchronního motoru, je celá řada. Bohužel však tato opatření s sebou nesou také negativní důsledky, především v podobě větších nákladů na materiály i technologii výroby. Proto je třeba při zvyšování účinnosti hledat řešení, které motor příliš nezatíží zvýšením ceny, a přesto má smysl z hlediska zvýšení účinnosti.

První možností je pouhá formální optimalizace jmenovitých hodnot. Jde o to, stanovit jmenovité otáčky a výkon tak, aby jmenovitý moment byl blízký momentu, v němž má motor nejvyšší účinnost. Je však nutné dodržet požadavek na minimální momentovou přetížitelnost dle normy 60034-1 (Točivé elektrické stroje) [8] s požadavkem na minimální momentovou přetížitelnost 60 %.

Možností, jak zvýšit účinnost, je i snížení mechanických ztrát. Ty jsou však u moderních motorů většinou na velmi nízkých hodnotách. Jisté možnosti zde však jsou a dají se zkoumat. Například vliv maziva ložisek, typ ložisek... Tyto údaje jsou však většinou dané výrobcem ložisek. Možností je i zkoumat vliv ventilátoru (v případě, že je přítomen) na velikost ventilačních ztrát. Vzhledem k tomu, že ve společnosti ATAS elektromotory Náchod a.s. bylo tomuto vlivu věnováno rozsáhlé

měření a že v řešeném motoru ventilátor není, nebude se tedy tento vliv v této práci řešit.

Relativně velkým prostorem pro zvětšení účinnosti je snížení činného odporu rotorové klece. Tento způsob zvyšování účinnosti s sebou nese snížení záběrného momentu. Díky frekvenčním měničům však tento jev nemá nijak zásadní vliv na použitelnost takového motoru. Snížením činného odporu se však při konstantním výkonu sníží moment a sníží se skluz (napřímí se momentová charakteristika). Nejvýraznější možností je použití měděné klece, to však je technologicky složitá a nákladná záležitost. Teplota tání mědi je totiž $\theta_{Cu}=1083^{\circ}\text{C}$ ($\theta_{Al}=660^{\circ}\text{C}$) a Courierův bod železa nastává při teplotě $\theta_C=770^{\circ}\text{C}$, což přináší dvojí negativní efekt – nutnost technologie pro tavení mědi a nutnost technologického řešení pro snížení negativního dopadu vysoké teploty na magnetické vlastnosti rotorových plechů. Je samozřejmě možností měděnou klec skládat z tyčí a kruhů, které se dohromady sletují, stále však zůstává vysoká cena měděné klece a snížený záběrný moment motoru. Jsou zde však i další možnosti, jako například zvětšení průřezu hliníkové klece či vložení měděných tyčí do drážek rotoru, kolem kterých se zastříkne hliník. Také je možné řešit vliv materiálu dynamových plechů. Kromě BH charakteristiky má každý materiál přiřazené tzv. ztrátové číslo, které určuje, jak velké bude mít ztráty v železe při určité frekvenci a magnetické indukci. Nízkoztrátové plechy mají ovšem horší magnetické vlastnosti, takže je třeba opět najít optimální materiál. Další možností je pak optimalizace využití materiálů tak, aby nebyly na hranici svých možností, jak tomu bylo dříve. V případě, že je indukce v železe blízka nasycení a proudová hustota ve vinutí statoru blízka hodnotě, která se blíží maximální hodnotě proudové hustoty pro maximální oteplení při dané třídě izolace vinutí, se sice snižuje účinnost, ale výrazně se také snižuje cena motoru vzhledem k objemu materiálů. To však neodpovídá současným trendům, které kladou velký důraz právě na účinnost. Při daném výkonu motoru je tedy třeba snížit hodnotu syčení železa úpravou řezu, případně změnou magnetické oceli, a hodnotu proudové hustoty ve vinutí zvětšením průřezu a plnění drážek což vede k zvětšení rozměrů motoru. Optimalizací využití materiálů je možné dosáhnout poměrně výrazných posunů v účinnosti bez vysokých nákladů, zde však narážíme na řadu technologických problémů. Možností, jak optimalizovat materiály na účinnost je mnoho, většinou se použije kombinace několika různých úprav.

2.5.1 Úprava hloubky statorové drážky

Zvětšení hloubky statorové drážky přináší zvětšení plochy drážky. To znamená, že při stávajícím počtu závitů můžeme při zachování plnění drážky zvětšit průřez vodičů, což razantně snižuje Jouleovy ztráty ve statorovém vinutí.

Toto opatření s sebou ovšem také přináší negativní efekt, kterým je zmenšení výšky jha a zvětšení výšky zubu statoru, tedy zmenšení průřezu magnetické dráhy ve jhu statoru a prodloužení délky magnetické dráhy v zubu statoru. To s sebou přináší zvětšení magnetické indukce ve jhu statoru. Magnetická indukce v zubu statoru je sice stejná ale dochází zde k prodloužení siločáry, tedy se v obou případech zvýší magnetické napětí a tedy i magnetizační proud. Magnetizační proud způsobuje Jouleovy ztráty ve statoru, takže částečně potlačuje efekt snížení Jouleových ztrát ve statoru, jak je popsáno v předchozím odstavci.

Dalším efektem který působí proti zvyšování účinnosti prohlubováním drážky statoru je zvyšování ztrát v železe statoru vlivem narůstající magnetické indukce ve jhu statoru. Jak je podrobně ukázáno v analýze motoru (kapitola 3), ztráty v železe závisí na druhé mocnině magnetické indukce. Ztráty v železe rostou tedy výrazně. Ve chvíli, kdy je jhu statoru přesycené, přírůstek ztrát v železe je již výraznější než úbytek Jouleových ztrát ve statorovém vinutí. Je třeba tedy najít optimální hloubku drážky.

S rostoucí magnetickou indukcí rovněž rostou přídatné ztráty závislé na napětí, ty ovšem nehrají v celkových ztrátách zásadní roli.

Vzhledem k tomu, že jhu statoru není u řešeného motoru plné, ale jsou zde technologické otvory pro svorníky a nýty, prohloubení statorové drážky je také limitované vzdáleností dna drážky od těchto otvorů. Mezi nimi totiž vzniká místo, které se přesycuje a podporuje tedy potlačení pozitivního efektu snižování Jouleových ztrát ve statorovém vinutí. Tento efekt je však velmi těžko popsitelný analytickým výpočtem (ve výpočtu v této práci není zohledněn), proto je vhodné tento efekt zkoumat pomocí simulací v programu Maxwell 2D.

2.5.2 Úprava šířky statorové drážky

Efekt rozšiřování statorové drážky je podobný jako u prohlubování. Je však jednak jednodušší, protože rozšíření drážky se netkne vlastností jha statoru, jednak daleko menší než v případě prohlubování drážky, protože se zde nemůžeme pohybovat v řádech milimetrů, ale pouze v řádech desetin milimetrů.

Při rozšíření drážky statoru se zvětší průřez vodičů statorového vinutí a tím se snižují Jouleovy ztráty, ale zároveň se zmenšuje průřez magnetické dráhy v zubu statoru, tedy se zvyšuje magnetická indukce a tím magnetizační proud (Jouleovy ztráty) a ztráty v železe.

Opět jde o to nalézt optimum, ve kterém je výsledkem nejmenší součet všech ztrát.

2.5.3 Úprava otevření statorové drážky

Otevření statorové drážky ovlivňuje tvar magnetického toku ve vzduchové mezeře. Tuto skutečnost empiricky zohledňuje tzv. Carterův činitel. Znamená to, že

magnetická indukce není ve vzduchové mezeře rozprostřena rovnoměrně, ale má svá minima a maxima. S rostoucím otevřením drážek rozdíl mezi krajními hodnotami roste. Proto roste také magnetizační proud a s ním pochopitelně Jouleovy ztráty ve statorovém vinutí. Zároveň také rostou přídavné ztráty na napětí. Mírně však klesají Jouleovy ztráty v rotoru vlivem klesající rozptylové reaktance. Otevření statorové drážky však podléhá technologickému řešení navíjení statorového vinutí.

2.5.4 Úprava délky svazku

Úprava délky svazku je jedno z velmi účinných opatření pro zlepšení účinnosti, protože magnetická indukce ve vzduchové mezeře (a tím také magnetická indukce v každé části motoru) je nepřímo úměrná délce svazku. Zvětšujeme-li tedy délku svazku, výrazně tím snižujeme magnetickou indukci a tím magnetizační proud. Zároveň s klesající magnetickou indukcí klesají také ztráty v železe i přídavné ztráty závislé na napětí.

Tento efekt má ovšem taky své hranice. Představíme-li si graf nepřímé úměry (lineární lomené funkce), je jasné, že od určité hodnoty délky svazku se již s dalším prodlužováním magnetická indukce snižuje jen nepatrně. Činný odpor statorového vinutí a rotorové klece však roste s délkou svazku lineárně, proto začnou převládat Jouleovy ztráty. Opět je třeba najít optimum.

2.5.5 Úprava plnění statorových drážek

Úprava plnění drážek je jen technologickou záležitostí. Při větším plnění drážky se může zvýšit průřez vodičů. Je však třeba přihlídnout k technologii navíjení, aby při daném plnění drážek bylo navinutí statoru proveditelné.

2.5.6 Úprava hloubky rotorové drážky

Úprava hloubky rotorové drážky nepřináší výrazný efekt ke zvýšení účinnosti. Opět se zde projevují dva protichůdné jevy, jednak s rostoucí hloubkou drážky roste průřez rotorových tyčí (i když zdaleka ne tak výrazně jako v případě statorových drážek, protože rotorová drážka se směrem ke středu rotoru zužuje), čímž klesá činný odpor a zároveň se snižuje jeho rotoru, čímž roste syčení jha a tedy magnetizační proud, který zvyšuje proud statorovým vinutím a tedy Jouleovy ztráty. Celkově však vliv prohlubování rotorové drážky na účinnost je zanedbatelný.

2.5.7 Úprava šířky rotorové drážky

Úprava šířky rotorové drážky přináší daleko výraznější efekt. Podobně jako u statorové drážky opět klesají Jouleovy ztráty v rotorové kleci, ale zároveň výrazně roste syčení zubu statoru, čímž jednak roste magnetizační proud, který zvyšuje

Jouleovy ztráty ve statorovém vinutí a také rostou ztráty v železe v zubech rotoru. Vzhledem k tomu, že však frekvence rotorového proudu je velmi nízká (přímo úměrná skluzu), tento efekt se nijak výrazně neprojevuje.

2.5.8 Úprava otevření rotorové drážky

Stejně jako u statorové drážky, otevření rotorové drážky ovlivňuje tvar magnetického toku ve vzduchové mezeře. S rostoucím otevřením drážek roste také magnetizační proud a s ním pochopitelně Jouleovy ztráty ve statorovém vinutí. Zároveň také rostou přídavné ztráty na napětí. Mírně však klesají Jouleovy ztráty v rotoru vlivem klesající rozptylové reaktance.

2.5.9 Další možnosti úprav z hlediska optimalizace dílů

Další možnou úpravou může být změna průměru motoru, která opět přinese rezervu pro magnetický obvod. Změna tvaru statorové nebo rotorové drážky může také v některých případech přinést nějaký užitek, vyžaduje to však velmi komplexní zkoumání. Při každé úpravě je však třeba individuálního posouzení vlivu na účinnost pro každý motor zvlášť.

3 ANALYTICKÝ VÝPOČET ASYNCHRONNÍHO MOTORU T42RX479

Nyní bude proveden analytický výpočet parametrů vybraného asynchronního motoru podle Brázdy [1].

Štítkové hodnoty vybraného motoru jsou následující:

Třífázový asynchronní motor s kotvou nakrátko typu T42RX479:

$U=400/230\text{ V}$	jmenovité napětí (Y/D)
$P_2=0,15\text{ kW}$	jmenovitý výkon na hřídeli
$n=1270\text{ min}^{-1}$	jmenovité otáčky
$I_1=0,53/0,92\text{ A}$	jmenovitý odebíraný proud ze sítě
S2 15min	druh zatížení – krátkodobý chod
Izol.tř.: F	třída izolace statorového vinutí
IP00	stupeň krytí



Obrázek 3-1: štítek motoru T42RX479

Další základní hodnoty vybraného motoru vycházející z dokumentace:

Parametry statorového vnutí:

$2p = 4$	počet pólů
$Q_1 = 24$	počet drážek statoru
$V_{d1} = 210$	počet vodičů v drážce
$a = 1$	počet paralelních větví
$l = 80\text{ mm}$	délka statorového svazku
$D_s = 45\text{ mm}$	vrtání statoru (vnitřní průměr)

Vzduchová mezera:

$D_\delta = 44,75\text{ mm}$	střední průměr vzduchové mezery
------------------------------	---------------------------------

$\delta=0,25mm$ šířka vzduchové mezery

parametry rotoru:

$Q_2=17$ počet drážek rotoru
 $V_{d2} = 1$ počet vodičů v drážce
 $D_r=44,5$ vnější průměr rotoru

3.1 Výpočet magnetického obvodu

Při návrhu asynchronního motoru se nejprve zvolí magnetická indukce ve vzduchové mezeře. Vzhledem k tomu, že pro tento motor z parametrů vyplývá, jaký má magnetický tok, magnetickou indukci ve vzduchové mezeře je možné spočítat. Amplituda 1.harmonické ideálního magnetického toku naprázdno je určena z rovnice:

$$\Phi_{00} = \frac{m_1 \cdot U_{1f} \cdot a_1}{\frac{\pi}{\sqrt{2}} \cdot f_1 \cdot V_{d1} \cdot Q_1 \cdot k_v} = 1,276mWb \quad (3.1)$$

Kde: m_1 počet fází statoru
 U_{1f} fázové napětí
 k_v činitel vinutí

Činitel vinutí se spočítá jako součin činitele rozlohy vinutí a činitele zkrácení kroku:

$$k_v = k_q \cdot k_y = 0,966 \quad (3.2)$$

kde: k_y činitel rozlohy vinutí
 k_q činitel zkrácení kroku
 τ_p pólová rozteč
 y krok cívký (5 drážek)

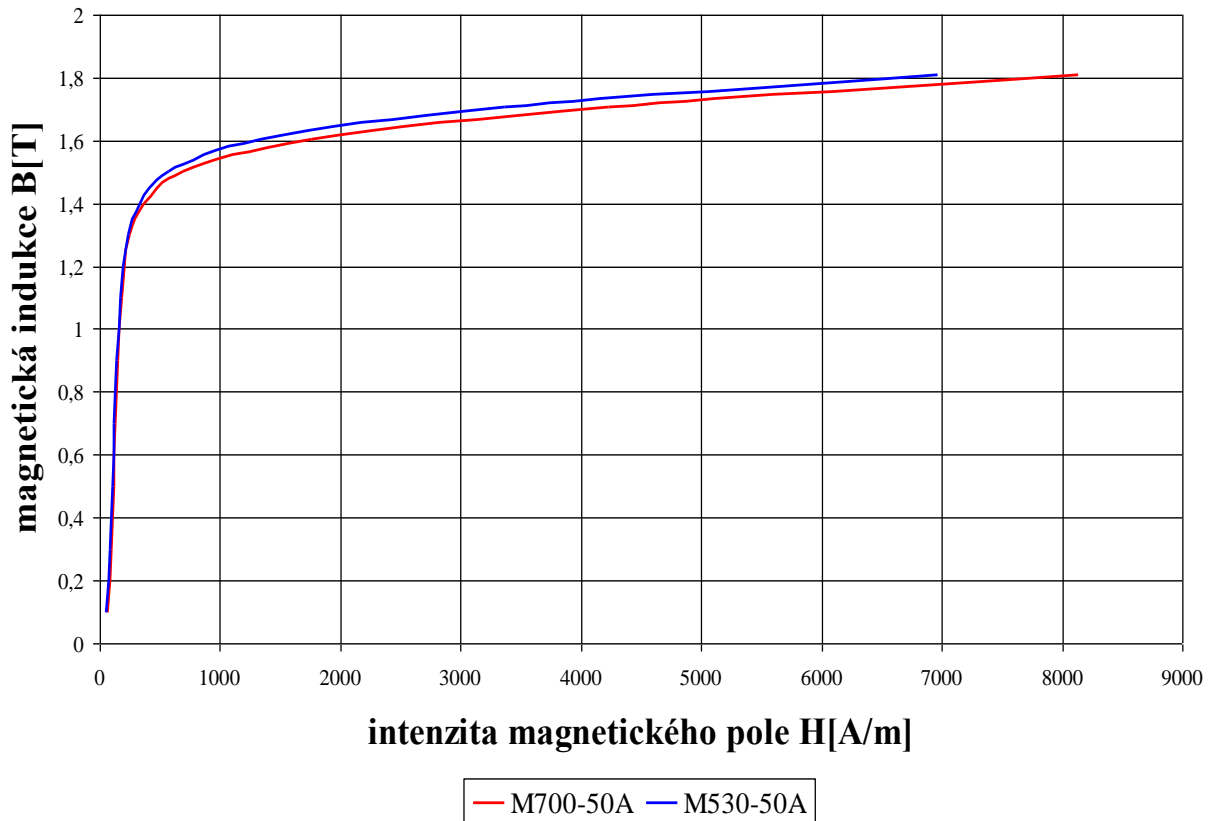
$$k_y = 1 \quad (3.3)$$

$$k_q = \sin\left(\frac{y}{\tau_p} \cdot \frac{\pi}{2}\right) = \sin\left(\frac{5}{6} \cdot \frac{\pi}{2}\right) = 0,966 \quad (3.4)$$

$$\tau_p = \frac{\pi \cdot D_s}{2p} = 35,34mm \quad (3.5)$$

$$y = \tau_p \cdot \frac{5}{6} = 29,45mm \quad (3.6)$$

Magnetické napětí v dané oblasti je dáno součinem intenzity magnetického pole a délky siločáry. Intenzita magnetického pole se získá z BH charakteristiky dynamových plechů, kterou udává výrobce:



Obrázek 3-2: BH charakteristika dynamových plechů

3.1.1 Magnetické napětí na vzduchové mezeře

Střední hodnota 1.harmonické ideální magnetické indukce v mezeře se vypočte z magnetického toku:

$$\bar{B}_{00} = \frac{\Phi_{00}}{\tau_p \cdot l \cdot 10^{-3}} = 0,451T \quad (3.7)$$

Skutečná hodnota magnetické indukce v mezeře je pak dána:

$$B_{\delta} = B_{00} \cdot \kappa_1 \cdot \frac{1}{k_1} \cdot \frac{l}{l_i} = 0,655T \quad (3.8)$$

kde: B_{00} amplituda 1.harmonické ideální magnetické indukce v mezeře
 κ_1 činitel primární vazby (zpětně vypočteno iterací viz. kapitola 3.2)
 $\frac{1}{k_1}$ činitel deformace (zpětně vypočteno iterací z magnetických napětí)

l_i ideální délka statorového svazku

$$B_{00} = \bar{B}_{00} \cdot \frac{\pi}{2} = 0,709T \quad (3.9)$$

$$k_1 = \frac{X_{11}}{X_1} = \frac{X_{11}}{X_{11} + X_{\sigma 1}} = 0,964 \quad (3.10)$$

$$\frac{1}{k_1} = 0,958 \quad (3.11)$$

Vzhledem k tomu, že motor nemá radiální ventilační kanály, ideální délka statorového svazku se rovná délce statorového svazku:

$$l_i = l \quad (3.12)$$

K protlačení magnetického toku vzduchovou mezerou je z důvodu drážkování potřeba vyšší magnetické napětí než u nedrážkového stroje, proto je potřeba přepočítat vzduchovou mezeru tak, aby magnetické napětí této fiktivní vzduchové mezery bylo stejné jako u našeho stroje, k tomu slouží Carterův činitel:

$$k_c = k_{c1} \cdot k_{c2} = 1,342 \quad (3.13)$$

kde: k_{c1} Carterův činitel pro stator
 k_{c2} Carterův činitel pro rotor

$$k_{c1} = \frac{t_{ds}}{t_{ds} - \frac{b_{os}^2}{b_{os} + 5 \cdot \delta}} = 1,26 \quad (3.14)$$

$$k_{c2} = \frac{t_{dr}}{t_{dr} - \frac{b_{or}^2}{b_{or} + 5 \cdot \delta}} = 1,06 \quad (3.15)$$

Parametry drážková rozteč statoru t_{ds} , drážková rozteč rotoru t_{dr} , otevření drážky statoru b_{os} a otevření drážky rotoru b_{or} zjistíme z výkresové dokumentace motoru. Nyní již lze spočítat magnetické napětí na vzduchové mezeře:

$$U_\delta = \frac{1}{\mu_0} \cdot B_\delta \cdot \delta \cdot k_c = 174,94A \quad (3.16)$$

kde: μ_0 permeabilita vakua

3.1.2 Magnetické napětí na zubu statoru

Nejdříve se určí zdánlivá magnetická indukce v zubu statoru. Tato hodnota nemá fyzikální význam, je pouze prvním krokem k určení skutečné magnetické indukce.

$$\ddot{B}_{zs} = B_{00} \cdot \frac{t_{ds}}{b_{zs} \cdot k_{Fe}} = 1,49T \quad (3.17)$$

Parametry drážková rozteč statoru t_{ds} , šířka obdélníkové části zubu statoru b_{zs} zjistíme z výkresové dokumentace motoru. Činitel plnění železa k_{pFe} určíme z vlastností magnetického materiálu. Pro plechy síly $0,5mm$ za studena válcované, lakované se udávají meze $0,94-0,96$. Obvykle se však volí střední hodnota, tedy $0,95$. Dalším krokem ke zjištění skutečné magnetické indukce v zubu statoru je korekce činitelem deformace.

$$\dot{B}_{zs} = \ddot{B}_{zs} \cdot \frac{1}{k_1} = 1,428T \quad (3.18)$$

Skutečná magnetická indukce pak ještě zahrnuje vliv paralelního toku drážkou. Paralelní tok drážkou závisí na nasycení zubu. Čím blíže jsou zuby statoru k nasycení, tím větší je vliv paralelního toku drážkou. Při nízkém nasycení zubů je naproti tomu vliv paralelního toku drážkou zanedbatelný. V praxi se uvažuje paralelní tok drážkou až od hodnoty magnetické indukce $\dot{B}_{zs} > 1,6T$. V tomto případě tedy platí:

$$B_{zs} = \dot{B}_{zs} \quad (3.19)$$

K určení magnetického napětí je třeba zjistit také délku siločáry v zubu statoru. Ta se určí z délky obdélníkové části zubu zvětšené o prodloužení siločáry, které závisí na tvaru paty a hlavy zubu:

$$l_{zs} = h_{zs} + \Delta l_{zs} \quad (3.20)$$

Vzhledem k tomu, že v praxi vychází magnetizační proud většinou vyšší než výpočtový, zanedbá se zmenšení magnetické indukce v různých částech zubu statoru a délku siločáry pak je rovna celé výšce zubu:

$$l_{zs} = h_{ds} = 11,09mm. \quad (3.21)$$

Pro magnetické napětí potom platí:

$$U_{mzs} = H_{zs} \cdot l_{zs} = 4,71A \quad (3.22)$$

Kde: H_{zs} intenzita magnetického pole v zubu statoru

Hodnota intenzity magnetického pole se odečte z magnetizační charakteristiky materiálu udané výrobcem (viz obr.3-2). V zubu statoru je tato hodnota:

$$H_{zs} = 424,498 \text{ A/m} \quad (3.23)$$

3.1.3 Magnetické napětí na zubu rotoru

Postup určení magnetického napětí v zubu rotoru je podobný:

$$\dot{B}_{zr} = 1,778 \text{ T} \quad (3.24)$$

Při dalším kroku výpočtu skutečné hodnoty magnetické indukce je potřeba respektovat kromě činitele deformace také činitele primární vazby:

$$\dot{B}_{zr} = \ddot{B}_{zr} \cdot \frac{1}{k_1} \cdot \kappa_1 = 1,643 \text{ T} \quad (3.25)$$

Vzhledem k tomu, že magnetická indukce je vyšší než 1,6T, je třeba respektovat i paralelní tok drážkou. Jak je ale vidět, v těchto hodnotách magnetické indukce je vliv stále velmi malý:

$$B_{zr} = \dot{B}_{zr} - \mu_0 \cdot H_{zr} \cdot \kappa_{zx} = 1,64 \text{ T} \quad (3.25)$$

Zjednodušením, že intenzita magnetického pole v drážce je stejná jako magnetická intenzita v zubu se nezatíží výsledek příliš velkou chybou. Vzhledem k tomu, že se magnetická intenzita určí až z hodnoty skutečné magnetické indukce, provede se iterace. První hodnota intenzity magnetického pole se uvažuje pro nulový tok drážkou.

Koeficient κ_{zx} je poměr:

$$\kappa_{zx} = \frac{S_{vzduch}}{S_{Fe}} = 1,242 \quad (3.26)$$

kde: S_{vzduch} průřez všech cest mag. toku vzduchem
 S_{Fe} průřez zubů železa Parametry šířka rotorové drážky b_{dr} a šířka zubu rotoru b_{zr} se odečtou z výkresové dokumentace motoru.

$$S_{vzduch} = l \cdot [b_{dr} + (1 - k_{Fe}) \cdot b_{zr}] = 325,81 \text{ mm}^2 \quad (3.27)$$

$$S_{Fe} = l \cdot k_{Fe} \cdot b_{zr} = 262,32 \text{ mm}^2 \quad (3.28)$$

Parametry šířka rotorové drážky b_{dr} a šířka zubu rotoru b_{zr} se odečtou z výkresové dokumentace motoru.

Délku siločáry je třeba v případě zubu rotoru korigovat kvůli půlkruhovému tvaru dna drážky. Kdyby se totiž brala délka siločáry až od kořene zubu, šířka drážky v tom místě by byla nulová. Zde se zavádí empiricky určený korekční konstanta rovná desetina průměru oblouku dna drážky:

$$l_{zr} = h_{dr} - \Delta l_{zr} = h_{dr} - 0,1 \cdot D_{d2r} = 7,75 - 0,1 \cdot 2,34 = 7,52 \text{ mm} \quad (3.29)$$

Pro magnetické napětí potom platí:

$$U_{mzr} = H_{zr} \cdot l_{zr} = 18,72 \text{ A} \quad (3.30)$$

kde: H_{zr} intenzita magnetického pole v zubu rotoru

Z BH charakteristiky byla odečtena hodnota intenzity magnetického pole v zubu rotoru $2490,655 \text{ A/m}$.

3.1.4 Magnetické napětí na jhu statoru

Amplituda magnetické indukce je opět daná zdánlivou magnetickou indukcí v mezeře (potažmo magnetickým tokem) a rozměry magnetického obvodu:

$$B_{js} = B_{00} \cdot \frac{D_s}{h_{js} \cdot 2p \cdot k_{Fe}} = 0,923 \text{ T} \quad (3.31)$$

kde: h_{js} výška statorového jha
 D_e vnější průměr statoru
 D_{zs} patní kružnice zubů statoru

Výška jha statoru se spočítá:

$$h_{js} = \frac{D_e - D_{zs}}{2} = 9,1 \text{ mm} \quad (3.32)$$

Patní kružnice zubů statoru je v případě rovného dna drážek tečná kružnice ke dnu drážek

Pro určení intenzity magnetického pole ve jhu statoru se předpokládá, že magnetický tok ve jhu má sinusový průběh. Pro přesnější výpočet se rozdělí pólová

rozteč na třetiny (nebo i na více částí) a v nich se vypočítá střední hodnota magnetické indukce:

$$B_{js1/3} = \frac{1}{\pi} \cdot B_{js} \cdot \int_0^{\frac{\pi}{3}} \sin\alpha = \frac{3}{\pi} \cdot B_{js} \cdot [-\cos\alpha]_0^{\frac{\pi}{3}} = 0,441T \quad (3.33)$$

$$B_{js2/3} = \frac{1}{\pi} \cdot B_{js} \cdot \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} \sin\alpha = \frac{3}{\pi} \cdot B_{js} \cdot [-\cos\alpha]_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} = 0,881T \quad (3.34)$$

Intenzita magnetického pole se opět určí z magnetizační charakteristiky dynamových plechů:

$$\tilde{H}_{js1/3} = \tilde{H}_{js3/3} = 111,31 A/m \quad (3.35)$$

$$\tilde{H}_{js2/3} = 151,04 A/m \quad (3.36)$$

Protože však průběh magnetického toku není sinusový a magnetická indukce není rozprostřena rovnoměrně, zavádí se opravné činitele:

$$H_{js1/3} = H_{js3/3} = \tilde{H}_{js1/3} \cdot k_0 \cdot k_{0Bs} \cdot C_{ks} \quad (3.37)$$

$$H_{js2/3} = \tilde{H}_{js2/3} \cdot k_0 \cdot k_{0Bs} \cdot C_{ks} \quad (3.38)$$

kde: k_0 oprava na zploštění magnetické indukce 3.harmonickou
 k_{0Bs} empirická oprava, která přibližně respektuje změnu permeability ve jhu
 C_{ks} korekce na kruhový průběh indukčních čar odečteno z grafu podle [1]

$$k_0 = \frac{8 + \frac{1}{k_1}}{12 - 3 \cdot \frac{1}{k_1}} = 0,982 \quad (3.39)$$

$$k_{0Bs} = \frac{1}{0,094 \cdot B_{js} + 0,903} = 1,097 \quad (3.40)$$

$$C_{ks} = 0,96 \quad (3.41)$$

Nyní již lze určit magnetické napětí na jhu statoru:

$$U_{mjs} = H_{js1/3} \cdot \frac{l_{js}}{3} + H_{js2/3} \cdot \frac{l_{js}}{3} + H_{js3/3} \cdot \frac{l_{js}}{3} = 3,848A \quad (3.42)$$

kde: l_{js} délka siločáry

$$l_{js} = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{D_e + D_{zs}}{2p} = 29,88mm \quad (3.43)$$

3.1.5 Magnetické napětí na jhu rotoru

Výpočet je opět obdobný, jako v případě jha statoru. V případě rotoru však je potřeba do magnetické indukce zahrnout i činitel primární vazby:

$$B_{jr} = B_{00} \cdot \frac{D_r}{h_{jr} \cdot 2p \cdot k_{Fe}} \cdot \kappa_1 = 0,9T \quad (3.44)$$

kde: h_{jr} výška jha rotoru

Přestože je hřídel z feromagnetického materiálu, nebude se magnetická indukce v hřídeli uvažovat, protože je motor čtyřpólový, přes hřídel se bude uzavírat jen minimální část magnetického toku. Výška jha se tedy určí z rozdílu poloměrů patní kružnice zubů a vnitřního průměru rotoru:

$$h_{jr} = \frac{d_{zr} - d_i}{2} = 8,89mm \quad (3.45)$$

kde: d_{zr} patní kružnice zubů rotoru
 d_i vnitřní průměr rotoru (průměr hřídele)

Vzhledem k půlkruhovému dnu drážek uvažujeme i vnikání magnetického toku do zubů, patní kružnice statoru se tedy určí:

$$d_{zr} = D_r - 2 \cdot \left(h_{dr} - \frac{1}{6} \cdot b_{2r} \right) = 29,78mm \quad (3.46)$$

Intenzita magnetického pole se opět určí odečtením z magnetizační charakteristiky plechů:

$$\tilde{H}_{jr} = 152,954 A/m \quad (3.47)$$

Korekce činiteli respektujícími průběh magnetického toku ve jhu rotoru:

$$H_{jr} = \tilde{H}_{jr} \cdot k_0 \cdot k_{0Br} \cdot C_{kr} = 207,561 A/m \quad (3.48)$$

kde: C_{kr} korekce na kruhový průběh indukčních čar
 k_{0Br} empirická oprava, která přibližně respektuje změnu permeability ve jhu (3.49)

Korekce na kruhový průběh indukčních čar byla odečtena z grafu podle [1] a je rovna $C_{kr} = 1,26$.

$$k_{0Br} = \frac{1}{0,094 \cdot B_{jr} + 0,903} = 1,097 \quad (3.49)$$

Magnetické napětí pak je:

$$U_{mjr} = H_{jr} \cdot l_{jr} = 1,6A \quad (3.50)$$

kde: l_{jr} délka siločáry ve jhu rotoru (3.51)

$$l_{jr} = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{d_i + h_{jr}}{2p} = 8,20mm \quad (3.51)$$

3.1.6 Magnetizační proud

K určení magnetizačního proudu je třeba celkové magnetické napětí na jeden pól, které je prostým součtem jednotlivých dílčích napětí:

$$U_m = U_\delta + U_{zs} + U_{zr} + U_{js} + U_{jr} = 203,92A \quad (3.52)$$

Magnetizační proud se pak určí ze vztahu:

$$I_\mu = \frac{2p \cdot U_m}{0,45 \cdot \frac{V_{d1} \cdot Q_1}{a_1} \cdot k_v} = 0,372A \quad (3.53)$$

3.2 Výpočet odporů a reaktancí

Dalším krokem k určení parametrů náhradního schématu asynchronního motoru je určení všech odporů a reaktancí.

3.2.1 Odpor statorového vinutí a rotorové klece

Statorové vinutí je navinuto z měděného lakovaného drátu o průměru 0,3mm. Měrný odpor mědi při teplotě 20°C je $\rho_{Cu20} = 0,0178\Omega \cdot mm^2 \cdot m^{-1}$. K určení odporu je potřeba znát ještě délka vodiče v jedné fázi l_{f1} a jeho průřez S_{v1} :

$$l_{f1} = 2 \cdot l_{v1} \cdot N_{s1} \cdot a_1 \cdot a_{d1} = 2 \cdot (l_{c1} + l) \cdot N_{s1} \cdot a_1 \cdot a_{d1} = 232,92m \quad (3.54)$$

kde: l_{v1} délka půlzávitu statorového vinutí
 l délka statorového svazku

l_{c1} délka čela cívky

$$S_{v1} = \pi \cdot \left(\frac{d_{v1}}{2}\right)^2 = 0,071 \text{ mm}^2 \quad (3.55)$$

kde: d_{v1} průměr statorového vodiče

Odpor jedné fáze statorového vinutí za studena je tedy:

$$R_{f0} = \rho_{Cu20} \cdot \frac{l_{f1}}{S_{v1}} = 58,654 \Omega \quad (3.56)$$

a odpor jedné fáze statorového vinutí za tepla (80 °C):

$$R_{fn} = R_{f0} \cdot (1 + \alpha_{Cu} \cdot (\theta_n - \theta_0)) = 72,482 \Omega \quad (3.57)$$

kde: α_{Cu} teplotní součinitel odporu mědi
 θ_n teplota vinutí při chodu (80 °C)
 θ_0 teplota okolí (20 °C)

Výpočet činného odporu klece je trochu složitější, protože má v podstatě tolik fází, kolik má rotor drážek. Jednotlivé tyče klece jsou zapojeny paralelně. Fázový odpor se stanoví jako součet odporů jedné tyče a obou kruhů:

$$R_t = \rho_{Al20} \cdot \frac{l_{v2}}{S_{t2}} = 0,112 \text{ m}\Omega \quad (3.58)$$

$$R_c = \rho_{Al20} \cdot \frac{l_{c2}}{S_{c2}} = 0,0438 \text{ m}\Omega \quad (3.59)$$

$$R_{20} = R_t + 2 \cdot R_c \cdot \frac{Q_2}{(2\pi p)^2} = 0,122 \text{ m}\Omega \quad (3.60)$$

kde: R_t odpor jedné tyče
 R_c odpor kruhu nakrátko

Parametry l_{v2} , l_{c2} , S_{t2} , S_{c2} určíme z výkresové dokumentace, měrný odpor hliníku při teplotě 20 °C je max. $\rho_{Al20} = 0,003788 \Omega \cdot \text{mm}^2 \cdot \text{m}^{-1}$ (určeno z podnikové normy). Protože v náhradním schématu asynchronního motoru se nepočítá s převodním poměrem mezi státorem a rotorem, musí se fázový odpor klece přepočítat na stator:

$$R_{20} = R_{20} \cdot p_z = 56,507 \Omega \quad (3.61)$$

kde: p_z převodní poměr

$$p_z = \frac{(V_{d1} \cdot Q_s \cdot k_v)^2}{m_1 \cdot a^2 \cdot Q_r} = 438530,8981 \quad (3.62)$$

Fázový odpor klece však musíme ještě přepočítat na provozní teplotu:

$$R_{2n} = R_{20} \cdot (1 + \alpha_{Al} \cdot (\theta_n - \theta_0)) = 69,349\Omega \quad (3.63)$$

3.2.2 Magnetizační reaktance

Magnetizační reaktance je dána vztahem:

$$X_{11} = 16 \cdot m_1 \cdot f_1 \cdot (N_{s1} \cdot k_{v1})^2 \cdot \frac{\tau_p}{\delta} \cdot \frac{l_i}{p} \cdot 10^{-7} = 570,999\Omega \quad (3.64)$$

kde: δ ekvivalentní vzduchová mezera, která se spočítá:

$$\delta = \hat{\delta} \cdot k_F = 0,39mm \quad (3.65)$$

kde: $\hat{\delta}$ efektivní vzduchová mezera
 k_F koeficient pro přepočet magnetizační reaktance ve vzduchové mezeře na jednu pólovou dvojici

$$k_F = \frac{U_m}{U_\delta} = 1,17 \quad (3.66)$$

3.2.3 Rozptylová reaktance

Rozptylová reaktance zahrnuje magnetický tok, který se neuzavírá vzduchovou mezerou a magnetický tok vyšších harmonických. Určuje se jako součet dílčích reaktancí:

$$X_\sigma = X_c + X_d + X_\delta \quad (3.67)$$

kde: X_c rozptylová reaktance prostoru čel
 X_d rozptylová reaktance drážek
 X_δ diferenční rozptyl

Aby bylo možno určit jednotlivé reaktance, je třeba zjistit jednotkové vodivosti čela a drážek. Protože analytické určení je velmi problematické, použijí se pro jejich určení empirické vztahy.

jednotková vodivost prostoru čel statoru:

$\lambda_c = 0,318$ hodnota pro jednovrstvé cívky ve statoru a rotor s klecí

jednotková vodivost drážky statoru:

Statorová drážka se rozdělí na jednotkovou vodivost krčku drážky (3.68), klínu drážky (3.69) a prostoru s vodiči (3.70). Celková jednotková vodivost se pak určí součtem dílčích vodivostí (3.71).

$$\lambda_{z0} = 1,3 \cdot \frac{h_0}{b_0} = 0,455 \quad (3.68)$$

$$\lambda_z = \frac{1,152}{0,696 + \frac{b_0}{b_1}} - 0,338 = 0,559 \quad (3.69)$$

$$\lambda_s = \frac{h}{3b_1} \cdot k_{tr} = 0,877 \quad (3.70)$$

$$\lambda_{d1} = \lambda_{z0} + \lambda_z + \lambda_s = 1,891 \quad (3.71)$$

Kde: k_{tr}, m, n korekční činitelé, které se určí:

$$k_{tr} = \frac{3}{n^2} \cdot \frac{b_1}{b_2} \cdot \left[\frac{m}{4} + 1 + \frac{0,5 \cdot m^2 - m + \ln(m+1)}{m^3} \right] \quad (3.72)$$

$$m = \frac{b_1}{b_2} - 1 \quad (3.73)$$

$$n = \frac{b_1}{b_2} + 1 \quad (3.74)$$

jednotková vodivost drážky rotoru:

Vzhledem k tomu, že rotorová drážka je celá zaplněna vodiček (zastříknutá kotva), nebude se zde počítat jednotková vodivost závěru drážky. Protože však má rotorová drážka složitější tvar, je třeba ji rozdělit na vrchní půlkruhovou část (3.75), spodní půlkruhovou část (3.76) a lichoběžníkovou část (3.77). Celková jednotková vodivost rotorové drážky pak opět bude součtem dílčích vodivostí (3.78).

$$\lambda_1 = \frac{(S_2 + S_h)^2 \cdot \lambda_{10} + 2\lambda_{12}h \cdot (S_2 + S_h)^2 \cdot S_1 + \lambda_{11} \cdot S_1^2}{\Sigma S^2} = 0,715 \quad (3.75)$$

$$\lambda_2 = \frac{S_2^2}{\Sigma S^2} \cdot \lambda_{21} = 0,0018 \quad (3.76)$$

$$\lambda_h = \frac{S_2^2 \cdot \lambda_{h0} + 2\lambda_{2h} \cdot S_2 \cdot S_h + \lambda_{h0} \cdot S_h^2}{\Sigma S^2} = 0,475 \quad (3.77)$$

$$\lambda_{d2} = \lambda_1 + \lambda_2 + \lambda_h = 1,192 \quad (3.78)$$

kde: λ_{11} jednotková vodivost vrchní půlkruhové části drážky s vodičem (3.79)

λ_{10} jednotková vodivost vrchní půlkruhové části drážky bez vodiče (3.80)

λ_{21} jednotková vodivost spodní půlkruhové části drážky s vodičem (3.81)

- λ_{h1} jednotková vodivost lichoběžníkové části drážky s vodičem (3.82)
 λ_{h0} jednotková vodivost lichoběžníkové části drážky bez vodiče (3.83)
 λ_{2h} vzájemná vodivost mezi spodní půlkruhovou částí a lichoběžníkovou částí (3.84)
 λ_{12h} vzájemná vodivost (3.85)
 $k_{vz(2h)}$ korekční činitel vzájemné vodivosti (3.86)

$$\lambda_{11} = \frac{0,437}{0,359 + \frac{b_0}{b_1}} - 0,215 \quad (3.79)$$

$$\lambda_{10} = \frac{1,152}{0,696 + \frac{b_0}{b_1}} - 0,338 \quad (3.80)$$

$$\lambda_{21} = 0,178 \quad (3.81)$$

$$\lambda_{h1} = \frac{h}{3b_1} \cdot k_{tr} \quad (3.82)$$

$$\lambda_{h0} = \frac{\ln\left(\frac{b_2}{b_1}\right)}{2 \arctg \frac{b_2 - b_1}{2h}} \quad (3.83)$$

$$\lambda_{2h} = \frac{h}{2b_1} \cdot k_{vz(2h)} \quad (3.84)$$

$$\lambda_{12h} = \frac{0,496}{0,378 + \frac{b_0}{b_1}} - 0,186 \quad (3.85)$$

$$k_{vz(2h)} = 2 \frac{m+1}{n} \cdot \left[\frac{1}{2} + \frac{m - \ln(m+1)}{m^2} \right] \quad (3.86)$$

rozptylová reaktance prostoru čel:

$$X_c = 4\pi \cdot f_1 \cdot \mu_0 \cdot \frac{N_{s1}^2 \cdot l_{c1}}{p} \cdot \lambda_c \quad (3.87)$$

Pro účely výpočtů na náhradním schématu je třeba rozdělit rozptylovou reaktanci na reaktanci statoru a rotoru (na dvě stejné části):

$$X_{c1} = X_{c2} = \frac{X_c}{2} = 2,597\Omega \quad (3.88)$$

rozptylová reaktance drážek:

Drážková reaktance statoru je dána vztahem:

$$X_{d1} = 4\pi \cdot f_1 \cdot \mu_0 \cdot \frac{N_{s1}^2 \cdot l_i}{p \cdot q_1} \cdot \lambda_{d1} = 21,07\Omega \quad (3.89)$$

Drážková reaktance rotoru je pak:

$$X_{d2} = 4\pi \cdot f_1 \cdot \mu_0 \cdot \frac{N_{s2}^2 \cdot l_i}{p \cdot q_2} \cdot \lambda_{d2} = 0,0377m\Omega \quad (3.90)$$

Ta se však opět musí přepočítat na stator:

$$X_{d2} = X_{d2} \cdot p_z = 17,5\Omega \quad (3.91)$$

diferenční rozptyl:

Reaktance diferenčního rozptylu je fiktivní reaktance, která reprezentuje úbytek napětí vzniklý součtem *ems* indukovaných všemi vyššími harmonickými magnetického toku. Diferenční rozptyl pro stator se určí podle vztahu:

$$X_{\delta 1} = \tau_{\delta 1} \cdot X_{11} \cdot k_F = 20,73\Omega \quad (3.92)$$

kde: $\tau_{\delta 1}$ činitel diferenčního rozptylu statoru

Činitel diferenčního rozptylu statoru se odečte z tabulky č.5-10a [1], jeho hodnota je 0,0284

Pro diferenční rozptyl rotoru platí obdobně:

$$X_{\delta 2} = \tau_{\delta 2} \cdot X_{11} \cdot k_F + X_{\delta q} = 30,573\Omega \quad (3.93)$$

$$\tau_{\delta 2} = \frac{82,5}{Q_p^2} \quad (3.94)$$

$$X_{\delta \rho} = \frac{1}{2} \cdot \tau_{z\rho} \cdot X_{11} = 4,4921\Omega \quad (3.95)$$

$$\tau_{z\rho} = \frac{41,25}{Q_{p1}^2} \cdot \beta^2 = 1,57 \quad (3.96)$$

$$\beta = \frac{b}{t} = 1,37 \quad (3.97)$$

kde: $\tau_{\delta 2}$ činitel diferenčního rozptylu rotoru (3.94)

$X_{\delta \rho}$ diferenční rozptyl vlivu zešikmení drážek (3.95)

$\tau_{z\rho}$ činitel diferenčního rozptylu vlivu zešikmení drážek (3.96)

β činitel zešikmení (počet drážek náhradní klece, které svým rozptylem nahradí vliv zešikmení) (3.97)

Celkové rozptylové reaktance statoru (3.98) a rotoru (3.99) jsou pak je prostým součtem jednotlivých dílčích rozptylových reaktancí.

$$X_{\sigma 1} = X_{c1} + X_{d1} + X_{\delta 1} = 44,397\Omega \quad (3.98)$$

$$X_{\sigma 2} = X_{c2} + X_{d2} + X_{\delta 2} = 50,671\Omega \quad (3.99)$$

3.3 Výpočet ztrát

3.3.1 Ztráty v železe

Ztráty v železe reprezentují ztráty vířivými proudy a hysterezní ztráty. Protože ztráty v železe závisí na magnetické indukci, která je v různých částech magnetického obvodu různá, je vhodné si statorový paket rozdělit na více částí, v nich spočítat ztráty a ty pak sečíst. Vzhledem ke geometrii se tady nabízí rozdělení ztrát ve jhu statoru a v zubech statoru. Pro výpočet měrných ztrát potřebujeme znát koeficienty K_h (činitel hysterezních ztrát), K_c (činitel vířivých ztrát) a K_e (činitel přídavných ztrát v železe), které reprezentují vliv jednotlivých složek ztrát v železe na celkových ztrátách. V tomto výpočtu jsou použity koeficienty určené programem RMxpert. Měrné ztráty se určí podle vztahu:

$$\Delta p_{Fe} = K_h \cdot f_1 \cdot B^2 + K_c \cdot (f_1 \cdot B)^2 + K_e \cdot (f_1 \cdot B)^{1,5} \quad (3.100)$$

Z tohoto vztahu je patrné, jak jednotlivé složky závisí na kmitočtu a magnetické indukci. Pro měrné ztráty ve jhu statoru, popř. v zubech statoru se dosadí daná magnetická indukce. Ztráty ve jhu statoru pak jsou:

$$\Delta P_{Fejs} = \Delta p_{Fejs} \cdot m_{js} \cdot k_{pjs} \cdot \dot{k}_z = 5,531W \quad (3.101)$$

kde: m_{js} hmotnost jha statoru
 k_{pjs} činitel opracování jha statoru
 \dot{k}_z činitel respektující vliv sycení

$$m_{js} = V_{js} \cdot \rho_{M700-50A} = 1,36kg \quad (3.102)$$

Činitelé respektující vliv opracování a sycení vycházejí z praxe. Činitel opracování jha statoru je $k_{pjs} = 1,8$. Činitel respektující sycení ve jhu statoru má hodnotu $\dot{k}_z = 1$ pro magnetickou indukci $<1,3T$. Pro výpočet hmotnosti byla použita hodnota hustoty dynamových plechů od výrobce $\rho_{M700} = 7800kg \cdot m^{-3}$.

Podobně jako u jha statoru se určí ztráty v zubech statoru:

$$\Delta P_{Fezs} = \Delta p_{Fezs} \cdot m_{zs} \cdot k_{pzs} \cdot \dot{k}_z = 5,099W \quad (3.103)$$

kde: k_{pzs} činitel opracování zubu statoru
 \dot{k}_z činitel respektující vliv sycení

Činitel opracování zubu statoru je $k_{pzs} = 2$. Činitel respektující sycení v zubu statoru se spočítá podle vztahu 3.104.

$$k_z = \frac{1}{-0,658 \cdot B_{zs} + 1,8554} = 1,093 \quad (3.104)$$

Ztráty v železe rotoru se zanedbávají vzhledem k tomu, že proud v rotoru má velmi nízkou frekvenci. Celkové ztráty v železe jsou tedy:

$$\Delta P_{Fe} = \Delta P_{Fejs} + \Delta P_{Fezs} = 11,235W \quad (3.105)$$

3.3.2 Přídavné ztráty závislé na napětí

Přídavné ztráty závislé na napětí jsou téměř nezávislé na zatížení. Jsou úměrné přibližně druhé mocnině síťového napětí. Jejich velikost se vypočítá podle vztahu:

$$\Delta P_u = (1 + k_{qu}) \cdot \left\{ \frac{p_{1,0}}{3,6} \cdot [k_{\delta u} \cdot (\Delta P_{u\delta s} + \Delta P_{u\delta r}) + k_{pu} \cdot (\Delta P_{ups} + \Delta P_{upr})] + \Delta P_{u\sigma r} \right\} \quad (3.106)$$

kde:	$\Delta P_{u\delta}$	povrchové ztráty v hlavách zubů statoru/rotoru
	ΔP_{up}	pulsační ztráty v zubech statoru/rotoru
	$\Delta P_{u\sigma r}$	ztráty v kleci vzniklé otevřením rotorových drážek
	k_{qu}	činitel respektující příčné proudy, které se uzavírají mezi jednotlivými tyčemi klece
	$k_{\delta u}; k_{pu}$	korekční činitele, hodnota přídavných ztrát bývá zpravidla o 40-50 % vyšší než změřené ztráty, proto se zavádějí tyto korekční činitele, které nabývají hodnot 0,1-1
	$p_{1,0}$	ztrátové číslo plechů

Pro zjednodušení se neuvažují ztráty vzniklé otevřením rotorových drážek, protože vzhledem k ostatním jsou u polozavřených drážek zanedbatelné. Dále se bude uvažovat činitel $k_{qu} = 0$, čili nebudou se respektovat příčné proudy mezi tyčemi rotorové klece. Tyto proudy jsou rovněž zanedbatelné. Korekční činitele povrchových a pulsačních ztrát byly položeny rovny jedné, protože není k dispozici měření, které by umožnilo určit tyto koeficienty. Ztrátové číslo plechů stanovuje výrobce. Jeho hodnota je $p_{1,0} = 2,57W \cdot kg^{-1}$ a udává hodnotu měrných ztrát v železe při magnetické indukci 1T. Vzhledem k tomu, že takto je uvažován horší případ, chyba, která tímto zjednodušením případně vznikne, zhoršuje vlastnosti motoru, takže reálný motor bude mít pravděpodobně trochu lepší účinnost.

Nicméně celkově tyto ztráty jsou řádově 10–100krát menší než ostatní ztráty, takže se tato chyba na vlastnostech motoru prakticky neprojeví.

Pro výpočet přídatných ztrát je tedy nyní potřeba určit povrchové statoru a rotoru:

$$\Delta P_{u\delta s} = \frac{1}{2} \cdot k_0 \cdot (Q_2 \cdot n)^{1,5} \cdot (\beta_2 \cdot k_{c12} \cdot B_{00} \cdot t_{dor})^2 \pi \cdot D \cdot l \cdot \left(1 - \frac{b_{os}}{t_{dos}}\right) \cdot 10^{-12} = 0,249W \quad (3.107)$$

$$\Delta P_{u\delta r} = \frac{1}{2} \cdot k_0 \cdot (Q_1 \cdot n)^{1,5} \cdot (\beta_1 \cdot k_{c12} \cdot B_{00} \cdot t_{dos})^2 \pi \cdot D \cdot l \cdot \left(1 - \frac{b_{or}}{t_{dor}}\right) \cdot 10^{-12} = 0,5W \quad (3.108)$$

kde: $k_0 = 4$

$$\beta_1 = \frac{(1-u_1)^2}{2(1+u_1^2)} = 0,38 \quad (3.109)$$

$$\beta_2 = \frac{(1-u_2)^2}{2(1+u_2^2)} = 0,29 \quad (3.110)$$

$$u_1 = \frac{b_{os}}{2\delta} + \sqrt{1 + \left(\frac{b_{os}}{2\delta}\right)^2} = 8,12 \quad (3.111)$$

$$u_2 = \frac{b_{or}}{2\delta} + \sqrt{1 + \left(\frac{b_{or}}{2\delta}\right)^2} = 4,43 \quad (3.112)$$

$$k_{c12} = \frac{t_{dos}}{t_{dos}-\gamma_1 \cdot \delta} \cdot \frac{t_{dor}}{t_{dor}-\gamma_2 \cdot \delta} = 1,34 \quad (3.113)$$

$$\gamma_1 = \left(\frac{b_{os}}{\delta}\right)^2 \cdot \frac{1}{5 + \frac{b_{os}}{\delta}} = 4,92 \quad (3.114)$$

$$\gamma_2 = \left(\frac{b_{or}}{\delta}\right)^2 \cdot \frac{1}{5 + \frac{b_{or}}{\delta}} = 1,92 \quad (3.115)$$

Dále pak určíme pulsační ztráty statoru a rotoru:

$$\Delta P_{ups} = k_1 \cdot (Q_2 \cdot n \cdot B_{p1})^2 \cdot m_{zs} \cdot 10^{-6} = 0,122W \quad (3.116)$$

$$\Delta P_{upr} = k_1 \cdot (Q_1 \cdot n \cdot B_{p2})^2 \cdot m_{zr} \cdot 10^{-6} = 0,5W \quad (3.117)$$

kde: $k_1 = 0,14$

$$B_{p1} = B_{zs} \cdot \frac{\gamma_2 \cdot \delta}{2t_{os}} = 0,058T \quad (3.118)$$

$$B_{p2} = B_{zr} \cdot \frac{\gamma_1 \cdot \delta}{2t_{or}} = 0,123T \quad (3.119)$$

$$m_{zs} = 0,51kg \quad (3.119)$$

$$m_{zr} = 0,07kg \quad (3.120)$$

Celkové přídatné ztráty závislé na napětí pak jsou $\Delta P_u = 0,978W$.

3.3.3 Ztráty ve vinutí

Ztráty ve vinutí jsou Jouleovými ztrátami, které způsobuje proud procházející vodičem nenulového odporu. Tyto ztráty se určí podle vztahu pro výpočet činného výkonu:

$$\Delta P_j = 3 \cdot R \cdot I^2 \quad (3.121)$$

Činný odpor statorového i rotorového vinutí je znám, je však potřeba určit proud, který vinutím protéká:

$$\hat{I} = \frac{U_f}{Z} \quad (3.122)$$

určení celkové impedance jedné fáze:

Impedance statoru se určí jako součet činného odporu a rozptylové reaktance statoru:

$$\hat{Z}_1 = R_1 + jX_{\sigma 1} = (72,48 + j44,4)\Omega \quad (3.123)$$

Stejně tak se určí i impedance rotoru:

$$\hat{Z}_2 = R_2 + jX_{\sigma 2} = (579,8 + j50,67)\Omega \quad (3.124)$$

Impedanci příčné větve se určí jako součet odporu reprezentujícího ztráty v železe a magnetizační reaktance (prvky jsou ovšem řazeny paralelně):

$$\hat{Z}_{10} = \frac{R_{Fe} \cdot jX_{11}}{R_{Fe} + jX_{11}} = (23,04 + j570,07)\Omega \quad (3.125)$$

kde: R_{Fe} odpor reprezentující ztráty v železe (3.126)

$$R_{Fe} = \frac{3 \cdot U_f}{\Delta P_{Fe}} = 14,126 k\Omega \quad (3.126)$$

Nyní je již možno určit celkovou impedanci jedné fáze:

$$\hat{Z}_f = \hat{Z}_1 + \frac{\hat{Z}_2 \cdot \hat{Z}_{10}}{\hat{Z}_2 + \hat{Z}_{10}} = (334,97 + j324,33)\Omega \quad (3.127)$$

určení Jouelových ztrát statoru:

Nejdříve je třeba určit proud statorovým vinutím:

$$\hat{I}_1 = \frac{U_f}{\hat{Z}_f} = (0,354 - j0,343)A \quad (3.128)$$

a jeho modul:

$$I_1 = \sqrt{\operatorname{Re}\{\hat{I}_1\}^2 + \operatorname{Im}\{\hat{I}_1\}^2} = 0,494A \quad (3.129)$$

Nyní se můžou určit Jouleovy ztráty statoru, jak bylo naznačeno výše:

$$\Delta P_{j1} = 3 \cdot R_1 \cdot I_1^2 = 52,91W \quad (3.130)$$

určení Jouelových ztrát rotoru:

Stejně tak určíme ztráty v rotoru:

$$\hat{I}_2 = \frac{\hat{U}_i}{\hat{Z}_2} = (0,325 - j0,013)A \quad (3.131)$$

a jeho modul:

$$I_2 = \sqrt{\operatorname{Re}\{\hat{I}_2\}^2 + \operatorname{Im}\{\hat{I}_2\}^2} = 0,325A \quad (3.132)$$

kde: \hat{U}_i indukované napětí v rotoru (3.133)

$$\hat{U}_i = U_f - \hat{Z}_1 \cdot \hat{I}_1 = (189,079 + j9,137)V \quad (3.133)$$

A Jouleovy ztráty v rotoru jsou pak opět:

$$\Delta P_{j2} = 3 \cdot R_2 \cdot I_2^2 = 22,01W \quad (3.134)$$

určení Jouelových ztrát při chodu naprázdno:

Zde je třeba ještě určit proud naprázdno:

$$I_0 = \sqrt{I_\mu^2 + I_{Fe}^2} = 0,373A \quad (3.135)$$

kde: I_{Fe} proud reprezentující ztráty v železe (3.136)

$$I_{Fe} = \frac{\Delta P_{Fe}}{3 \cdot U_f} = 0,016A \quad (3.136)$$

Jouleovy ztráty naprázdno pak jsou:

$$\Delta P_{j0} = 3 \cdot R_1 \cdot I_0^2 = 30,2W \quad (3.137)$$

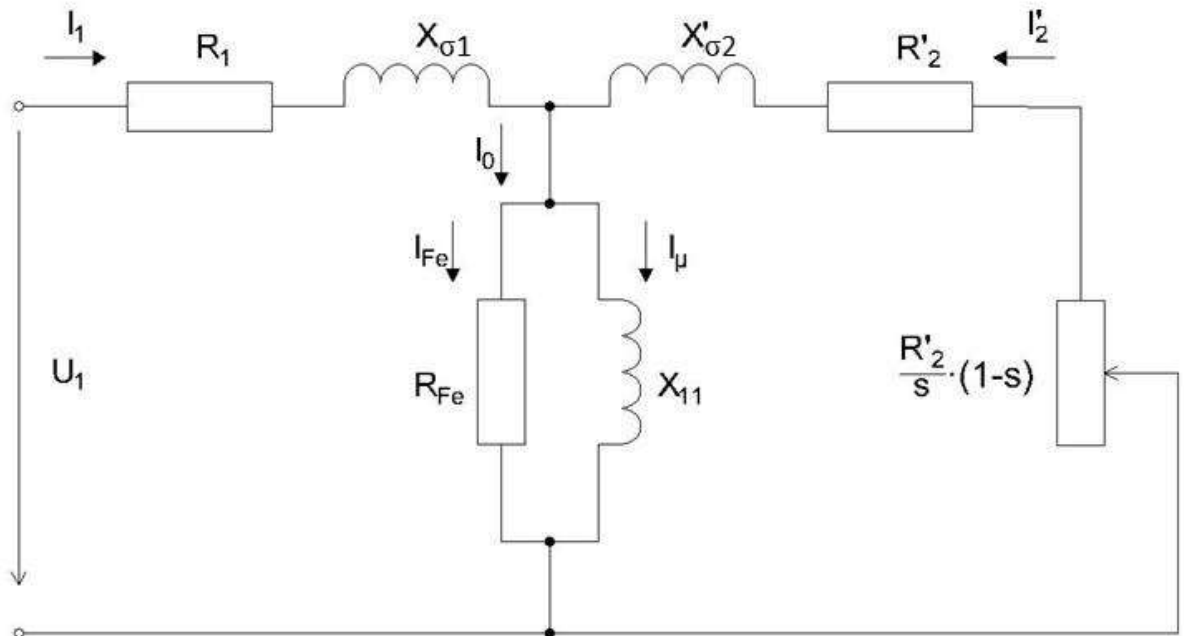
3.3.4 Mechanické ztráty

Mechanické ztráty se skládají ze ztrát třením v ložiskách a z ventilačních ztrát. Jejich výpočet je příliš složitý, ale dají se určit měřením. Tyto údaje k řešenému asynchronnímu motoru však nejsou k dispozici. Proto jsou ztráty určeny odhadem na následující hodnoty:

$\Delta P_v = 2W$	ventilační ztráty
$\Delta P_l = 8W$	ztráty třením v ložiskách
$\Delta P_{mech} = 10W$	celkové mechanické ztráty

3.4 Určení parametrů náhradního schématu

Náhradní schéma (obr.3-2) asynchronního motoru je důležitým nástrojem pro výpočet jmenovitých parametrů asynchronního motoru a pro určení momentové charakteristiky.



Obrázek 3-3: náhradní schéma asynchronního motoru

Odpory, reaktance i proudy ve všech větvích jsme určili v předchozí kapitole. Ještě je však třeba určit následující parametry:

$$\text{mechanický výkon: } P_{mech} = 3 \cdot I_2'^2 \cdot R_2' \cdot \frac{1-s}{s} = 162W \quad (3.138)$$

$$\text{skluz } s = \frac{n_s - n}{n_s} = 0,1196 \quad (3.139)$$

$$\text{výstupní výkon: } P_2 = P_{mech} - \Delta P_{mech} = 152W \quad (3.140)$$

$$\text{moment na hřídeli: } M_{mech} = \frac{P_{mech}}{2 \cdot \pi \cdot n / 60} = 1,1714Nm \quad (3.141)$$

$$\text{příkon: } P_1 = P_2 + \Delta P = 249,13W \quad (3.142)$$

$$\text{účinnost: } \eta = \frac{P_2}{P_1} \cdot 100 = 61,01 \quad (3.143)$$

$$\text{účinitk: } \cos \varphi = \frac{P_1}{3 \cdot U_f \cdot I_1} = 0,732 \quad (3.144)$$

4 VYTVOŘENÍ MODELU ASYNCHRONNÍHO MOTORU T42RX479 V PROGRAMECH RMXprt A MAXWELL 2D

4.1 RMXprt

Program RMXprt společnosti Ansoft je výpočetní software, který slouží k výpočtům elektrických točivých strojů. Jeho výsledky bývají relativně přesné, ačkoliv se vždy v řadě věcí liší oproti reálným motorům, protože některé jevy se nedají fyzikálně popsat a vychází se stejně jako v analytickém výpočtu z mnoha zjednodušení a mnohé výpočty jsou provedeny na základě empirických vztahů.

V programu RMXprt je nutno znát vstupní údaje motoru, jako je geometrie rotorových a statorových plechů, údaje k vinutí (počet pólů, způsob navinutí cívek, počet a průřez vodičů v drážce, materiál...), síťové napětí a frekvenci atd. Program pak provede výpočet různých stavů motoru – chod naprázdno, nakrátko, za studena, za tepla. Výstupem může být momentová charakteristika, ale také mnoho dalších, jako je závislost výstupního výkonu na otáčkách, závislost účinnosti na otáčkách.

Není v předmětu této práce podrobně řešit, jakým způsobem program pracuje, pouze určit výsledné hodnoty a porovnat je s výsledky analytického výpočtu a měření.

4.2 Maxwell

Výpočetní program Maxwell od stejné společnosti provádí magnetickou tranzientní simulaci chodu motoru. Simulaci lze provádět na 2D nebo 3D modelu. 3D model je samozřejmě geometricky přesnější (u 2D modelu se vychází ze zjednodušujících předpokladů), výpočtový čas však je příliš dlouhý. Program počítá metodou konečných prvků na předem stanoveném časovém intervalu po předem stanoveném časovém kroku. Sledované veličiny (vnitřní moment, statorový proud) počítá při každém časovém kroku. Základní nastavení stroje se přebírá z RMXprt, model však lze upravit nebo i vytvořit přímo v Maxwellu.

4.2.1 Úprava řezu motoru

Vzhledem k tomu, že v RMXprt lze nastavit pouze základní rozměry stroje (vnější, vnitřní průměry, rozměry drážek statoru a rotoru), je třeba upravit řez tak, aby bylo reálný. V případě tohoto motoru je třeba dokreslit ve statoru technologické otvory pro svorníky a nýty. Dále je třeba vložit průřez svorníků a nýtů do vytvořených

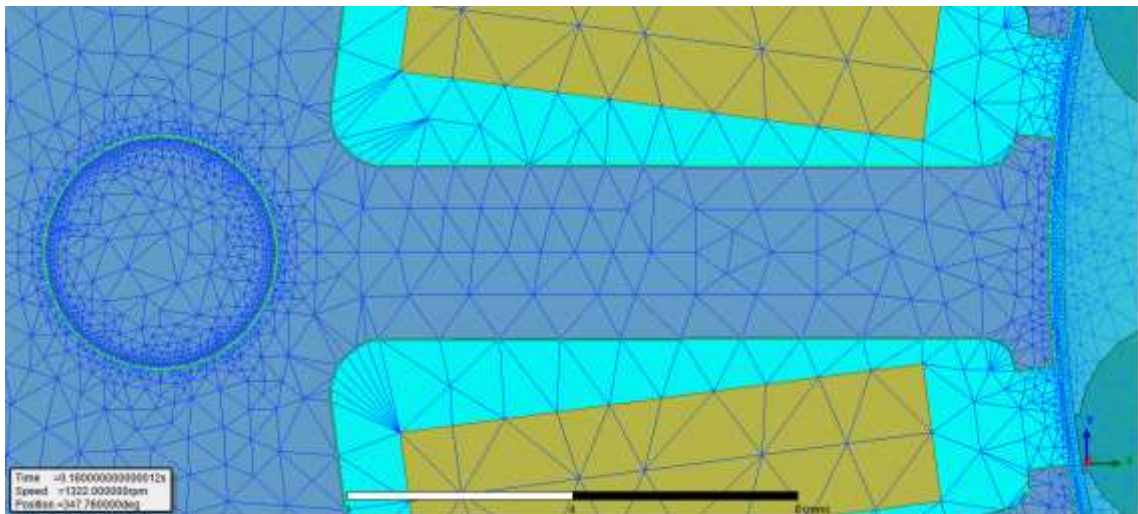
otvorů a nastavit materiál těchto částí (konstrukční ocel) a vzduchové mezery kolem nich (vakuum).

4.2.2 Základní nastavení

Pro provedení co nejpřesnější simulace je třeba provést několik základních nastavení:

Nastavení diskretizační sítě MESH:

Nejprve je třeba vykreslit MESH u všech částí stroje. Pro zpřesnění výsledku je však vhodné tuto síť ještě upravit tak, aby v každé části magnetického obvodu byl dostatečný počet prvků pro výpočet. To lze nastavit například tak, že se stanoví maximální délka strany jednoho výpočetního prvku buď u některé části samostatně nebo pro celý motor dohromady. Zvláštní zřetel je třeba brát na vzduchovou mezeru, protože ta je velmi úzká. Není však dobré velikost jednotlivých prvků nastavovat na příliš malé rozměry, výpočet pak je zbytečně dlouhý. Na obrázku 4-1 je výřez modelu z programu Maxwell 2D, kde je vidět utvořená diskretizační síť. Ve vzduchové mezeře a v jejím blízkém okolí jsou jednotlivé elementy mnohem menší než například v zubu statoru.



Obrázek 4-1: Trojúhelníková diskretizační síť v Maxwell 2D

Nastavení pohybu:

Nastavení pohybu je provedeno automaticky z výsledků výpočtu v RMxpert v případě, že byl proveden. Lze je však upravit. Nastaví se způsob pohybu (rotace), směr pohybu (+/-), otáčky. Otáčky jsou motoru vnuceny, proto nemusí jejich velikost odpovídat požadovanému zatížení (momentu). Tento fakt je třeba mít na zřeteli a v případě potřeby otáčky změnit a simulaci provést znovu.

Nastavení vinutí:

Zde se nastavuje způsob navinutí cívek statoru, materiál, průřez a počet vodičů (opět nastaveno automaticky z RMxpřtu), výpočet vířivých proudů (resp. výběr dílů, kde se budou počítat) a nastavení ztrát v železe (opět výběr dílů).

Nastavení okrajových podmínek:

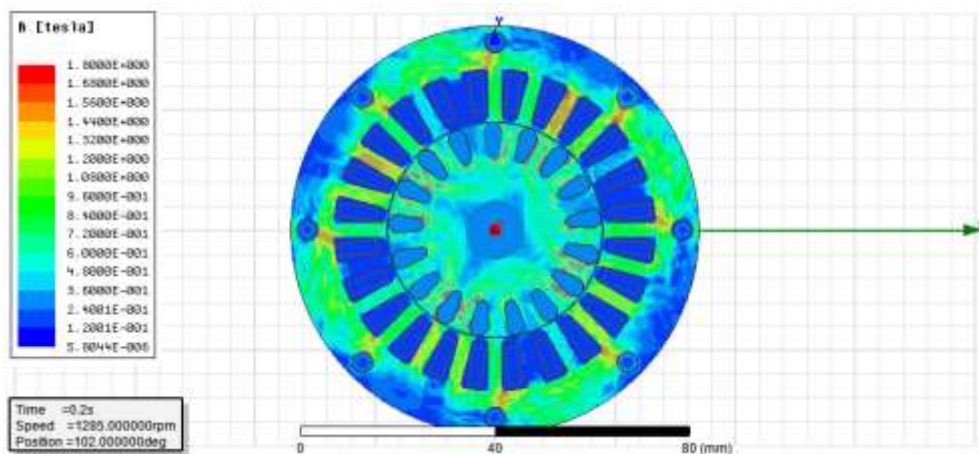
Zde je defaultně nastaven zjednodušující předpoklad, že vnější hranicí motoru nebude procházet žádný magnetický tok.

Nastavení časové základny:

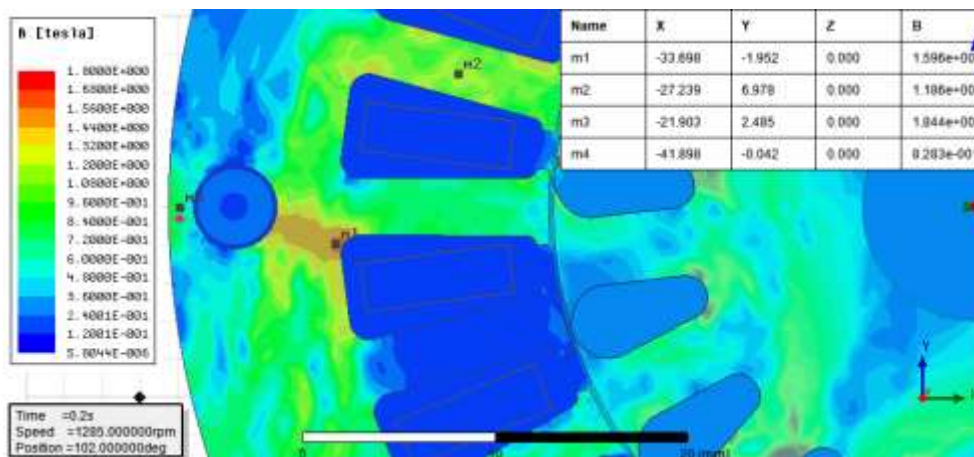
V nastavení analýzy je třeba také provést nastavení délky chodu, který bude simulován a časový krok, v jakém se bude simulace provádět. Pro přesnou simulaci je třeba alespoň 500 vzorků na periodu napájecího napětí a délka časové základny je třeba taková, aby přechodné jevy (kromě tepelných přechodných jevů, které stejně nejsou simulovány) již odezněly. Lze také nastavit ukládání časových okamžiků do paměti.

4.2.3 Výsledky simulace

Jedním ze základních výstupů je vykreslení magnetické indukce v řezu motoru. Na obr. 4-2 je ukázka vykreslení magnetického pole na počítaném motoru. Toto vykreslení je potřebné pro přesnou orientaci, kde a jak se magnetický obvod sytí. Přesnou hodnotu v daném místě lze zjistit vytvořením ukazatele. Na obrázku 4-3 je detail řezu motoru se zobrazenými ukazateli.



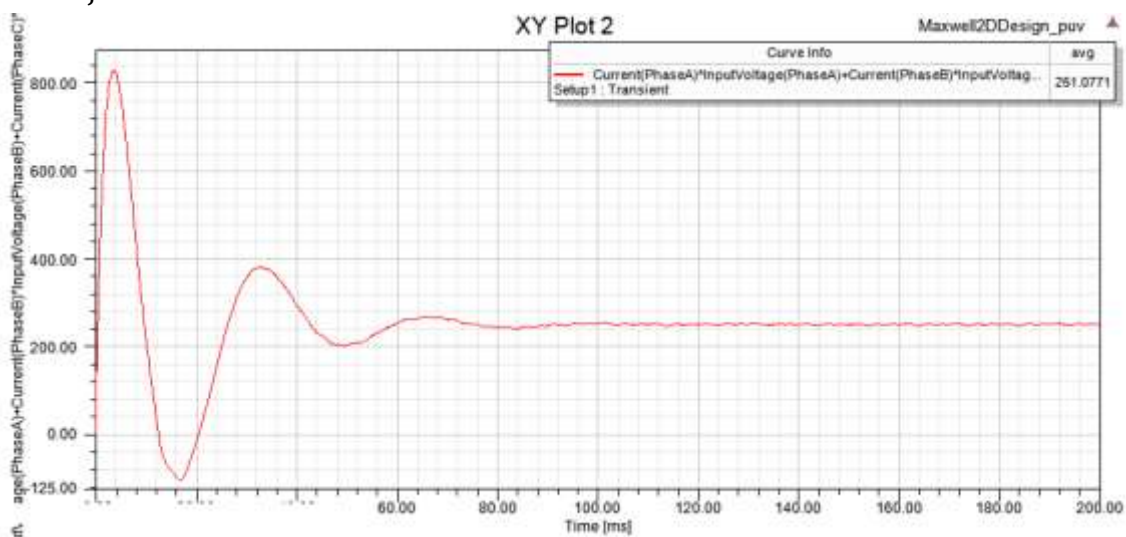
Obrázek 4-2: rozložení magnetické indukce na řezu motoru



Obrázek 4-3: detail rozložení magnetické indukce na řezu motoru

Dalším důležitým výstupem jsou pak grafy. Základními grafy, které se vykreslují automaticky jsou graf vnitřního momentu a statorových proudů. Další grafy, jako např. ztráty, příkon (ten však nepřímo za použití násobení proudu a napětí) lze vykreslit. Důležitým nástrojem je zde výpočet střední hodnoty, efektivní hodnoty či střední hodnoty z grafu na určitém časovém intervalu).

Na obr. 4-4 je vykreslen příkon simulovaného asynchronního motoru v závislosti na čase a jeho střední hodnota.



Obrázek 4-4: Příkon asynchronního motoru v závislosti na čase

5 POROVNÁNÍ VÝSLEDKŮ Z ANALYTICKÉHO VÝPOČTU, MODELŮ A MĚŘENÍ

K vybranému motoru je k dispozici analytický výpočet, který byl proveden výše, hodnoty naměřené na reálném motoru a hodnoty spočítané softwarem společnosti Ansys (RMxpert, Maxwell 2D), je tedy velmi zajímavé srovnat tyto nezávislé výsledky.

Tabulka 5-1: shrnutí výsledků motoru T42RX479

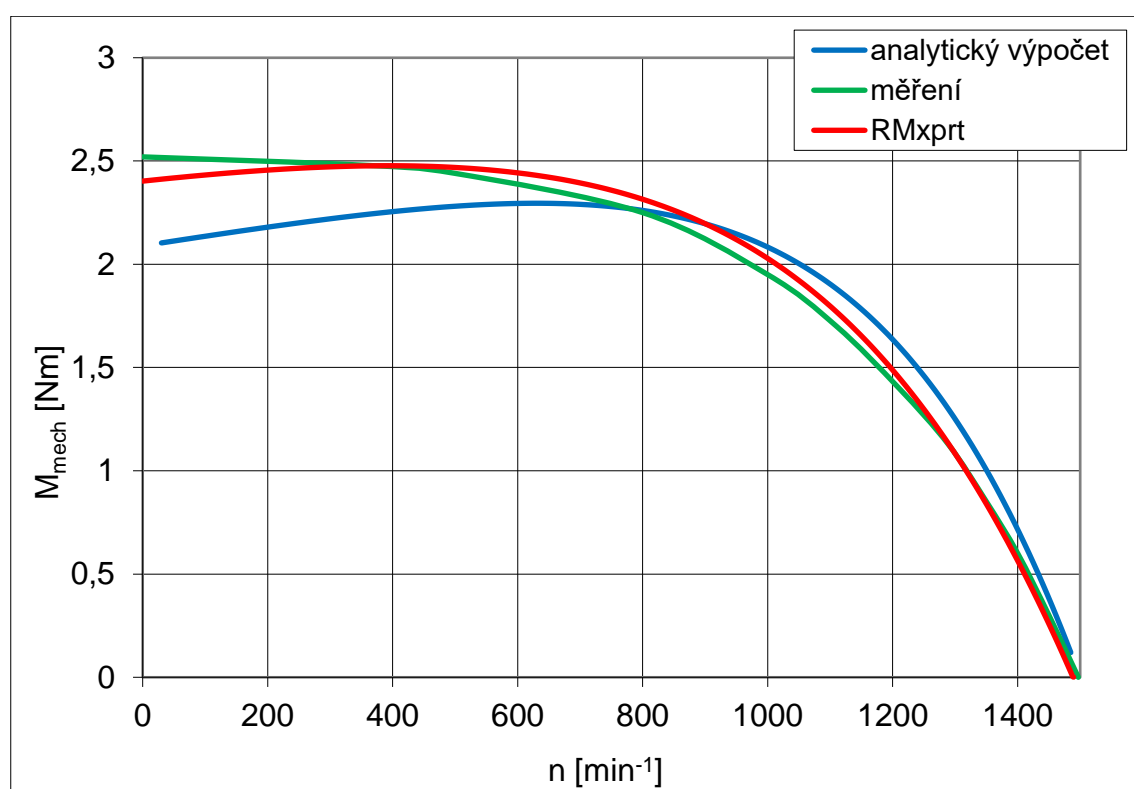
veličina	značka	analytický výpočet	výsledky RMxpert	Výsledky Maxwell 2D	Měření prototypu	jednotky
Proud 1.fáze	I_{11}	0,49	0,49	0,5	0,51	A
Proud 2.fáze	I_{12}	0,49	0,49	0,5	0,51	A
Proud 3.fáze	I_{13}	0,49	0,49	0,5	0,5	A
Příkon	P_1	249,1	247,8	251,1	250	W
otáčky	n	1321	1291	1295	1289	min^{-1}
moment	M_{mech}	1,17	1,12	1,2	1,128	Nm
výkon	P_2	152	152	152,7	152	W
Ztráty v železe	ΔP_{Fe}	11,23	7,86	8,51	-	W
Přídavné ztráty	ΔP_u	0,98	1,52	-	-	W
Ztráty ve vinutí statoru	ΔP_{j1}	52,91	49,84	51,4	49,49	W
Ztráty ve vinutí rotoru	ΔP_{j2}	22,01	26,31	19,15	-	W
Mechanické ztráty	ΔP_{mech}	10	10,23	10	7,75	W
Celkové ztráty	ΔP	97,13	95,76	98,4	98	W
účinnost	η	61,01	61,35	60,81	61,00	%
účinník	$\cos\varphi$	0,73	0,72	-	0,71	-
zdánlivý příkon	S_1	341,3	344,1	-	352,1	VA

V tabulce 5-1 jsou shrnuty hlavní veličiny všech čtyř metod, které byly použity na určení parametrů motoru. Měření na motoru proběhlo při validaci motoru v roce 2009. Výstupní výkon v analytickém výpočtu i v programu RMxpert a Maxwell 2D byl nastaven na stejnou hodnotu, jaká byla naměřena na reálném motoru, aby byly ostatní veličiny lépe porovnatelné.

Proud statorovým vinutím je pro všechny způsoby výpočty velmi podobný, což je známkou toho, že součet jednotlivých obvodových prvků (odporů a reaktancí) je stanoven ve všech případech správně. Nicméně relativně dost rozdílné otáčky v případě analytického výpočtu ukazují, že dílčí odpory a reaktance se liší.

Na obrázku 5-1 jsou momentové charakteristiky určené jednotlivými metodami, kromě programu Maxwell 2D, který simuluje běh motoru pouze při konstantních otáčkách. Je zajímavé, že v pracovní oblasti (v oblasti kolem jmenovitých hodnot) se charakteristiky celkem shodují, zvláště pak charakteristika zjištěná měřením a charakteristika určená programem RMxpert. Přesto sklon jednotlivých charakteristik

v pracovní části naznačuje, že odpor rotorové klece je stanoven v jednotlivých případech odlišně. Podle sklonu momentové charakteristiky je odpor rotorové klece nejmenší v případě analytického výpočtu, nejvyšší naopak v případě reálného měření. Hodnoty ztrát v rotorové kleci (viz tabulka 5-1) to v případě analytického výpočtu a programu RMxpřt potvrzují. Zajímavé je, že podle výpočtu programu Maxwell 2D je tento odpor ještě menší. V případě měření nelze tento předpoklad potvrdit, protože nejsou k dispozici údaje o rozložení ztrát v motoru. V případě analytického výpočtu je nejnižší moment zvratu, naopak nejvyšší je v případě měření, kde se zároveň rovná záběrnému momentu, což odpovídá předpokladu, že činný odpor rotorové klece je v případě měření určen nejvyšší.



Obrázek 5-1: Momentové charakteristiky

Další jev, kterého je možné si povšimnout je výše příkonu. Zde jsou si velice blízké výsledky analytického výpočtu a reálného měření (takže i výsledná účinnost je v podstatě stejná), zatímco u výsledků programu RMxpřt je příkon o něco nižší. Z toho jednoznačně vyplývá, že celkové ztráty určené programem RMxpřt jsou nižší než celkové ztráty změřené či analyticky určené. Přestože má v případě programu RMxpřt motor proti analytickému výpočtu a programu Maxwell 2D vyšší ztráty v rotorové kleci, další ztráty zde byly určeny níže. Naopak program Maxwell 2D určil příkon jako nejvyšší, i když zde je výsledek ovlivněn nepřesným nastavením otáček, tedy i výstupního výkonu (152,7W).

Rozdíl v celkových ztrátách však není tak zásadní, jako rozdíly v jednotlivých ztrátách. Jouleovy ztráty v rotoru byly již popsány výše. Další rozdíl je, jak ukazuje tabulka 5-1, v případě Jouleových ztrát ve statoru. Zde je největší odchylka v případě analytického výpočtu. Vzhledem k tomu, že délka závitů statorového vinutí není známa, byla spočtena empiricky. Evidentně byla určena delší, než ve skutečnosti je. V případě programu RMxprt se Jouleovy ztráty ve statorovém vinutí v podstatě shodují s měřením. Vzhledem k tomu, že však byl programem RMxprt stanoven nižší proud než v případě měření, byl zde také stanoven vyšší odpor vinutí (delší závit), než v případě měření.

Posledním výrazným rozdílem jsou ztráty v železe, které byly analytickým výpočtem stanoveny výše než v případě programů RMxprt a Maxwell 2D. Zde může být chyba opět dána empirickým vzorcem (3.100), který sice respektuje fyzikální podstatu (závislost na f a B), ale je zde velký počet koeficientů, které byly stanoveny z praxe. Pravděpodobně nejpřesnější výsledek bude v tomto případě výsledek programu Maxwell 2D, který rozložení magnetické indukce v řezu motoru počítá metodou konečných prvků.

6 NÁVRH ÚPRAV ASYNCHRONNÍHO MOTORU PRO ZVÝŠENÍ ÚČINNOSTI, POROVNÁNÍ

6.1 Navrhované změny

Při návrhu úprav asynchronního motoru vedoucích ke zvýšení účinnosti je třeba vycházet z požadavků na motor, které může klást zákazník, a z technologických možností, které jsou dané výrobním závodem. U řešeného asynchronního motoru byly stanoveny tyto podmínky:

1. výkon motoru je $0,15\text{kW}$
2. vnější rozměry motoru jsou totožné s původním motorem
3. synchronní otáčky jsou 1500 min^{-1} (asynchronní motor je čtyřpólový)

Dále bylo rozhodnuto, že vzhledem k výrobním možnostem společnosti ATAS elektromotory Náchod a.s. nebude použit rotor s měděnou klecí. Technologická náročnost tlakového lití mědi a vysoká cena takového motoru by byla velikou zátěží při prosazování takového motoru.

Z pohledu možností zvýšení účinnosti byla zvolena úprava statorového řezu. Jak bylo popsáno v kapitole 2, pro účel výroby laboratorního vzorku upraveného asynchronního motoru byly porovnávány změny hloubky a šířky statorové drážky a její otevření. Výsledkem jsou rozměry řezu statorových plechů, které jsou zobrazeny ve výkresu statorového plechu v příloze.

Při pohledu na sycení statorového plechu (obr. 6-1) je vidět, že ve jhu statoru je sycení velmi malé. Je tedy jasné, že jednou z možností, jak zvýšit účinnost je prohlubovat drážku. Porovnáváním různých hodnot hloubky drážky bylo zjištěno, že optimální hloubka drážky je 14mm při plném statorovém jhu (bez technologických otvorů). Ty však je potřeba zohlednit, proto byla zvolena hloubka drážky 13mm a ta byla následně ověřena simulací na modelu. U takto hluboké drážky stále dochází k vysokému přesycení můstku mezi dnem drážky a technologickým otvorem. Toto přesycení je však lokální, takže ovlivnění výsledku nebude příliš zásadní. Zvětšení hloubky drážky má však z hlediska účinnosti výrazný efekt, proto je vhodné tuto úpravu přijmout.

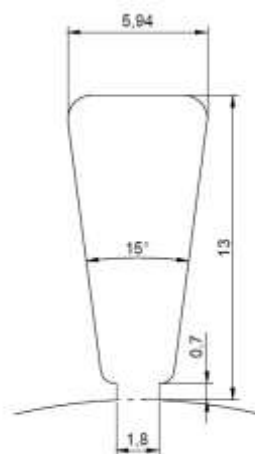
Další úpravou statorového plechu, která byla zkoumána je úprava šířky zubu statoru. Propočtem bylo zjištěno, že optimální šířka zubu je $3,07\text{mm}$.

Vzhledem k předchozím dvěma úpravám statorové drážky je možno přijmout zvětšení průřezu vodiče. Aby nebylo překročeno technologicky proveditelné maximální plnění statorové drážky, které je $k_{pCu}=0,4$, byl zvolen průměr vodiče $0,375\text{mm}$.

Také byla zkoumána možnost zmenšení otevření statorové drážky. Zde však se naráží na způsob strojního vtahování vinutí do drážek. Je třeba respektovat šířku saní, které navádí vinutí krčkem do drážky. Ta je na každé straně $0,4\text{ mm}$. Vzhledem ke zvětšení průřezu vodiče je nutné zkontrolovat maximální možný průměr jednoho vodiče včetně izolace dle normy ČSN EN 60317-0-1 (specifikace jednotlivých typů vodičů pro vinutí) [10]. Pro optimální vtahování je třeba, aby krčkem drážky prošly dva vodiče vedle sebe i za situace, kdy se v krčku drážky potkají dva vodiče, které by měly maximální možný průměr. Otevření drážky bylo tedy stanoveno na hodnotu $1,8\text{ mm}$.

Byly tedy provedeny tyto změny:

- prohloubení statorové drážky na 13 mm
- šířka zubu $3,07\text{ mm}$
- zúžení otevření statorové drážky na $1,8\text{ mm}$
- zvětšení průměru vodičů statorového vinutí na $0,375\text{ mm}$



Obrázek 6-1: Náčrtek upravené statorové drážky

Protože je z důvodu přehledného porovnávání jednotlivých variant z hlediska účinnosti držen výstupní výkon konstantní, je také upraven počet vodičů v drážce statoru tak, aby byl motor optimalizován na jmenovité napětí. V jedné drážce je tedy 208 vodičů.

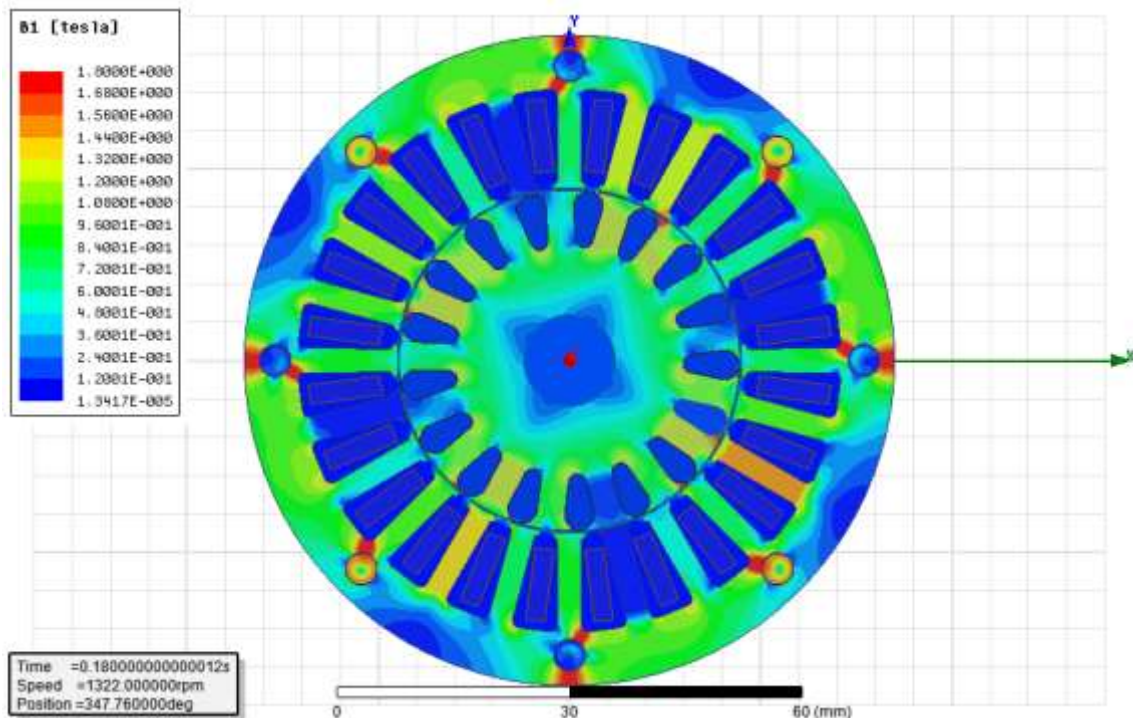
K úplnému porovnání navržených změn byla zadána výroba laboratorního vzorku. K tomu však v rámci této bakalářské práce nakonec nedojde, protože se prodloužila doba výroby prototypu, takže v termínu odevzdání práce není vzorek k dispozici, tedy ani výsledky jeho měření.

6.2 Rozložení magnetické indukce

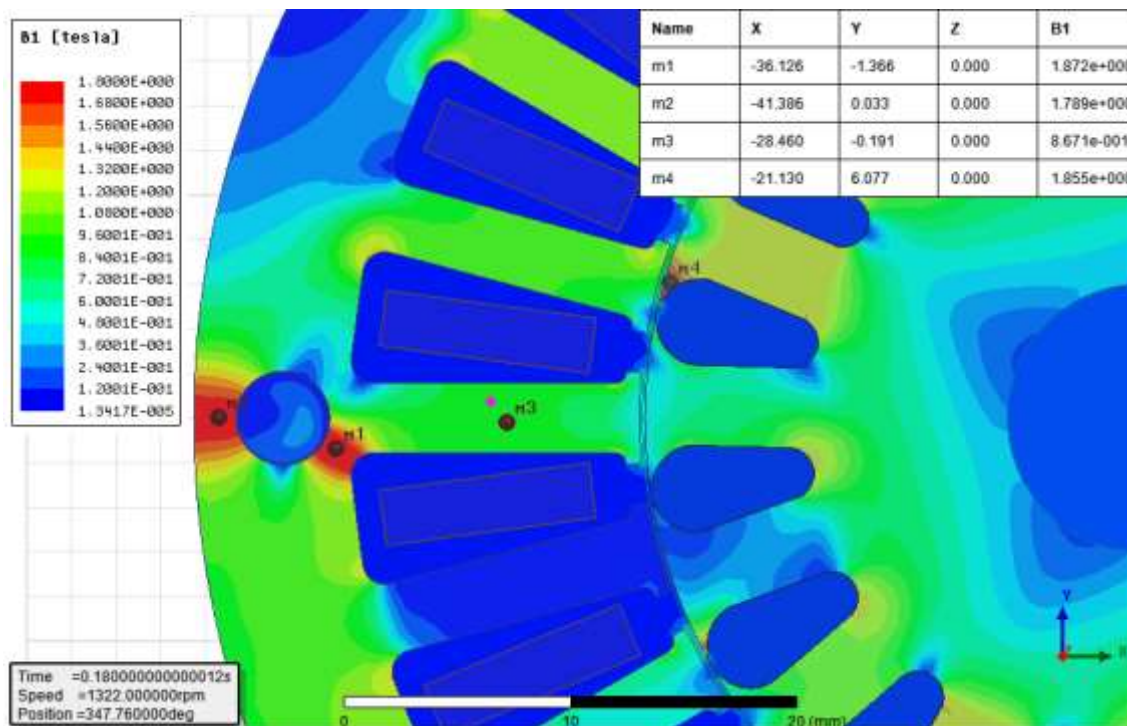
Jak je vidět na obrázku 6-1, sycení motoru je na mnohem vyšší úrovni, než tomu bylo v případě původního motoru (obr. 4-2). Problémovým místem je, jak bylo odhadnuto, prostor mezi dnem satorové drážky a technologickým otvorem. Přesycení je však pouze lokální a magnetická indukce nedosahuje příliš vysokých hodnot. Z obrázku 6-2 je patrné, že v místě nejvyššího sycení je magnetická indukce $B = 1,87T$. Vzhledem k velikosti oblasti tato hodnota pravděpodobně nebude zásadně ovlivňovat ani velikost magnetizačního proudu, ani velikost ztrát v železe vlivem vířivých proudů. Přesto vliv nějaký určitě je, což je vidět také na výsledné účinnosti (tabulka 6-1).

Sycení zubu satoru přibližně odpovídá vypočtené hodnotě. Na obrázku 6-1 je vidět, že v místě největšího sycení dosahuje magnetická indukce hodnoty cca $B = 1,45T$. V analytickém výpočtu tato hodnota byla $B = 1,4T$.

Zajímavým výsledkem je sycení zubů rotoru. Jak je vidět na obrázku 6-1, sycení je velmi závislé na natočení rotoru. Největšího sycení je dosaženo v případě, že proti zubu satoru je natočena drážka rotoru. V tu chvíli je magnetická indukce nejvyšší v místě uzavírání rotorové drážky a dosahuje hodnot $B = 1,85T$ (obr. 6-2).



Obrázek 6-2: Rozložení magnetické indukce na řezu motoru v programu Maxwell 2D



Obrázek 6-3: Detail rozložení magnetické indukce

6.3 Porovnání výsledků

V tabulce 6-1 je souhrn výsledků stanovených jednotlivými metodami podobně jako u původního motoru. K porovnání výsledků byl nastaven výkon motoru na 152W, aby byly výsledky lépe porovnatelné s původním motorem.

Vliv místního přesycení míst kolem technologických otvorů má pravděpodobně vliv především na velikost magnetizačního proudu. Proud statorovým vinutím je v případě simulace v programu Maxwell 2D tedy logicky nejvyšší. Přesto nejsou Jouleovy ztráty ve statorovém vinutí nejvyšší. Z toho vyplývá, že statorový proud v případě programu Maxwell 2D má induktivnější charakter (vyšší podíl jalové složky) než v případě analytického výpočtu, tedy větší magnetizační proud, případně větší proud na pokrytí rozptylové reaktance.

Program Maxwell 2D určil nejvyšší celkové ztráty a tedy nejnižší účinnost, což byl očekávaný výsledek. Přesto pouhou úpravou statorové drážky bylo dosaženo poměrně značného zlepšení účinnosti a to i v případě programu Maxwell 2D.

Tabulka 6-1: shrnutí výsledků upraveného motoru

veličina	značka	analytický výpočet	výsledky RMxpřt	Výsledky Maxwell 2D	jednotky
Proud 1.fáze	I_{11}	0,49	0,5	0,523	A
Proud 2.fáze	I_{12}	0,49	0,5	0,52	A
Proud 3.fáze	I_{13}	0,49	0,5	0,53	A
Přířkon	P_1	233,2	227,7	235,9	W
otáčky	n	1336	1330	1322	min^{-1}
moment	M_{mech}	1,16	1,09	1,17	Nm
výkon	P_2	152	152	152,0	W
Ztráty v železe	ΔP_{Fe}	13,35	11,59	9,75	W
Přídavné ztráty	ΔP_u	1,89	1,52	-	W
Ztráty ve vinutí statoru	ΔP_{j1}	36	31,08	34	W
Ztráty ve vinutí rotoru	ΔP_{j2}	19,93	20,84	31,05	W
Mechanické ztráty	ΔP_{mech}	10	10,67	10	W
Celkové ztráty	ΔP	81,17	75,7	83,9	W
účinnost	η	65,19	66,75	64,42	%
účinník	$\cos\varphi$	0,69	0,65	-	-
zdánlivý přířkon	S_1	337,9	350,3	-	VA

6.4 Další možnosti zvýšení účinnosti

K dalšímu zvýšení účinnosti by bylo možné přispět úpravami, které jsou technologicky reálné, nebyly však z důvodu urychlení výroby prototypu použity. Hlavní změnou, která byla uvažovaná a respektuje rozměry motoru, je výměna dynamových plechů. Zkoumány byly pouze tři různé plechy (M700-50A, M530-50A a M400-50A), které byly vybrány na základě tvaru BH křivky a velikosti ztrátového čísla. Analytickým výpočtem i výpočtem v RMxpřtu bylo zjištěno, že nejvýhodněji vychází materiál M530-50A. Efekt zvýšení účinnosti je způsoben dvěma příčinami. První příčina je velikost ztrátového čísla. To určuje velikost měrných ztrát v železe při magnetické indukci $1,5T$ a frekvenci 50Hz . Ztráty v železe sice nejsou konstantní při různých hodnotách indukce, platí však, že čím nižší ztrátové číslo, tím nižší ztráty v železe. Druhou příčinou je tvar BH křivky. Plech M530-50A má při stejných hodnotách magnetické indukce nižší hodnoty intenzity magnetického pole než původní M700-50A, při použití tohoto materiálu tedy dojde ke snížení magnetizačního proudu a tím i ke snížení Jouleových ztrát ve statorovém vinutí. Tento materiál však nebyl možné do prototypu použít z důvodu dlouhých dodacích lhůt dodavatele.

7 ZÁVĚR

Úkolem této práce bylo určit parametry vybraného třífázového asynchronního motoru s kotvou nakrátko, srovnat tyto výsledky se známými hodnotami z měření a s hodnotami, které spočítal software společnosti Ansoft (RMxpert, Maxwell 2D) na modelu tohoto motoru. V první části byl uveden stručný popis asynchronního motoru a principu jeho činnosti. Dále byl proveden analytický výpočet parametrů vybraného asynchronního motoru. Tento výpočet byl proveden pro názornost principů funkce asynchronního motoru a pro srovnání s hodnotami z měření a softwarů společnosti Ansoft.

Získaný soubor dat byl srovnáván z pohledu možných příčin odlišností mezi hodnotami získanými z uvedených čtyř nezávislých zdrojů. Ukázalo se, že mnohé rozdíly jsou způsobené tím, že není možné některé jevy analyticky popsat. V těchto případech jsou sice k dispozici empirické vzorce vycházející z praxe, ty však jsou do jisté míry zjednodušující. Příkladem může být výpočet ztrát v železe, které se liší, vzhledem k velikosti těchto ztrát, v řádech desítek procent. Nejpresnější bude pravděpodobně výsledek simulace v programu Maxwell 2D, který ztráty v železe určil přibližně 8,5W. Nejvíce se liší ztráty v železe určené analytickým výpočtem (11,2W) s odchylkou přibližně 32% od hodnoty programu Maxwell 2D. Dále se projevilo, že rotorová klec má dle měření reálného motoru vyšší činný odpor, než má dle vypočtených hodnot. Je to vidět mimo jiné i na momentových charakteristikách, v případě změřené charakteristiky je totiž záběrný moment rovný momentu zvratu, což odpovídá vyššímu činnému odporu rotorové klece.

Dalším výstupem této práce je návrh změn daného motoru pro zvýšení účinnosti na základě teoretického zkoumání vlivů na účinnost. Navržená změna spočívá v úpravě řezu statorové drážky. Zkoumáním vlivu úprav jednotlivých rozměrů statorové drážky se došlo ke konečné úpravě, která vedla ke zvětšení plochy drážky, tedy k možnosti zvětšení průřezu vodičů statorového vinutí. Tím došlo ke snížení Jouleových ztrát ve statorovém vinutí i za cenu zvýšení sycení železa, které se projeví zvýšením magnetizačního proudu a ztrát v železe. Výsledky z analytického výpočtu, výpočtu na modelu (RMxpert, Maxwell 2D) a měření jsou porovnány a interpretovány v závěrečné kapitole této práce. Zásadním výsledkem však je fakt, že se pouhou změnou statorové drážky dosáhlo zvýšení účinnosti více jak o 3,5%.

Dalším návrhem byla změna materiálu magnetického plechu, ta však nebyla použita z důvodu dlouhé dodací lhůty dodavatele, proto nebyla zahrnuta ani do výpočtů a byla popsána pouze teoreticky. Stejně tak další možnosti zvýšení účinnosti přinášejí změny rozměrů motoru (prodloužení svazku či zvětšení průměru motoru), ty však jdou proti častým požadavkům zákazníků, proto byly tyto možnosti zavrženy. Ani

měděná klec nebyla uvažována jinak než teoreticky, protože technologie tlakového lití mědi je velmi složitá a nákladná.

Na základě navržených úprav byla zadána výroba laboratorního motoru pro kompletní porovnání výsledků. Bohužel se však doba výroby vzorku prodloužila a vyrobený vzorek není v termínu odevzdání této práce k dispozici.

Výše popsané a zhodnocené návrhy na zvýšení účinnosti zvoleného asynchronního motoru jsou technologicky velmi jednoduché a nekladou příliš velkou zátěž v podobě navýšení výrobních či materiálových nákladů na asynchronní motor. Pro zavedení zmíněných úprav by však bylo potřeba vyrobít razicí nástroj pro navržený statorový řez, což je vzhledem k malým sériím příliš vysoká vstupní investice. Tuto změnu (změnu řezu statorového plechu) by tedy bylo nutné provést u více motorů, které používají původní řez statorového plechu. Takový zásah je však velmi razantní a musel by mu předcházet průzkum vlivu změny řezu na účinnost u všech těchto motorů. Proto navržené úpravy nebudou prozatím implementovány do výroby. V případě, že by však v budoucnu byla závazným způsobem řešena účinnost motorů menších než $0,75kW$, pak by toto opatření přicházelo v úvahu.

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. 732 s.
- [3] KOPYLOV, I. P. Stavba elektrických strojů. 1. vyd. Praha: SNTL, 1988. 688 s.
- [4] CIGÁNEK, Ladislav. Stavba elektrických strojů. Praha: SNTL, 1958. 716s.
- [5] VOJČE, Z. Výpočet parametrů asynchronního motoru malého výkonu. Brno: VUT v Brně, FEKT, 2016. 54 s. Vedoucí BP Ing. Ondřej Vítek, Ph.D.
- [6] REICHL, Jaroslav a Martin VŠETIČKA. Elektromotor na trojfázový proud. In: Encyklopedie fyziky [online]. [cit. 2016-12-27]. Dostupné z: <http://fyzika.jreichl.com/main.article/print/330-elektromotor-na-trojfazovy-proud>
- [7] SOKOL, Zdeněk. www.spse.dobruska.cz [online]. [cit. 2016-12-27]. Dostupné z: [www: http://www.spse.dobruska.cz/download/sokol/](http://www.spse.dobruska.cz/download/sokol/)
- [8] ČSN EN 60034-1 ed. 2. Točivé elektrické stroje: Část 1: Jmenovité údaje a vlastnosti. Praha: Úřad pro technickou normalizaci, metrologii a státní zkušebnictví, 2011, 64s.
- [9] ČSN EN 60034-2-1 ed. 2. Točivé elektrické stroje: Část 2-1: Standardní metody určování ztrát a účinností ze zkoušek (s výjimkou strojů pro trakční vozidla). Praha: Úřad pro technickou normalizaci, metrologii a státní zkušebnictví, 2015, 80s.
- [10] ČSN EN 60317-0-1 ed. 3. Specifikace jednotlivých typů vodičů pro vinutí - Část 0-1: Obecné požadavky – Lakovaný měděný vodič kruhového průřezu. Praha: Úřad pro technickou normalizaci, metrologii a státní zkušebnictví, 2014, 32s.

Seznam symbolů, veličin a zkratek

$2p$	počet pólů [-]
$\frac{1}{k_1}$	činitel deformace pole [-]
a	počet paralelních větví [-]
B_{00}	amplituda 1. harmonické ideální magnetické indukce ve vzduchové mezeře [T]
\overline{B}_{00}	střední hodnota 1. harmonické ideální magnetické indukce ve vzduchové mezeře [T]
B_{jr}	magnetická indukce jha rotoru [T]
B_{js}	magnetická indukce jha statoru [T]
B_{p1}	amplituda pulsace střídavé složky magnetické indukce v zubech statoru [T]
B_{p2}	amplituda pulsace střídavé složky magnetické indukce v zubech rotoru [T]
B_{zr}	magnetická indukce zubu rotoru [T]
\ddot{B}_{zr}	zdánlivá magnetická indukce rotorového zubu [T]
B_{zs}	magnetická indukce v zubu statoru [T]
\ddot{B}_{zs}	zdánlivá magnetická indukce statorového zubu [T]
\underline{B}_δ	amplituda magnetické indukce ve vzduchové mezeře [T]
b_{dr}	šířka drážky rotoru [m]
b_{or}	otevření drážky rotoru [m]
b_{os}	otevření drážky statoru [m]
b_{zr}	šířka zubu rotoru [m]
b_{zs}	šířka zubu statoru [m]
c_{kr}	korekce na kruhový průběh indukčních čar ve jhu rotoru [-]
c_{ks}	korekce na kruhový průběh indukčních čar ve jhu statoru [-]
$\cos\varphi$	účinník stroje [-]
D_{d2r}	průměr dna drážky rotoru [m]
D_e	vnější průměr statorového jha [m]
D_r	vnější průměr rotoru [m]
D_s	vrtání statoru (vnitřní průměr) [m]
D_{zs}	průměr patní kružnice zubů statoru [m]
D_δ	střední průměr vzduchové mezery [m]
d_i	vnitřní průměr rotorového jha [m]

d_{v1}	průměr vodiče statorového vinutí [m]
d_{zr}	průměr patní kružnice zubů rotoru [m]
f_1	frekvence statoru [Hz]
H_{zr}	magnetická intenzita zubu rotoru [$A \cdot m^{-1}$]
H_{zs}	magnetická intenzita zubu statoru [$A \cdot m^{-1}$]
H_{jr}	magnetická intenzita jha rotoru [$A \cdot m^{-1}$]
H_{js}	magnetická intenzita jha statoru [$A \cdot m^{-1}$]
\tilde{H}_{jr}	nekorigovaná magnetická intenzita jha rotoru [$A \cdot m^{-1}$]
\tilde{H}_{js}	nekorigovaná magnetická intenzita jha statoru [$A \cdot m^{-1}$]
h_{dr}	výška zubu rotoru [m]
h_{ds}	výška zubu statoru [m]
h_{jr}	výška jha rotoru [m]
h_{js}	výška jha statoru [m]
h_{zr}	výška obdélníkové části zubu rotoru [m]
h_{zs}	výška obdélníkové části zubu statoru [m]
I_1	jmenovitý fázový proud [A]
I_0	proud naprázdno [A]
I_2	proud rotoru přepočítaný na primární stranu [A]
I_{Fe}	proud na krytí ztrát v železe [A]
IP	stupeň krytí
I_μ	magnetizační proud [A]
izol.tř.	třída izolace statorového vinutí
K_c	činitel ztrát vířivými proudy [-]
K_e	činitel ztrát v železe [-]
k_{pFe}	činitel plnění železa [-]
K_h	činitel hysterezních ztrát [-]
k_0	činitel zploštění křivky magnetické indukce 3. harmonickou [-]
k_{0Br}	činitel vlivu změny permeability ve jhu rotoru [$1 \cdot T^{-1}$]
k_{0Bs}	činitel vlivu změny permeability ve jhu statoru [$1 \cdot T^{-1}$]
k_c	Carterův činitel [-]
k_{c1}	Carterův činitel pro stator [-]
k_{c2}	Carterův činitel pro rotor [-]
k_F	koeficient přepočtu magnetizační reaktance [-]

k_{lc1}	koeficient poměru délky čela a rozteče cívky statoru [-]
k_{pjs}	činitel opracování [-]
k_{pzs}	činitel opracování [-]
k_{pu}	korekční faktor ztrát pulsačních [-]
k_q	činitel rozlohy [-]
k_{qu}	koeficient příčných ztrát [-]
k_{tr}	korekční činitel jednotkové vodivosti drážek [-]
k_v	činitel vinutí [-]
$k_{vz(2h)}$	korekční činitel vzájemné jednotkové vodivosti drážek [-]
k_y	činitel zkrácení kroku [-]
$k_{\delta u}$	korekční faktor ztrát povrchových [-]
l	délka statorového svazku [m]
l_{c1}	délka čela statoru [m]
l_{c2}	délka rotorového kruhu [m]
l_{f1}	celková délka vodičů statoru [m]
l_i	ideální délka statorového svazku [m]
l_{jr}	délka indukční čáry rotorového jha [m]
l_{js}	délka indukční čáry statorového jha [m]
l_{v1}	délka půlzávitu statorového vodiče [m]
l_{v2}	délka rotorové tyče [m]
l_{zr}	délka indukční čáry v zubu rotoru [m]
l_{zs}	délka indukční čáry v zubu statoru [m]
M_{mech}	mechanický moment stroje [Nm]
m_1	počet fází statoru [-]
m_2	počet fází rotoru [-]
m_{js}	hmotnost jha statoru [kg]
m_{zs}	hmotnost zubů statoru [kg]
m_{zr}	hmotnost zubů rotoru [kg]
N_{s1}	počet závitů v sérii vinutí statoru [-]
n	otáčky [min^{-1}]
n_s	synchrónní otáčky [min^{-1}]
P_2	jmenovitý výkon [W]
P_1	příkon stroje [W]

P_{mech}	mechanický výkon [W]
$p_{1,0}$	ztrátové číslo plechů udávané výrobcem pro magnetickou indukci 1T [-]
p_z	převodový poměr [-]
Q_1	počet drážek statoru [-]
Q_2	počet drážek rotoru [-]
R_{20}	fázový odpor rotoru při teplotě 20°C [Ω]
\dot{R}_{20}	fázový odpor rotoru přepočítaný na primární vinutí při teplotě 20°C [Ω]
\dot{R}_2	fázový odpor rotoru přepočítaný na primární vinutí při provozní teplotě (80°C) [Ω]
R_c	odpor kruhu rotoru [Ω]
R_{Fe}	odpor reprezentující ztráty v železe [Ω]
R_{f0}	odpor vinutí fáze statoru při teplotě 20°C [Ω]
R_{fn}	odpor vinutí fáze statoru při jmenovité teplotě (80°C) [Ω]
R_t	odpor rotorové tyče [Ω]
S_2	druh zatížení
S_{c2}	plocha kruhu rotoru [mm ²]
S_{dr}	plocha drážky rotoru [mm ²]
S_{ds}	plocha drážky statoru [mm ²]
S_{Fe}	průřez všech cest magnetického toku železem [mm ²]
S_{v1}	průřez vodiče statoru [mm ²]
S_{vzduch}	průřez všech cest magnetického toku vzduchem [mm ²]
s	skluz [-]
t_{dr}	drážková rozteč rotoru [m]
t_{ds}	drážková rozteč statoru [m]
t_{y1}	rozteč cívky statoru [m]
U	jmenovité napětí sítě [V]
U_{1f}	fázové napětí [V]
U_i	indukované napětí [V]
U_m	celkové magnetické napětí na jeden pól [A]
U_{mjr}	magnetické napětí jha rotoru [A]
U_{mjs}	magnetické napětí jha statoru [A]
U_{mzr}	magnetické napětí zubu rotoru [A]
U_{mzs}	magnetické napětí zubu statoru [A]
U_δ	magnetické napětí ve vzduchové mezeře [A]

$u_{1,2}$	koeficienty pro výpočet činitelů pulsace [-]
V_{d1}	počet vodičů statoru v jedné drážce [-]
V_{d2}	počet vodičů rotoru v jedné drážce [-]
V_{zs}	objem zubů statoru [m ³]
V_{zr}	objem zubů rotoru [m ³]
V_{js}	objem jha statoru [m ³]
X_1	reaktance sériové kombinace reaktancí X_{11} a $X_{\sigma 1}$ [Ω]
X_{11}	magnetizační reaktance [Ω]
X_c	rozptylová reaktance prostoru čel [Ω]
X_{d1}	drážková reaktance statoru [Ω]
X_{d2}	drážková reaktance rotoru [Ω]
\dot{X}_{d2}	drážková reaktance rotoru přepočtená na primární vinutí [Ω]
X_{δ}	reaktance diferenčního rozptylu [Ω]
$X_{\delta\rho}$	vliv zešikmení rotorových drážek [Ω]
X_{σ}	rozptylová reaktance [Ω]
$X_{\sigma 1}$	rozptylová reaktance statoru [Ω]
$\dot{X}_{\sigma 2}$	rozptylová reaktance rotoru přepočítaná na primární vinutí [Ω]
y	krok cívky [-]
\dot{Z}_2	impedance rotoru přepočítaná na primární vinutí [Ω]
Z_{10}	impedance příčné větve [Ω]
Z_1	impedance statoru [Ω]
Z_f	impedance fáze [Ω]
α_{Al}	koeficient teplotní závislosti odporu rotorového vinutí [$^{\circ}\text{C}^{-1}$]
α_{Cu}	koeficient teplotní závislosti odporu statorového vinutí [$^{\circ}\text{C}^{-1}$]
$\beta_{1,2}$	činitelé pulsace [-]
$\gamma_{1,2}$	činitelé změny magnetické vodivosti [-]
Δl_{zr}	změna délky siločáry v zubu rotoru [m]
Δl_{zs}	změna délky siločáry v zubu statoru [m]
ΔP_u	ztráty závislé na napětí [W]
$\Delta P_{u\sigma r}$	ztráty důsledkem otevření statorových drážek [W]
ΔP_{up}	pulsační ztráty v zubech [W]
$\Delta P_{u\delta}$	povrchové ztráty v hlavách zubů [W]
ΔP_{Fejs}	celkové ztráty v železe jha statoru [W]

ΔP_{Fezs}	celkové ztráty v železe zubů statoru [W]
ΔP_{Fe}	celkové ztráty v železe [W]
ΔP_{j1}	ztráty ve vinutí statoru [W]
ΔP_{j2}	ztráty v rotoru [W]
ΔP_{j0}	ztráty ve vinutí naprázdno [W]
ΔP_{mech}	ztráty mechanické a ventilační [W]
Δp_{Fejs}	měrné ztráty v železe jha statoru [$W \cdot kg^{-1}$]
Δp_{Fezs}	měrné ztráty v železe zubů statoru [$W \cdot kg^{-1}$]
δ	šířka vzduchové mezery [m]
δ'	efektivní vzduchová mezera [m]
δ''	ekvivalentní vzduchová mezera [m]
η	účinnost stroje [%]
θ_0	počáteční teplota vinutí [$^{\circ}C$]
θ_{Al}	teplota tání hliníku [$^{\circ}C$]
θ_C	teplota Courierova bodu [$^{\circ}C$]
θ_{Cu}	teplota tání mědi [$^{\circ}C$]
θ_n	provozní teplota vodiče [$^{\circ}C$]
κ_1	činitel primárního rozptylu [-]
κ_{zx}	poměr průřezů cest toku vzduchem a železem [-]
λ_1	jednotková vodivost vrchní půlkruhové části rotorové drážky [-]
λ_2	jednotková vodivost spodní půlkruhové části rotorové drážky [-]
λ_h	jednotková vodivost lichoběžníkové části rotorové drážky [-]
λ_{11}	jednotková vodivost vrchní půlkruhové části rotorové drážky s vodičem [-]
λ_{21}	jednotková vodivost spodní půlkruhové části rotorové drážky s vodičem [-]
λ_{h1}	jednotková vodivost lichoběžníkové části rotorové drážky s vodičem [-]
λ_{10}	jednotková vodivost vrchní půlkruhové části rotorové drážky bez vodiče [-]
λ_{2h}	vzájemná jednotková vodivost mezi spodní půlkruhovou částí a lichoběžníkovou částí rotorové drážky [-]
λ_{h0}	jednotková vodivost lichoběžníkové části rotorové drážky bez vodiče [-]
λ_{12h}	vzájemná jednotková vodivost rotorové drážky [-]
λ_{cs}	jednotková vodivost čel vinutí [-]
λ_{d1}	jednotková vodivost statorové drážky [-]
λ_{d2}	jednotková vodivost rotorové drážky [-]
λ_s	jednotková vodivost prostoru s vodiči statorové drážky [-]

λ_z	jednotková vodivost prostoru klínu statorové drážky [-]
λ_{z0}	jednotková vodivost krčku statorové drážky [-]
μ_0	permeabilita vakua [$\text{H}\cdot\text{m}^{-1}$]
ρ_{Al20}	rezistivita hliníku při teplotě 20°C [$\Omega\cdot\text{mm}^2\cdot\text{m}^{-1}$]
ρ_{Cu20}	rezistivita mědi při teplotě 20°C [$\Omega\cdot\text{mm}^2\cdot\text{m}^{-1}$]
ρ_{M700}	hustota oceli M700-50A [$\text{kg}\cdot\text{m}^3$]
τ_p	pólová rozteč [m]
τ_δ	činitel diferenčního rozptylu [-]
$\tau_{\rho\%}$	činitel zešikmení drážek [%]
Φ_{00}	ideální magnetický tok naprázdno [Wb]

Seznam příloh

Příloha 1. Náčrt řezu statorových a rotorových plechů

Příloha 2. Náčrt upraveného řezu statorových plechů