



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ

ÚSTAV VÝKONOVÉ ELEKTROTECHNIKY A
ELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF POWER ELECTRICAL AND ELECTRONIC
ENGINEERING

ANALÝZA SOUSTŘEDĚNÝCH VINUTÍ SYNCHRONNÍCH MOTORŮ S PERMANENTNÍMI MAGNETY

ANALYSIS OF CONCENTRATED WINDINGS OF PMSM

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

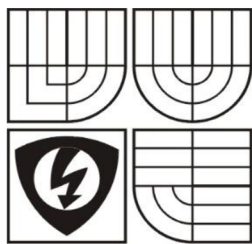
LUKÁŠ MENOUSEK

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. ONDŘEJ VÍTEK, Ph.D.

BRNO 2015



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky

Bakalářská práce

bakalářský studijní obor

Silnoproudá elektrotechnika a elektroenergetika

Student: Lukáš Menoušek

Ročník: 3

ID: 140249

Akademický rok: 2013/14

NÁZEV TÉMATU:

Analýza soustředěných vinutí synchronních motorů s permanentními magnety

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

1. Seznamte se s konstrukcí, principem funkce synchronních motorů s permanentními magnety. Na základě literatury vytvořte přehled realizovaných a publikovaných řešení těchto motorů se soustředěným vinutím, porovnejte vzájemně jejich přednosti a nedostatky.
2. Proveďte analýzu vlastností jednotlivých vybraných typů soustředěných vinutí z pohledu vzniku prostorových harmonických magnetického pole. Vytvořte model zadaného motoru s různými typy soustředěných vinutí v programu FEMM a srovnajte výsledky.
3. Vypočítejte parametry zadaného motoru v programu RMxprt, upravte magnetický obvod pro různé typy soustředěných vinutí a srovnajte jednotlivé varianty.
4. Vytvořte model zadaného motoru s vybranými typy soustředěných vinutí v programu Maxwell. Analyzujte vliv prostorových harmonických magnetického pole na ztráty v permanentních magnetech.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

- [1] Hendershot, J. R. Jr., Miller, T.J.E. Design of Brushless Permanent-Magnet Motors. Oxford: Magna Physic Publishing and Clarendon Press, 1994.
- [2] Vorel, P. Synchronní stroje s permanentními magnety. Brno: Akademické nakladatelství CERM, 2005. ISBN 80-7204-417-6
- [3] Petrov, G.N. Elektrické stroje 2. Praha: Academia. 1982.
- [4] Časopisecké a konferenční články z databáze IEEE Xplore.
Dále dle pokynu vedoucího práce.

Termín zadání: 22.9.2014

Termín odevzdání: 2.6.2015

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

Konzultanti bakalářské práce:

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 zabývá konstrukcí, principem funkce synchronních strojů s permanentními magnety a analýzou jejich vlastností. V rámci práce je provedeno seznámení se s materiály permanentních magnetů a jejich uspořádání, dále pak konstrukcí motoru, kde jsou rozebrány typy vinutí, konfigurace stroje, typy motorů s permanentními magnety a přehled realizovaných řešení.

V další části této práce je proveden analytický výpočet dvou typů motorů se soustředěným vinutím, vytvoření modelů na základě výpočtů v programu FEMM se zaměřením na vznik jejich prostorových harmonických. Dále byl vytvořen model v programu RMxprt a data ze simulací byla srovnána s analytickým výpočtem. Nakonec byl vytvořen model v programu Maxwell, který byl srovnán s výsledky analytického výpočtu a simulace z programu RMxprt. U tohoto modelu byla také vytvořena analýza ztrát v permanentních magnetech.

Klíčová slova

Synchronní stroje s permanentními magnety, permanentní magnety, materiály permanentních magnetů, konstrukce, PMSM, stator, rotor, vinutí, prostorové harmonické, FEMM, Ansoft RMxprt, Ansoft Maxwell

Abstract

This thesis deals with the design, principles of permanent magnet synchronous machines and an analysis of their properties. As part of the work is done familiarization with the materials of permanent magnets and their arrangement, as well as construction of the engine where they are discussed types of winding machine configuration, types of motors with permanent magnets and the list of implemented solutions.

In the next part of this work is performed analytical calculation of the two types of engines, with concentrated winding, created models based on calculations in FEMM focusing on the creation of spatial harmonics. Further the model in RMxpert and data from the simulations were compared with analytical computation. Finally the model was created in Maxwell and compared with the analytical results of calculation and simulation in RMxpert program. For this model was created analysis of losses in permanent magnets.

Keywords

Permanent magnet synchronous machines, permanent magnets, permanent magnet materials, design, PMSM, stator, rotor, coil, spatial harmonic, FEMM, Ansoft RMxpert, Ansoft Maxwell

Bibliografická citace

MENOUŠEK, L. *Analýza soustředěných vinutí synchronních motorů s permanentními magnety*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2015. 65 s. Vedoucí bakalářské práce Ing. Ondřej Vítek, Ph.D..

Prohlášení

Prohlašuji, že svou bakalářskou práci na téma Analýza soustředěných vinutí synchronních motorů s permanentními magnety jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího semestrální 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 bakalářské práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této bakalářské 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 § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

V Brně dne

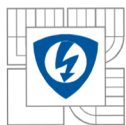
Podpis autora

Poděkování

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

V Brně dne

Podpis autora

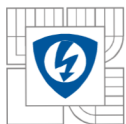


OBSAH

OBSAH.....	8
SEZNAM OBRÁZKŮ.....	10
SEZNAM TABULEK	12
ÚVOD.....	17
1 KONSTRUKCE MOTORU	18
1.1 STATOR.....	18
1.2 TYPY VINUTÍ.....	19
1.3 MOTORY S PERMANENTNÍMI MAGNETY.....	20
1.3.1 STEJNOSMĚRNÉ KOMUTÁTOROVÉ MOTORY	20
1.3.2 BEZKARTÁČOVÉ MOTORY	21
1.3.3 KROKOVÝ MOTOR.....	22
1.4 KONFIGURACE STROJE	23
1.4.1 MOTOR S RADIÁLNÍM POLEM.....	23
1.4.2 MOTOR S AXIÁLNÍM POLEM.....	23
1.5 PERMANENTNÍ MAGNETY	24
1.5.1 USPOŘÁDÁNÍ PERMANENTNÍCH MAGNETŮ	24
1.5.2 MATERIÁLY PERMANENTNÍCH MAGNETŮ	25
1.5.3 MAGNETIZACE PERMANENTNÍCH MAGNETŮ	26
1.6 TYPY SYNCHRONNÍCH STROJŮ S PERMANENTNÍMI MAGNETY	27
1.6.1 ROTOR S MAGNETY NA POVRCHU.....	27
1.6.2 ROTOR SE ZAPUŠTĚNÝMI MAGNETY	27
1.6.3 ROTOR S VNOŘENÝMI MAGNETY	28
2 NÁVRH SYNCHRONNÍHO STROJE S PERMANENTNÍMI MAGNETY	29
2.1 ANALYTICKÝ VÝPOČET KONFIGURACE $Q_s/2p = 12/10$.....	29
2.1.1 NÁVRH STATOROVÉHO PLECHU.....	29
2.1.2 VÝPOČET VNITŘNÍHO MOMENTU STROJE.....	30
2.1.3 NÁVRH POČTU ZÁVITŮ STATOROVÝCH CÍVEK.....	31
2.1.4 VÝPOČET PROUDU VE VODIČI.....	33
2.1.5 VÝPOČET ZTRÁT VE VINUTÍ STATORU	33
2.1.6 ZTRÁTY V ŽELEZE.....	34

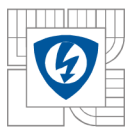


2.1.7 ÚČINNOST STROJE.....	35
2.1.8 NÁVRH VÝŠKY MAGNETU.....	36
2.1.9 OVĚŘENÍ DIMENZOVÁNÍ MAGNETU PROTI TRVALÉ DEMAGNETIZACI PŘI MAXIMÁLNÍM PROUDOVÉM PŘETÍŽENÍ.....	38
2.1.10 NÁVRH VÝŠKY JHA ROTORU.....	38
2.2 ANALYTICKÝ VÝPOČET KONFIGURACE QS/2P = 18/16.....	39
2.2.1 NÁVRH STATOROVÉHO PLECHU.....	39
2.2.2 VÝPOČET VNITŘNÍHO MOMENTU STROJE.....	40
2.2.3 NÁVRH POČTU ZÁVITŮ STATOROVÝCH CÍVEK.....	41
2.2.4 VÝPOČET PROUDU VE VODIČI.....	43
2.2.5 VÝPOČET ZTRÁT VE VINUTÍ STATORU.....	43
2.2.6 ZTRÁTY V ŽELEZE.....	44
2.2.7 ÚČINNOST STROJE.....	45
2.2.8 NÁVRH VÝŠKY MAGNETU.....	45
2.2.9 OVĚŘENÍ DIMENZOVÁNÍ MAGNETU PROTI TRVALÉ DEMAGNETIZACI PŘI MAXIMÁLNÍM PROUDOVÉM PŘETÍŽENÍ.....	47
2.2.10 NÁVRH VÝŠKY JHA ROTORU.....	47
3 MODELY MOTORŮ V PROGRAMU FEMM.....	48
3.1 OVĚŘENÍ VLASTNOSTÍ NAVRŽENÝCH MOTORŮ V PROGRAMU FEMM.....	48
3.1.1 MAGNETICKÁ INDUKCE VE VZDUCHOVÉ MEZEŘE.....	48
3.1.2 MAGNETICKÁ INDUKCE VE STATOROVÉM ZUBU.....	49
3.1.3 VNITŘNÍ MOMENT STROJE PŘI JMENOVITÉM PROUDU.....	50
3.2 PRŮBĚHY MAGNETICKÉ INDUKCE A PROSTOROVÉ HARMONICKÉ VE VZDUCHOVÉ MEZEŘE.....	50
3.2.1 PRŮBĚHY MOTORU KONFIGURACE QS/2P = 12/10:.....	50
3.2.2 PRŮBĚHY MOTORU KONFIGURACE QS/2P = 18/16:.....	52
4 POROVNÁNÍ ANALYTICKÝCH VÝPOČTŮ S MODELY V PROGRAMU RMXprt.....	55
5 MODELY MOTORŮ V PROGRAMU MAXWELL.....	58
6 ZÁVĚR.....	62
LITERATURA.....	64
PŘÍLOHY.....	66

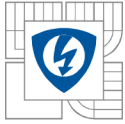


SEZNAM OBRÁZKŮ

<i>Obrázek 1 Stator BLDC stroje s vnutím [10].....</i>	<i>18</i>
<i>Obrázek 2 Rozložené vnutí statoru [11].....</i>	<i>19</i>
<i>Obrázek 3 Soustředěné vnutí statoru [12]</i>	<i>19</i>
<i>Obrázek 4 Příklad konstrukce BLDC motoru [13]</i>	<i>21</i>
<i>Obrázek 5 Příklad konstrukce krokového motoru [14].....</i>	<i>22</i>
<i>Obrázek 6 Porovnání radiálního a axiálního pole [15].....</i>	<i>23</i>
<i>Obrázek 7 Obdelníkový, radiální a bochníkový tvar permanentních magnetů</i>	<i>24</i>
<i>Obrázek 8 Surface mounted PMSM [1]</i>	<i>27</i>
<i>Obrázek 9 Surface-Inset PMSM [1].....</i>	<i>28</i>
<i>Obrázek 10 Interior PMSM [1].....</i>	<i>28</i>
<i>Obrázek 11 $Q_s/2p = 12/10$ - Navržený statorový plech</i>	<i>30</i>
<i>Obrázek 12 $Q_s/2p = 12/10$ - Drážka statorového plechu</i>	<i>30</i>
<i>Obrázek 13 Demagnetizační charakteristika N35UH [19].....</i>	<i>36</i>
<i>Obrázek 14 $Q_s/2p = 18/16$ - Navržený statorový plech</i>	<i>40</i>
<i>Obrázek 15 $Q_s/2p = 18/16$ - Drážka statorového plechu</i>	<i>40</i>
<i>Obrázek 16 $Q_s/2p = 12/10$ - Magnetická indukce ve vzduchové mezeře</i>	<i>48</i>
<i>Obrázek 17 $Q_s/2p = 18/16$ - Magnetická indukce ve vzduchové mezeře</i>	<i>49</i>
<i>Obrázek 18 $Q_s/2p = 12/10$ - Magnetická indukce ve statorovém zubu.....</i>	<i>49</i>
<i>Obrázek 19 $Q_s/2p = 18/16$ - Magnetická indukce ve statorovém zubu.....</i>	<i>49</i>
<i>Obrázek 20 $Q_s/2p = 12/10$ - Průběh normálové složky magnetické indukce ve středu vzduchové mezey od permanentních magnetů</i>	<i>50</i>
<i>Obrázek 21 $Q_s/2p = 12/10$ - Prostorové harmonické magnetického pole od permanentních magnetů</i>	<i>51</i>
<i>Obrázek 22 $Q_s/2p = 12/10$ - Průběh normálové složky magnetické indukce ve středu vzduchové mezey od vnutí statoru</i>	<i>51</i>

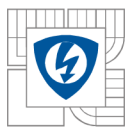


Obrázek 23 $Q_s/2p = 12/10$ - Prostorové harmonické u dvouvrstvého vinutí s nelineární charakteristikou.....	51
Obrázek 24 $Q_s/2p = 12/10$ - Prostorové harmonické pro dvouvrstvé vinutí z literatury [9].....	52
Obrázek 25 $Q_s/2p = 12/10$ - Průběh normálové složky magnetické indukce ve středu vzduchové mezery při jmenovitém chodu stroje.....	52
Obrázek 26 $Q_s/2p = 18/16$ - Průběh normálové složky magnetické indukce ve středu vzduchové mezery od permanentních magnetů.....	52
Obrázek 27 $Q_s/2p = 18/16$ - Prostorové harmonické magnetického pole od permanentních magnetů.....	53
Obrázek 28 $Q_s/2p = 18/16$ - Průběh normálové složky magnetické indukce ve středu vzduchové mezery od vinutí statoru.....	53
Obrázek 29 $Q_s/2p = 18/16$ - Prostorové harmonické u dvouvrstvého vinutí s nelineární charakteristikou.....	53
Obrázek 30 $Q_s/2p = 18/16$ - Prostorové harmonické pro dvouvrstvé vinutí z literatury [17].....	53
Obrázek 31 $Q_s/2p = 18/16$ - Průběh normálové složky magnetické indukce ve středu vzduchové mezery při jmenovitém chodu stroje.....	54
Obrázek 32 $Q_s/2p = 12/10$ - Průběhy vstupního proudu a fázových proudů v programu RMxp757	
Obrázek 33 $Q_s/2p = 18/16$ - Průběhy vstupního proudu a fázových proudů v programu RMxp757	
Obrázek 34 $Q_s/2p = 12/10$ - Zobrazení ztrát v permanentních magnetech.....	59
Obrázek 35 $Q_s/2p = 18/16$ - Zobrazení ztrát v permanentních magnetech.....	59
Obrázek 36 $Q_s/2p = 12/10$ - Průběhy fázových proudů.....	60
Obrázek 37 $Q_s/2p = 18/16$ - Průběhy fázových proudů.....	60
Obrázek 38 $Q_s/2p = 12/10$ - Průběh momentu.....	60
Obrázek 39 $Q_s/2p = 18/16$ - Průběh momentu.....	60
Obrázek 40 $Q_s/2p = 12/10$ - Ztráty v železe.....	61
Obrázek 41 $Q_s/2p = 18/16$ - Ztráty v železe.....	61
Obrázek 42 $Q_s/2p = 12/10$ - Ztráty v permanentních magnetech.....	61
Obrázek 43 $Q_s/2p = 18/16$ - Ztráty v permanentních magnetech.....	61



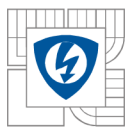
SEZNAM TABULEK

<i>Tabulka 1 Zadané parametry motoru $Qs/2p = 12/10$</i>	<i>29</i>
<i>Tabulka 2 Koeficienty pro výpočet ztrát materiálu M235-35A.....</i>	<i>34</i>
<i>Tabulka 3 Vlastnosti magnetického materiálu N35UH při 20°C.....</i>	<i>36</i>
<i>Tabulka 4 Zadané parametry motoru $Qs/2p = 18/16$</i>	<i>39</i>
<i>Tabulka 5 Porovnání analytických výpočtů s modelem v programu RMxprt</i>	<i>55</i>
<i>Tabulka 6 Porovnání analytických výpočtů s modely v programu RMxprt a Maxwell</i>	<i>58</i>

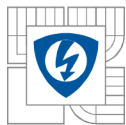


Seznam symbolů a zkratk

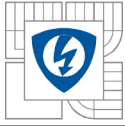
2p	počet pólů
B	magnetická indukce
b_{ds1}	šířka drážky
BH_{max}	maximální energetický součin
B_{jr}	magnetická indukce v rotorovém jhu
B_{jST}	magnetická indukce ve statorovém zubu
B_r	remanentní indukce
BLDC	bezkartáčové stejnosměrné motory
B_m	indukce permanentního magnetu
b_z	šířka zubu
B_δ	magnetická indukce ve vzduchové mezeře
$B_{\delta m}$	magnetická indukce pod statorovým zubem
DC	stejnosměrný
D_r	průměr rotoru
D_{si}	vnitřní průměr statoru
D_{so}	vnější průměr statoru
D_v	maximální průměr vodiče
EMF	indukované napětí
H_c	koercivní síla
h_{ds}	hloubka statorové drážky
h_{jr}	výška rotorového jha
H_{max}	koercivní síla pro demagnetizaci
H_{PM}	koercivní síla permanentního magnetu
H_δ	koercivní síla ve vzduchové mezeře
I_{dr}	proud drážkou



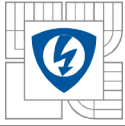
I_{ef}	efektivní hodnota proudu
I_k	maximální proud
I_n	jmenovitý proud
I_{tot}	celkový proud řezem stroje
J	proudová hustota
k_c	Carterův činitel
k_{pCu}	činitel plnění drážky
l	délka vodiče
l_{Fe}	délka magnetického obvodu
l_{PM}	výška permanentních magnetů
l_z	délka závitu
M	moment
M_i	vnitřní moment
M_n	jmenovitý moment
m_m	hmotnost stroje
m_{pIST}	hmotnost statorového plechu
m_{PM}	hmotnost permanentních magnetů
N	počet vodičů cívky
N_{ds}	počet vodičů drážky
N_f	počet vodičů fáze
$N_{drážek}$	počet statorových drážek
n_n	jmenovité otáčky
P_i	vnitřní výkon
PMSM	synchronní motory s permanentními magnety
P_n	jmenovitý výkon
Q_{SA}	počet současně aktivních statorových drážek
Q_s	počet drážek



r_{δ}	střední poloměr vzduchové mezery
S_{ds}	plocha statorové drážky
S_{dsCu}	průřez mědi ve statorové drážce
S_v	průřez vodiče
U_{DC}	napájecí napětí
U_{fmax}	maximální fázové napětí
U_{ifmax}	napětí indukované do vinutí jedné fáze
$U_{mreakce}$	vliv reakčního magnetického pole
$U_{m\delta}$	magnetické napětí ve vzduchové mezeře
ΔU_{tran}	úbytek napětí na tranzistoru
ΔU_{fmax}	maximální fázové napětí
ΔP_{cu}	ztráty ve vinutí
ΔP_c	celkové ztráty
ΔP_d	dodatečné ztráty
ΔP_{Fe}	ztráty v železe
Δp_{Fe}	poměrné ztráty statorového plechu
ΔP_{mech}	mechanické ztráty
ΔP_{PM}	ztráty v permanentních magnetech
ΔP_v	ventilační ztráty
ΔP_{tran}	ztráty na tranzistoru
δ	délka vzduchové mezery
κ	koeficient geometrických rozměrů
μ_0	permeabilita vakua
μ_{rPM}	relativní permeabilita
η	účinnost
ϑ_n	provozní teplota
ρ_{20}	rezistivita při 20°C



ρ_{120}	rezistivita při 120°C
σ	efektivní hodnota proudové hustoty
σ_{\max}	proudová hustota
τ_{ds}	drážková rozteč
τ_p	pólová rozteč
ω_0	úhlová rychlost bez zatížení



ÚVOD

První motory s permanentními magnety byly vyrobeny již v 19. století, ale nízká kvalita magneticky tvrdých materiálů odradila od jejich používání ve prospěch elektromagnetických budících systémů. V roce 1932 byl systém permanentních magnetů oživen, ale jeho využití bylo limitováno pouze na malé výkony. V současné době většina komutátorových motorů s permanentními magnety na rotoru používá feritové magnety.

Použití bezkartáčových motorů se stává více atraktivní volbou než použití asynchronních motorů. Zlepšení v oblasti řízení polovodičových měničů umožňuje jednodušší a ekonomicky efektivní provoz motoru ve velkém rozsahu rychlostí s dobrou účinností.

Bezkartáčový motor má magnety namontované na rotoru a vinutí na statoru. To znamená, že proud kotvy není přenášen přes komutátor, nebo sběrací kroužky nebo kartáče (hlavní části motoru vyžadující údržbu). U bezkartáčových motorů s permanentními magnety je hlavní vinutí umístěno do drážek na statoru, proto se dá teplo způsobené ztrátami v mědi jednodušeji odvést na povrch. U motorů s permanentními magnety jsou tedy všechny ztráty prakticky ve statoru, kde lze teplo snadněji přenášet přes chladicí žebra nebo přes vodní chladicí systém. Dále je možné dosáhnout značného zlepšení v dynamice bezkartáčových pohonů s permanentními magnety, protože má motor menší setrvačnost a větší magnetickou indukci přes vzduchovou mezeru.

Různé formy magnetů umístěné na rotoru vedou k určitým jedinečným vlastnostem stroje a umožňují vysoký počet konfigurací.

1 KONSTRUKCE MOTORU

1.1 Stator

Statory, které se používají u synchronních motorů s permanentními magnety, mohou být velice podobné statorům použitých u asynchronních strojů. V některých případech se dokonce jedná o stejné statorové svazky, nebo řezy, což je zapříčiněno potřebou snížení nákladů. Magnetický obvod se skládá ze statorových plechů, které jsou od sebe vzájemně izolovány keramickými vrstvičkami, laky, nebo oxidy. Ten se vkládá do svařené, nebo odlité kostry, která bývá na vnější straně většinou opatřena žebrováním pro lepší odvod ztrátového tepla a následně lepší chlazení. Na vnitřním obvodě plechů jsou pak vylišovány zuby, do kterých se ukládá nebo navine vinutí. Při výběru plechů se klade důraz na frekvenci a velikost magnetické indukce ve statoru, aby nedocházelo k velkým ztrátám v železe. Dále je potřeba vhodně zvolit šířku zubů a drážek, protože permanentní magnety mohou způsobovat vznik parazitního reluktančního momentu. Příklad statorového svazku s vinutím viz *Obrázek 1*.

V některých speciálních aplikacích se můžeme setkat s bezzubovým státorem. Důležitým požadavkem při konstrukci je tuhost statoru, která může být ovlivněna požadavky na tvar, upevnění a krytí. Dále je třeba dbát na výběr typu plechu statorového svazku. Obvykle se volí kompromis mezi cenou a kvalitou. Kvalitnější plechy bývají vyrobeny z lepší slitiny a mohou být tenčí. Jejich kvalita je odvozena od jejich magnetizačních charakteristik a závislosti ztrát v železe na frekvenci a velikosti magnetické indukce v řezu. Ztráty v železe jsou buď hysterézni, nebo vířivé. Hysterézni ztráty rostou v lineárně závislosti na frekvenci a vířivé rostou kvadraticky v závislosti na frekvenci. Ztráty vířivými proudy se také mohou snížit použitím izolace mezi jednotlivými plechy.

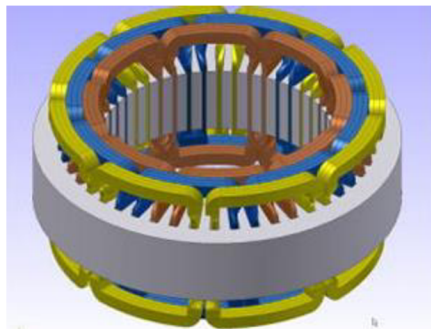


Obrázek 1 Stator BLDC stroje s vinutím [10]

1.2 Typy vinutí

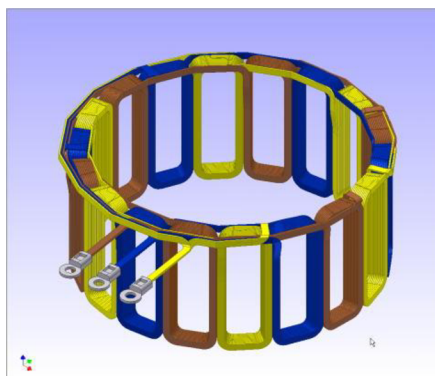
Jednou z hlavních částí všech elektrických strojů je vinutí. Vinutí vytváří magnetické točivé pole, které je potřebné k práci stroje. Cívky se namotávají do drážek statoru. Ve vinutí cívky vznikají Jouleovy ztráty, které jsou závislé na odporu vinutí. Nejčastěji se vinutí zalívá epoxidem, protože má lepší tepelnou vodivost než vzduch a umožňuje lepší chlazení. To je důležité, protože změnou teploty se může změnit magnetizační charakteristika. Vodiče pro vinutí bývají z elektrotechnické mědi a pro návrh stroje je důležité znát činitel plnění.

Vinutí dělíme na rozložené a soustředěné. Rozložené vinutí (viz *Obrázek 2*) se poměrně lehce navíjí. V drážkách je potom izolace pro zlepšení vlastností. Tento typ vinutí je také velmi levný.

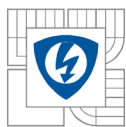


Obrázek 2 Rozložené vinutí statoru [11]

Soustředěné vinutí (viz *Obrázek 3*) má proti rozloženému vinutí tu výhodu, že se jeho čela vinutí nepřekrývají a závit kopíruje zub mnohem přesněji. Z toho plyne mnohem lepší činitel plnění. V praxi se můžeme setkat s vinutím jednovrstvým nebo dvouvrstvým. U jednovrstvého vinutí je jen jedna cívková strana v každém slotu, u dvouvrstvého vinutí jsou v jednom slotu dvě cívkové strany. Lze se setkat také s trojvrstvěným vinutím, ale to se v praxi běžně nepoužívá. Soustředěné vinutí se u synchronních strojů s permanentními magnety používá mnohem častěji než vinutí rozložené.



Obrázek 3 Soustředěné vinutí statoru [12]



1.3 Motory s permanentními magnety

Obecně platí, že všechny elektrické pohony můžou být rozděleny na pohony s konstantní rychlostí, servopohony, a pohony s proměnnou rychlostí. Motory s konstantní rychlostí obvykle pracují samostatně bez jakéhokoliv měniče nebo zpětné vazby v případě, že je tolerována určitá změna otáček. Servopohon vyžaduje přesné řízení polohy, takže doba odezvy a přesnost zpracování příkazů je velice důležitá. U pohonů s proměnnou rychlostí není přesnost a doba odezvy až tak důležitá. Hlavním požadavkem na tyto stroje je změna rychlosti v širokém rozsahu. U všech elektromechanických pohonů, u kterých je řízena rychlost a poloha, je k řízení nutno použít elektronický převodník. Typy motorů s permanentními magnety:

- Stejnoseměrné komutátorové motory
- Bezkartáčové motory
 - Synchronní motory s permanentními magnety
 - Elektronicky komutované motory
- Krokové motory

Bezkartáčové motory spadají do dvou tříd. Motory buzené sinusovým průběhem, nebo buzené obdelníkovým průběhem proudu. Krokový motor má zcela odlišné napájení obvodů a kontrolu řízení.

1.3.1 Stejnoseměrné komutátorové motory

Tyto motory jsou stále všestranně používané stroje pro systémy s proměnnou rychlostí a jsou často preferovanou volbou, pokud není kladen nárok na údržbu, provoz v nepříznivých podmínkách nebo potřeba udržovat více strojů v synchronismu. Vzhledem k činnosti komutátoru je jeho řízení poměrně jednoduché a může splňovat požadavky většiny aplikací. Z těchto důvodů je tento typ motorů většinou nejlevnější volbou i s přihlédnutím na údržbu. V průmyslu se často používají jako dmychadla, tiskařské stroje, textilní stroje, jednoduché obráběcí stroje, ventilátory, atd. Motor vyžaduje pouze plynulý start a poté jeho řízení v jednom směru bez brždění, nebo změny směru. Momentovou a rychlostní charakteristiku má pouze v jednom kvadrantu a vyžaduje pouze jeden usměrňovací převodník. Může být také použit pouze položený můstek na místo plně řízeného, pokud nevádí zvýšení výstupního vlnění. Tento můstek se dá použít do výkonu cca 100kW. Je-li kladen nárok na otáčení motoru v obou směrech a regenerační brždění, lze použít plně řízený měnič se schopností obrácení proudu kotvy. Takovýto motor se využívá tam, kde je zapotřebí rychlá změna v rychlosti, nebo v zátěži. Např. ve válcovnách, jeřábech a důlních navijácích. V případech, kde je potřeba rychlá kontrola napětí, časté malé změny rychlostí můžou

vyžadovat rychlé zvraty točivého momentu. V těchto případech se používá čtyřkvadrantový duální převodník, který obsahuje dva polovodičové mosty, kde jeden musí být kladný a druhý záporný. Toho se využívá v textilním a papírovém průmyslu. Motor může mít tak malou indukčnost, že normální řízení by způsobilo nepříjemné zvlnění momentu a podstatně by se zhoršila reakce motoru. [3]

1.3.2 Bezkartáčové motory

1.3.2.1 Synchronní motory s permanentními magnety (PMSM)

Sinusově buzené motory jsou napájeny třífázovým sinusovým průběhem proudu a pracují na principu rotačního magnetického pole. Jednotlivé fáze jsou od sebe posunuty o 120° . Všechny fáze vinutí vedou proud ve stejném okamžiku. Statorové vinutí bývá nejčastěji zapojeno do hvězdy.



Obrázek 4 Příklad konstrukce BLDC motoru [13]

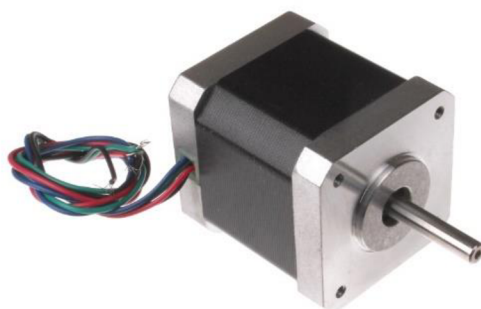
Motory s nižším výkonem (v rozsahu kW) bývají napájeny jednoduchým diodovým usměrňovačem na straně měniče. Používá se konstantní stejnosměrné napětí. Měnič používá buď výkonové tranzistory nebo IGBT tranzistory. Tyto tranzistory je možné nahradit výkonovými tyristory (rychlé tyristory umožňují maximální frekvenci 400Hz), pokud je potřeba dosáhnout vyšších frekvencí, používají se antiparalelní diody. V některých aplikacích se používají čtyřkvadrantové usměrňovače, které umožňují rekuperaci energie zpět do sítě při brzdění. Používají se u motorů s vyšším výkonem. U synchronních strojů s velmi vysokými výkony a nízkými otáčkami se používají přímé frekvenční měniče, které vytváří výstupní napětí přímo z třífázové soustavy (cyklokonvertory), jsou však omezeny nízkou frekvencí. Používají se v kombinaci s diesellovým alternátorem, například pro pohony lodí. [3]

1.3.2.2 Bezkartáčové stejnosměrné stroje (BLDC)

Motory buzené obdelníkovým průběhem jsou také napájeny třífázovým průběhem proudu posunutém o 120° od sebe, ale tento průběh máji obdelníkový, nebo lichoběžníkový tvar. Tento tvar je produkován, pokud je proud kotvy přesně synchronizován s okamžitou polohou rotoru a frekvencí. Nejjednodušší možnost poskytnutí těchto informací o poloze motoru, je montáž polohového snímače na hřídel motoru. Současně jsou napájeny dvě fáze. Tento systém buzení je funkcí podobný stejnosměrným motorům. BLDC motory mají obecně menší účinnost a menší hustotu momentu než PMSM, ale má levnější měnič a snímače polohy, proto se může uplatnit jako ekonomičtější náhrada v mnoha aplikacích, kde se nekladou takové nároky na účinnost, nebo přesné řízení otáček. Celkovou konstrukcí jsou PMSM motorům velmi podobné. [3]

1.3.3 Krokový motor

Typický krokový motor se skládá ze vstupního regulátoru, logického obvodu a řízení. Vstupní regulátor je obvod, který vytváří požadovaný sled pulsů. Tím může být mikroprocesor nebo mikropočítač, který generuje impulzy ke zrychlení, zpomalení, nebo zastavení krokového motoru.



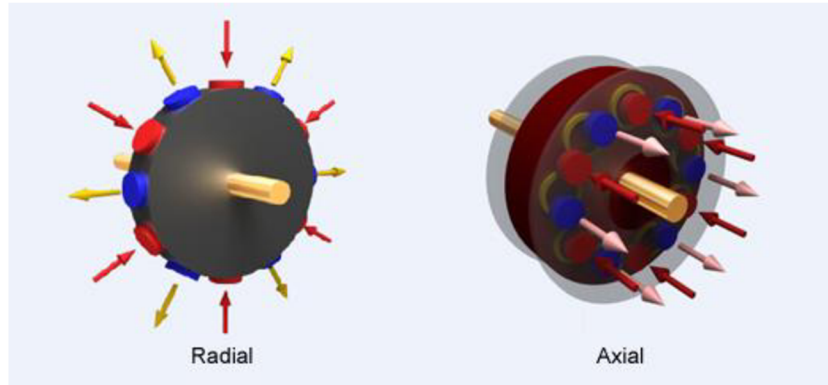
Obrázek 5 Příklad konstrukce krokového motoru [14]

Logický obvod reaguje na impulzy z regulátoru a postupně řídí buzení vinutí. Výstupní signál z tohoto obvodu je přenášen na vstupní svorky řízení, který zapíná a vypíná vinutí krokového motoru. Krokový motor mění elektrické impulzy na jednotlivé úhlové posuny. [3]

1.4 Konfigurace stroje

Motory s permanentními magnety lze rozdělit podle směru pole magnetického toku:

- Radiální pole: Směr pole je podél poloměru stroje
- Axiální pole: Směr pole je rovnoběžný s hřídelem rotoru



Obrázek 6 Porovnání radiálního a axiálního pole [15]

PMSM s radiálním polem jsou běžně používané, zatímco stroje s axiálním polem se vyskytují jen málo v případech, kde je potřeba vyšší proudová hustota a lepší zrychlení.

Magnety mohou být na rotoru umístěny různými způsoby, ovšem základní princip činnosti stroje je stejný bez ohledu na způsob montáže permanentních magnetů na rotor.

1.4.1 Motor s radiálním polem

Ve většině motorů prochází tok z rotoru na stator v radiálním směru. Převážná většina těchto motorů má vnitřní rotor a vnější stator. Jednou z největších výhod tohoto rotoru je snadný odvod tepla, protože vinutí jsou na vnější straně a uzavírají rotační prvek. Toto ovšem v některých případech není tak důležité a převládají výhody využití vnějšího rotoru. Objevuje se ve většině případech jako vrtule a používá se většinou jako motor ventilátoru (například chlazení CPU). V těchto případech se motor stává nedílnou součástí větší struktury [1]

1.4.2 Motor s axiálním polem

Rotační pohyb lze získat výměnou orientace vinutí a magnetického pole. U motorů s radiálním polem je vinutí orientováno podél osového směru a tok proudí ve směru radiálním. U motorů s axiálním polem tok proudí v osovém směru a vinutí je orientováno ve směru radiálním. V mnoha případech je rotor spojen s jedním státorem. Toto uspořádání je sice jednoduché, ale nevyvážené. Kromě točivého momentu toto uspořádání vykazuje také velmi vysoké axiální síly,

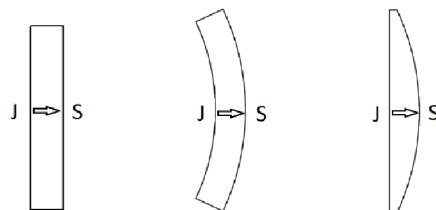
protože se magnety rotoru pokouší uzavřít vzduchovou mezeru. Toto uspořádání jednoho rotoru mezi dvěma statory zvyšuje výkon motoru. Kromě speciálních aplikací jako např. v disketové mechanice nemá motor s axiálním polem širší využití. [1]

1.5 Permanentní magnety

1.5.1 Uspořádání permanentních magnetů

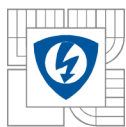
Magnety jsou základem každého PMSM stroje. Mohou být provedeny ve mnoha tvarech a velikostech. Nejjednodušší verze pro montáž je magnet ve tvaru kruhu, který se na stator upevní velice lehce a může být pak magnetizován v libovolném směru. Nevýhodou kruhových magnetů je, že jsou drahé oproti klasickým magnetům. Jednotlivé magnety mohou mít jakýkoliv tvar. Každý pól se může skládat z několika magnetických segmentů místo použití jednoho kusu, což přináší značnou výhodu při výrobě, kde jsou kladeny nároky na výslednou cenu a také se dá lépe snížit magnetický tok. Můžou se také skládat různě na sebe a použít různé šířky, čímž získáme požadovaný magnetický tok. Kombinace magnetů mají potom svoje výhody při různých aplikacích. Jeden magnet na pól je ideální pro malé stroje. Pro výkonnější stroje je výhodnější použít vícesegmentové magnety v jednom pólu.

Magnety mohou mít obdelníkový, radiální, nebo bočníkový tvar. Radiální a bočníkový jsou ideální pro montáž do PMSM strojů. Vzduchová mezera je případě radiálního typu rovnoměrná, v případě bočníkového typu je mezera nerovnoměrná, což umožňuje formování magnetického toku. Obdelníkové magnety se běžně používají u rotorů s vnořenými magnety, nejsou vhodné pro montáž na povrch rotoru, protože nemůže být zachována konstantní vzduchová mezera. Jsou možné i jiné tvary magnetů, jsou ovšem omezené na technologii výroby a výrobní náklady, proto se mnoho dalších tvarů nevyrobí.



Obrázek 7 Obdelníkový, radiální a bočníkový tvar permanentních magnetů

Dalším důležitým faktorem je jejich stálost při působení okolních vlivů a mechanické vlastnosti, jako je např. obrobiteľnosť nebo tvárnost. Jejich demagnetizační křivky se mění s teplotou. [1]



1.5.2 Materiály permanentních magnetů

V průběhu let docházelo k objevení a vývoji několika materiálů permanentních magnetů, které tvoří nedílnou součást synchronních motorů s permanentními magnety (PMSM) a komutovaných motorů (BLDC). Jako jeden z prvních se začal používat materiál Alnico, který měl uplatnění v celé výkonové škále. Později byl však nahrazován novějšími materiály.

Rozdělení permanentních magnetů:

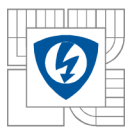
- Alnico - sloučeniny hliníku, niklu, kobaltu a železa
- Feritové magnety - barium a stroncium
- Magnety ze vzácných zemin
 - Samarium-Kobalt (SmCo5),
 - Neodym-Železo-Bor (NdFeB)

1.5.2.1 Alnico

Hlavním výhodami tohoto materiálu jsou jeho vysoká magnetická remanentní indukce a nízká teplotní závislost. Jeho teplotní závislost je $-0,02\% \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$ a maximální provozní teplota 520°C . Tyto výhody umožňují vysokou hustotu magnetického toku vzduchovou mezerou při vysoké teplotě magnetu. Jeho koercitivní síla je ovšem velmi nízká a proto je jeho demagnetizační křivka velmi nelineární. Z tohoto důvodu je velmi snadné jej magnetizovat, ale také demagnetizovat. Tento materiál byl použit v PMSM motorech s relativně velkou vzduchovou mezerou. Pro ochranu proti demagnetizaci se používají pólové nástavce z magneticky měkké oceli. Materiál Alnico byl nejvíce používán v motorech s permanentními magnety v rozsahu do 150kW v rozmezí let 1940-1960. Poté se staly nejpoužívanějším materiálem feritové magnety. [3]

1.5.2.2 Feritové magnety

Feritové magnety z baria a stroncia byly vynalezeny v roce 1950. Mají větší koercivní sílu než Alnico, ale má nižší remanentní indukci. Mají poměrně vysokou teplotní závislost (barium $0,2\% \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$ a stroncium $-0,2\% \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$. Maximální provozní teplota je 400°C . Jejich hlavní výhody jsou nízké náklady a velmi vysoká rezistivita, díky které má velmi malé ztráty vířivými proudy v magnetu. Jejich použití je ekonomicky výhodnější než použití magnetů Alnico u strojů s výkonem do cca 7,5kW. Obvykle se používají v automobilech jako dmychadla, ventilátory, stěrače a čerpadla. Magnety ze stroncia mají větší koercivní sílu než magnety baria. Feritové magnety se vyrábí práškovou metalurgií. Feritové magnety mohou být vyrobeny také z olova, ale olovo je nevhodné pro použití z hlediska životního prostředí. [3]



1.5.2.3 Magnety ze vzácných zemin

Díky rozvoji výzkumu permanentních magnetů ze vzácných zemin bylo dosaženo velkého pokroku z hlediska hustoty energie. Prvky magnetů ze vzácných zemin nejsou samy o sobě tak vzácné, ale v přírodě se vyskytují jako sloučeniny s dalšími prvky, které je nutno od sebe separovat. To omezuje dostupnost těchto materiálů, protože je jejich zpracování nákladné.

1.5.2.4 Samarium- Kobalt SmCo5

První generací těchto prvků byl Samarium Kobalt, který byl vynalezen v roce 1960 a komerčně vyráběn v roce 1970. Jedná se o tvrdý magnetický materiál, s vysokou remanentní indukci, vysokou koercivní silou, lineární demagnetizační křivkou a nízkou teplotní závislostí (B_r 0,03 - 0,045% °C⁻¹ a H_c 0,14 - 0,04% °C⁻¹). Maximální provozní teplota je v rozmezí 300 - 350°C. Využívá se pro motory s nízkým objemem a vysokým výkonem. Jeho cena je relativně vysoká, protože oba prvky se vyskytují jen v omezeném množství. [3]

1.5.2.5 Neodym-Železo-Bor (NdFeB)

Druhou generaci vzácných magnetů tvoří NdFeB magnety, které se zakládají na velmi levném neodymu. Tímto bylo dosaženo velmi pozoruhodného pokroku z hlediska snížení nákladů na výrobu. Tento typ magnetu byl představen v roce 1983. Tyto magnety se začaly používat mnohem více než SmCo5, ale pouze v prostředí s teplotami kolem 20°C. Demagnetizační křivka je silně závislá na teplotě. Teplotní závislost B_r -0,09 - 0,15% °C⁻¹ a H_c 0,40 - 0,80% °C⁻¹). Maximální pracovní teplota je pouze 250°C a jeho odolnost proti korozi je velmi nízká. Vlastnosti tohoto materiálu se však mohou dále rozvíjet, novější verze těchto magnetů přicházejí s lepší remanentní indukci a lepší teplotní stabilitou, jsou však mnohem nákladnější a tak se výrobci a konstruktéři vracejí k SmCo5. [3]

1.5.3 Magnetizace permanentních magnetů

PM se magnetizují, aby získali orientaci směru magnetického toku, např. radiální, paralelní a jiné. Orientace magnetizace silně ovlivňuje kvalitu rozložení magnetického toku vzduchovou mezerou a nepřímo ovlivňuje proudovou hustotu stroje. Hustota toku ve vzduchové mezeře ovlivňuje točivý moment na výstupu stroje zejména v případě vysoce výkonných strojů. V praxi převládají radiální a paralelní magnetizace nad ostatními, i když některé jiné typy mají svoje jedinečné výhody. [1]

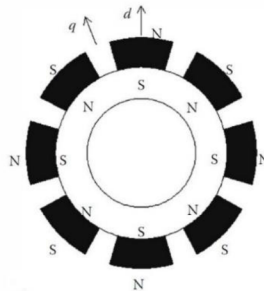
1.6 Typy synchronních strojů s permanentními magnety

Různé způsoby uspořádání magnetů na rotoru umožňují více typů motorů s permanentními magnety:

- Rotor s magnety na povrchu
- Rotor se zapuštěnými magnety
- Rotor s vnořenými magnety

1.6.1 Rotor s magnety na povrchu

Magnety jsou připevněny na povrchu vnějšího obvodu rotoru (viz *Obrázek 8*). Toto uspořádání poskytuje vysokou magnetickou indukci ve vzduchové mezeře, protože není ovlivňována dalším materiálem mezi permanentním magnetem a vzduchovou mezerou, jako jsou třeba lamely rotoru. Nevýhodou tohoto uspořádání je menší mechanická pevnost, jelikož magnety nejsou plně namontovány do lamel rotoru. V praxi se k pevnějšímu uchycení využívá speciální pásky (Kavilor tape), která mechanickou pevnost zvýší.

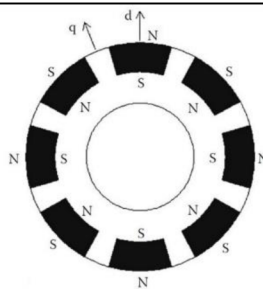


Obrázek 8 Surface mounted PMSM [1]

Toto uspořádání není vhodné pro vysokorychlostní aplikace s otáčkami vyššími než je 3000 min^{-1} . U malých motorků je ovšem možné dosáhnout rychlostí kolem 50000 min^{-1} . Využívá se zde radiálního magnetování.[1]

1.6.2 Rotor se zapuštěnými magnety

V případě rotoru se zapuštěnými magnety jsou magnety umístěny ve vnějším obvodu rotoru, čímž poskytují jednotnou válcovou plochu rotoru (viz *Obrázek 9*). Toto uspořádání je mnohem více mechanicky pevnější v porovnání s rotorem s magnety na povrchu. Důvodem je skutečnost, že magnety nevyčnívají z povrchu rotoru. Magnety použité u tohoto rotoru jsou radiálně polarizované. Magnet je chráněn proti odstředivým silám a je využíván zejména u vysokofrekvenčních vysokorychlostních motorů.

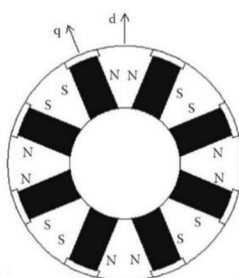


Obrázek 9 Surface-Inset PMSM [1]

Výhodou těchto motorů je jejich menší konstrukce a tím pádem i nižší hmotnost. Sníží se také moment setrvačnosti motoru. Celkově má takovýto stroj vysokou účinnost a lze jej konstruovat jako pomaloběžný stroj s dostatečně vysokým momentem, takže se dá použít i bez převodovky. [1]

1.6.3 Rotor s vnořenými magnety

Magnety jsou umístěné ve středu lamel rotoru v radiálních a obvodových směrech (viz *Obrázek 10*). Konstrukce tohoto rotoru je mechanicky velmi pevná a tudíž vhodná pro vysokorychlostní stroje. Toto uspořádání je mnohem složitější a náročnější na výrobu než v případě rotoru s magnety na povrchu nebo rotoru se zapuštěnými magnety. Vnitřek rotoru může být konstruován tak, že se odebere část železa mezi magnety, aby mezi nimi vznikly velké vzduchové mezery. Tím se zamezí průchodu magnetického toku mezi sousedními magnety v povrchu rotoru. Bez těchto bariér by magnetický tok procházel pouze mezi magnety v rotoru a neprocházel by konstrukcí statoru. Další výhodou použití těchto bariér je snížení hmotnosti rotoru, čímž se sníží i jeho setrvačnost a umožní vyšší akceleraci, která je vhodná pro využití v servopohonech.



Obrázek 10 Interior PMSM [1]

Navzdory těmto výhodám je tento typ rotoru zřídka využíván v dnešní praxi. To je zapříčiněno nutností použití velkého množství magnetů, což je finančně neefektivní. Využívá se zejména ve strojích s nízkou hustotou energie a s použitím nízkonákladových magnetů jako jsou ferity. [1]

2 NÁVRH SYNCHRONNÍHO STROJE S PERMANENTNÍMI MAGNETY

2.1 Analytický výpočet konfigurace $Q_s/2p = 12/10$

Zadané parametry motoru pro výpočet:

Tabulka 1 Zadané parametry motoru $Q_s/2p = 12/10$

Počet drážek	$N_{\text{drážek}}$	12
Počet pólů	$2p$	10
Materiál statorových plechů	M235-35A	
Činitel plnění drážky	k_{pCu}	0,3
Úbytek na napájecích tranzistorech	ΔU_{tran}	0,5 V
Jmenovité otáčky	n_n	2000 min ⁻¹
Jmenovité napětí	U_{DC}	48 V
Jmenovitý výkon	P_n	1100 W
Provozní teplota	ϑ_n	120 °C
Mechanické ztráty	ΔP_{mech}	20 W
Ventilační ztráty	ΔP_v	30 W
Vnější průměr statoru	D_{so}	135 mm
Vnitřní průměr statoru	D_{si}	75 mm
Délka vzduchové mezery	δ	0,75 mm
Stř. hodnota magnetické indukce ve vzduch. mez.	B_{δ}	0,65 T

2.1.1 Návrh statorového plechu

Aby bylo možné spočítat parametry stroje, je zapotřebí navrhnout jeho rozměry pro soustředěné vinutí 12/10. Návrh byl vytvořen v programu Autodesk Inventor s předpokladem, že u tohoto stroje bude šířka otevření drážky $B_{ds1} = 3 \text{ mm}$. Výška jha statoru byla zvolena 5 mm kvůli konstrukční pevnosti stroje. Tento návrh po dopočítání potřebných parametrů stroje bude namodelován v programu FEMM, kde bude ověřena velikost magnetické indukce ve vzduchové mezeře a v zubu statoru. Pro návrh stroje bylo nutné nejprve zjistit potřebnou šířku zubu tak, aby byla magnetická indukce v zubu $B_z = 1,5 \text{ T}$.

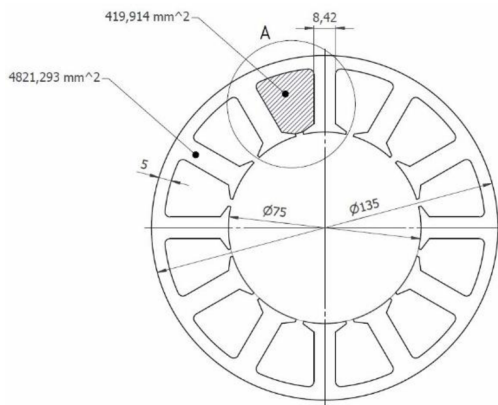
Střední poloměr vzduchové mezery

$$r_{\delta} = \frac{D_{si}}{2} - \frac{\delta}{2} = \frac{75}{2} - \frac{0,75}{2} = \underline{37,125 \text{ mm}}$$

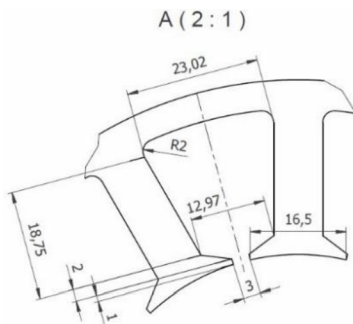
Výpočet šířky zubu

$$b_z = \frac{B_{\delta} \cdot 2 \cdot \pi \cdot r_{\delta}}{B_z \cdot Q_s} \cdot l_{Fe} = \frac{0,65 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 37,125}{1,5 \cdot 12} \cdot l_{Fe} = \underline{8,42 \text{ mm}}$$

Ze známých parametrů tedy bylo možné vytvořit model motoru v programu Inventor.



Obrázek 11 $Q_s/2p = 12/10$ - Navržený statorový plech



Obrázek 12 $Q_s/2p = 12/10$ - Drážka statorového plechu

2.1.2 Výpočet vnitřního momentu stroje

Vnitřní výkon stroje

Mechanické ztráty tvoří ztráty v ložiskách, ventilační ztráty, ztráty třením na guferech (těsnění)

$$P_i = P_n + \Delta P_{mech} = 1100 + 30 = \underline{1130 \text{ W}}$$

Vnitřní moment stroje

$$M_i = \frac{P_i}{2 \cdot \pi \cdot \frac{n_n}{60}} = \frac{1130}{2 \cdot \pi \cdot \frac{2000}{60}} = \underline{5,4 \text{ N} \cdot \text{m}}$$

2.1.3 Návrh počtu závitů statorových cívek

V programu Autodesk Inventor byla vypočtena plocha drážky, viz *Obrázek 13*.

$$S_{ds} = \underline{419,914 \text{ mm}^2}$$

Průřez mědi v drážce

$$S_{dsCu} = S_{ds} \cdot k_{pCu} = 419,914 \cdot 0,3 = \underline{125,97 \text{ mm}^2}$$

Počet současně aktivních drážek

Třífázový PMSM motor má při své činnosti vždy aktivní pouze dvě fáze a jedna fáze komutuje. Proto lze při řešení tohoto motoru považovat vinutí dvou fází, tedy 2/3 statorových drážek Q_s .

$$Q_{SA} = \frac{2}{3} \cdot Q_s = \frac{2}{3} \cdot 12 = \underline{8}$$

Jelikož jsou v chodu vždy 2/3 statorových drážek, byla zvolena efektivní hodnota proudové hustoty tak, aby byla její maximální hodnota vhodná pro výpočet.

$$\sigma = 4,08 \cdot 10^6 \text{ A/m}^2$$

Maximální proudová hustota

$$\sigma_{\max} = \frac{\sigma}{\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}} = \frac{4,08 \cdot 10^6}{\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}} = \underline{5 \cdot 10^6 \text{ A/m}^2}$$

Celkový proud

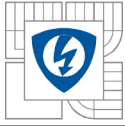
$$I_{tot} = Q_{SA} \cdot S_{dsCu} \cdot \sigma_{\max} = 8 \cdot 125,97 \cdot 10^{-6} \cdot 5 \cdot 10^6 = \underline{5038,8 \text{ A}}$$

Délka statorového svazku železa

Při návrhu bude uvažován činitel plnění železa $k_{pFe} = 0,95$

$$k_{pFe} \cdot l_{Fe} = \frac{M_i}{r_\delta \cdot I_{tot} \cdot B_\delta} = \frac{5,4}{37,125 \cdot 10^{-3} \cdot 5038,8 \cdot 0,65} = \underline{44,41 \cdot 10^{-3} \text{ m}}$$

$$k_{pFe} \cdot l_{Fe} = \underline{44,41 \cdot 10^{-3} \text{ m}}$$



$$l_{Fe} = \frac{44,41 \cdot 10^{-3}}{k_{pFe}} = \frac{44,41 \cdot 10^{-3}}{0,95} = \underline{\underline{46,75 \cdot 10^{-3} \text{ m}}}$$

Maximální fázové napětí

$$U_{fmax} = \frac{U_{DC}}{2} = \frac{48}{2} = \underline{24 \text{ V}}$$

Napětí indukované do vinutí jedné fáze

$$\Delta U_{tr} \approx 0,5 \text{ V}$$

$$\Delta U_{Rf} \approx 1 \text{ V}$$

$$U_{ifmax} = U_{fmax} - \Delta U_{tr} - \Delta U_{Rf} = 24 - 0,5 - 1 = \underline{\underline{22,5 \text{ V}}}$$

Počet vodičů jedné fáze

$$N_f = \frac{U_{ifmax}}{B_\delta \cdot k_{pFe} \cdot l_{Fe} \cdot \omega \cdot r_\delta} = \frac{22,5}{0,65 \cdot 44,4 \cdot 10^{-3} \cdot 2 \cdot \pi \cdot \frac{2000}{60} \cdot 37,125 \cdot 10^{-3}} = 100,27$$
$$= \underline{\underline{100 \text{ vodičů}}}$$

Počet vodičů v jedné drážce

$$N_{ds} = \frac{N_f}{q \cdot 2p} = \frac{100}{0,4 \cdot 10} = 25 = \underline{\underline{25 \text{ vodičů}}}$$

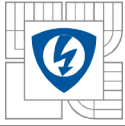
Protože jsou v jedné drážce dvě navinuté cívky, byl zaokrouhlen počet vodičů na sudé číslo. V každé drážce je tedy 24 vodičů, 12 pro každou cívku navinutou kolem statorového zubu.

Největší možný použitelný průřez vodiče

$$S_v = \frac{S_{ds} \cdot k_{pcu}}{N} = \frac{419,914 \cdot 0,3}{24} = \underline{\underline{5,25 \text{ mm}^2}}$$

Největší možný použitelný průměr vodiče

$$D_v = \sqrt{\frac{S_v \cdot 4}{\pi}} = \sqrt{\frac{5,25 \cdot 4}{\pi}} = \underline{\underline{2,58 \text{ mm}}}$$



2.1.4 Výpočet proudu ve vodiči

Proud drážkou

$$I_{dr} = \frac{I_{tot}}{Q_{SA}} = \frac{5038,8}{8} = \underline{629,85 A}$$

Ověření výpočtu proudu drážkou

$$I_{dr} = \sigma_{max} \cdot S_{ds} \cdot k_{pCu} = 5 \cdot 10^6 \cdot 419,914 \cdot 10^{-6} \cdot 0,3 = \underline{629,87 A}$$

Proud ve vodiči

$$I_{vod} = \frac{I_{dr}}{N_{ds}} = \frac{629,85}{24} = \underline{26,24 A}$$

Efektivní hodnota proudu ve vodiči

$$I_{efvod} = I_{vod} \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} = 26,24 \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} = \underline{21,42 A}$$

2.1.5 Výpočet ztrát ve vinutí statoru

Střední poloměr statorové drážky

$$r_{ds} = \frac{1}{2} \cdot \frac{D_{si} + D_{so}}{2} = \frac{1}{2} \cdot \frac{75 + 135}{2} = \underline{52,5 mm}$$

Šířka statorové drážky

$$b_{ds} = \frac{2 \cdot \pi \cdot r_{ds}}{Q_s} - b_z = \frac{2 \cdot \pi \cdot 52,5}{12} - 8,42 = \underline{19,07 mm}$$

Délka oblouku spojující středy dvou drážek

$$l_{z1} = \frac{2 \cdot \pi \cdot r_{ds}}{2p} = \frac{2 \cdot \pi \cdot 52,5}{10} = \underline{32,99 mm}$$

Střední délka závitu

$$l_z = 2 \cdot l_{Fe} + 4 \cdot \frac{b_{ds}}{2} + 2 \cdot l_{z1} = 2 \cdot 45,75 + 4 \cdot \frac{19,07}{2} + 2 \cdot 32,99 = \underline{195,62 \cdot 10^{-3} m}$$

Objem mědi jedné statorové cívky

$$V_{Cu1c} = S_{dscu} \cdot l_z = 125,97 \cdot 10^{-6} \cdot 195,62 \cdot 10^{-3} = \underline{24,642 \cdot 10^{-6} m^3}$$

Objem mědi

$$V_{CuA} = \frac{Q_{SA}}{2} \cdot V_{Cu1c} = \frac{8}{2} \cdot 24,642 \cdot 10^{-6} = \underline{98,57 \cdot 10^{-6} m^3}$$

Měrný odpor mědi při 120°C

$$\rho_{Cu90} = \rho_{Cu20} \cdot \left(1 + \frac{\vartheta - 20}{235,4 + 20}\right) = 1,724 \cdot 10^{-8} \cdot \left(1 + \frac{120 - 20}{235,4 + 20}\right) = \underline{2,41 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot m}$$

Ztráty ve vinutí statoru

$$\Delta P_{Cu} = \rho_{Cu90} \cdot \sigma_{max}^2 \cdot V_{CuA} = 2,41 \cdot 10^{-8} \cdot (5 \cdot 10^6)^2 \cdot 98,57 \cdot 10^{-6} = \underline{52,76 W}$$

2.1.6 Ztráty v železe

Ztráty ve feromagnetických částech se skládají z více složek. Hlavními složkami jsou ztráty vířivými proudy a hysterezní ztráty, dále pak dodatečné ztráty v železe, které jsou proti předchozím dvěma mnohem nižší. Jejich závislost je vyjádřena vztahem:

$$\Delta p_{Fe} = p_h + p_c + p_e = k_h \cdot f \cdot B^2 + k_c \cdot f^2 \cdot B^2 + k_e \cdot f^{1,5} \cdot B^{1,5}$$

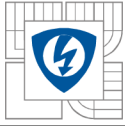
ve kterém jsou vyjádřeny jednotlivé složky ztrát v železe.

Frekvenci pro daný stroj a velikost magnetické indukce známe ze zadání.

Při návrhu byl použit plech M235-35A od firmy Cogent. Jelikož výrobce v katalogovém listu neudává hodnoty poměrných ztrát pro naši frekvenci, byly zadány parametry plechu do programu RMxpert, který koeficienty hysterezních ztrát, ztrát vířivými proudy a dodatečných ztrát vypočítal metodou nejmenších čtverců.

Tabulka 2 Koeficienty pro výpočet ztrát materiálu M235-35A

k_h	$2,187 \cdot 10^{-2}$
k_c	$4,494 \cdot 10^{-5}$
k_e	$2,32 \cdot 10^{-6}$



Frekvence magnetické indukce

$$f = \frac{n_n}{60} \cdot p = \frac{2000}{60} \cdot 5 = \underline{166,67 \text{ Hz}}$$

Poměrné ztráty statorového plechu

$$\Delta p_{Fe} = k_h \cdot f \cdot B^2 + k_c \cdot f^2 \cdot B^2 + k_e \cdot f^{1,5} \cdot B^{1,5}$$

$$\Delta p_{Fe} = 2,187 \cdot 10^{-2} \cdot 166,67 \cdot 1,5^2 + 4,494 \cdot 10^{-5} \cdot 166,67^2 \cdot 1,5^2 + 2,32 \cdot 10^{-6} \cdot 166,67^{1,5} \cdot 1,5^{1,5} = \underline{11,02 \text{ W/kg}}$$

Objem statorového svazku byl určen v programu FEMM: $V_{plST} = 22,59 \cdot 10^{-5} \text{ m}^3$.
Hustota použitého materiálu je $\rho_{M230} = 7600 \text{ kg/m}^3$.

Hmotnost statorového plechu

$$m_{plST} = V_{plST} \cdot \rho_{M230} = 22,59 \cdot 10^{-5} \cdot 7600 = \underline{1,71 \text{ kg}}$$

Z poměrných ztrát a hmotnosti poté můžeme vypočítat celkové ztráty v železe

$$\Delta P_{Fe} = m_{plST} \cdot \Delta p_{Fe} = 1,71 \cdot 11,02 = \underline{18,85 \text{ W}}$$

2.1.7 Účinnost stroje

Ztráty na tranzistoru

Známe úbytek napětí na tranzistoru $\Delta U_{tran} = 0,5 \text{ V}$. Jelikož proud prochází v každém okamžiku přes dva tranzistory, je možné spočítat ztráty na tranzistoru jako:

$$\Delta P_{tran} = 2 \cdot \Delta U_{tran} \cdot I_{vod} = 2 \cdot 0,5 \cdot 26,24 = \underline{26,24 \text{ W}}$$

Dodatečné ztráty tvoří přibližně 1% jmenovitého výkonu stroje

$$\Delta P_d = 0,01 \cdot P_n = 0,01 \cdot 1100 = \underline{11 \text{ W}}$$

Účinnost stroje

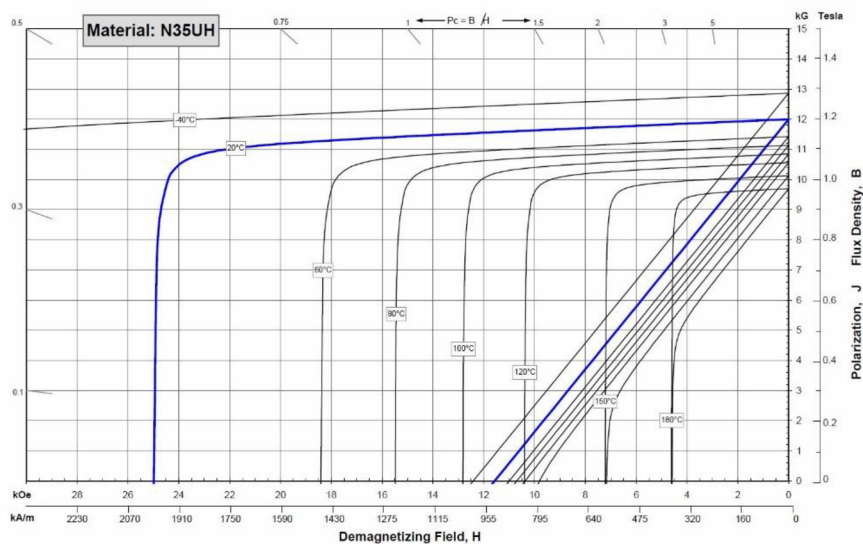
$$\eta = \frac{P_n}{P_n + \Delta P_{Cu} + \Delta P_{Fe} + \Delta P_{mech} + \Delta P_v + \Delta P_{tran} + \Delta P_d} \cdot 100$$
$$= \frac{1100}{1100 + 87,85 + 18,85 + 20 + 30 + 26,24 + 11} \cdot 100 = \underline{85,02 \%}$$

2.1.8 Návrh výšky magnetu

Při návrhu byly použity magnety na bázi vzácných zemin NdFeB. Tyto magnety bývají většinou vyráběny přesně podle zadaných parametrů pro daný typ stroje. Pro náš návrh byl zvolen NdFeB magnet s označením N35UH.

Tabulka 3 Vlastnosti magnetického materiálu N35UH při 20°C

Remanentní indukce	B_r	1200 mT
Koercivní síla	H_c	903 kA.m ⁻¹
Minimální vlastní koercivní síla	H_{cj}	1990 kA.m ⁻¹
Maximální energetický součín	BH max	275 kJ.m ⁻³



Obrázek 13 Demagnetizační charakteristika N35UH [19]

Magnetické napětí permanentního magnetu

$$2 \cdot U_{mPM} = 2 \cdot U_{m\delta} + 2 \cdot U_{mFe} + U_{mreakce}$$

Při zanedbání vlivu reakce kotvy a úbytku magnetického napětí na feromagnetických částech

$$2 \cdot U_{mPM} = 2 \cdot U_{m\delta}$$

Magnetické napětí na vzduchové mezeře

$$U_{m\delta} = H_{\delta max} \cdot \delta$$

Carterův činitel

$$k_c = \frac{B_{\delta max}}{B_{\delta}}$$
$$\kappa \approx \frac{\frac{b_{ds1}}{\delta}}{5 + \frac{b_{ds1}}{\delta}} = \frac{\frac{3}{0,65}}{5 + \frac{3}{0,65}} = \underline{0,48}$$

Drážková rozteč

$$\tau_{ds} = \frac{2 \cdot \pi \cdot r_{\delta}}{Q_s} = \frac{2 \cdot \pi \cdot 37,125}{12} = \underline{19,44 \text{ mm}}$$

Carterův činitel z geometrických rozměrů

$$k_c = \frac{\tau_{ds}}{\tau_{ds} - \kappa \cdot b_{ds1}} = \frac{19,44}{19,44 - 0,48 \cdot 2} = \underline{1,08}$$

Magnetická indukce pod zubem statoru

$$B_{\delta max} = k_c \cdot B_{\delta} = 1,08 \cdot 0,65 = \underline{0,702 \text{ T}}$$

Při 120°C bude remanentní indukce $B_r = 1,06 \text{ T}$ a koercivní síla $H_c = 800 \text{ kA/m}$

Permeabilita permanentního magnetu

$$\mu_{rPM} = \frac{B_r}{\mu_0 \cdot H_c} = \frac{1,06}{(4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}) \cdot 800 \cdot 10^3} = \underline{1,054}$$

Intenzita magnetického pole pro určitý pracovní bod

Pro zjednodušení výpočtu se předpokládá, že velikost magnetické indukce ve vzduchové mezeře a magnetická indukce permanentního magnetu jsou stejné. Odchylka mezi výpočtem a simulací by měla být minimální.

$$B_{PM} \approx B_{\delta max}$$
$$H_{PM} = \frac{B_{PM} - B_r}{\mu_0 \cdot \mu_{rPM}} = \frac{0,702 - 1,06}{(4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}) \cdot 1,054} = \underline{-270,3 \text{ kA/m}}$$

Výška permanentního magnetu

$$l_{PM} = \frac{B_{\delta max} \cdot \delta}{\mu_0 \cdot H_{PM}} = \frac{0,702 \cdot 0,75}{(4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}) \cdot 270,3 \cdot 10^3} = 1,55 \cdot 10^{-3} \text{ m} = \underline{1,55 \text{ mm}}$$

2.1.9 Ověření dimenzování magnetu proti trvalé demagnetizaci při maximálním proudovém přetížení.

Pro vypočítanou výšku permanentního magnetu bude provedena kontrola proti trvalé demagnetizaci, která je způsobena vlivem reakce kotvy při záběrném proudu. Tento proud je třikrát větší než jmenovitý proud. $I_k/I_n = 3$.

$$U_{mreakce} = \frac{Q_{SA}}{2p} \cdot S_{dsCu} \cdot \sigma_{max} \cdot \frac{I_k}{I_N} = \frac{I_{tot}}{2 \cdot p} \cdot \frac{I_k}{I_N} = \frac{5038,8}{10} \cdot 3 = \underline{1511,64 A}$$

$$U_{mPM} = U_{m\delta} + \frac{U_{mreakce}}{2}$$

Pro materiál N35UH při provozní teplotě 120°C by velikost magnetické indukce neměla klesnout pod min $B_{\delta min} = 0,15T$.

$$B_{PM} \approx B_{\delta kmin} = 0,15 T$$

$$H_{PMk} = \frac{B_{PM} - B_r}{\mu_0 \cdot \mu_{rPM}} = \frac{0,15 - 1,06}{(4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}) \cdot 1,054} = \underline{-687,054 kA/m}$$

$$H_{PMk} \cdot l_{PM} = H_{\delta kmin} \cdot \delta + \frac{U_{mreakce}}{2} = \frac{B_{\delta kmin}}{\mu_0} \cdot \delta + \frac{U_{mreakce}}{2}$$

$$l_{PMk} = \frac{1}{H_{PMk}} \cdot \left(\frac{B_{\delta kmin}}{\mu_0} \cdot \delta + \frac{U_{mreakce}}{2} \right)$$

$$l_{PMk} = \frac{1}{687 \cdot 10^3} \cdot \left(\frac{0,15}{(4 \cdot \pi \cdot 10^{-7})} \cdot 0,75 \cdot 10^{-3} + \frac{1511,64}{2} \right) = \underline{1,23 \cdot 10^{-3} m} = \underline{1,23 mm}$$

Navržená výška permanentního magnetu 1,55 mm vyhovuje, protože třináásobnému přetížení by z hlediska nevratné demagnetizace měly odolat permanentní magnety o výšce 1,23 mm.

2.1.10 Návrh výšky jha rotoru

Pólová rozteč

$$\tau_p = \frac{2 \cdot \pi \cdot r_\delta}{2p} = \frac{2 \cdot \pi \cdot 37,125}{10} = \underline{23,33 mm}$$

Výška jha rotoru

$$h_{jr} = \frac{1}{2} \cdot \frac{B_\delta}{B_{jr}} \cdot \tau_p \cdot \frac{2p}{Q_s} = \frac{1}{2} \cdot \frac{0,65}{1,5} \cdot 23,33 \cdot \frac{10}{12} = \underline{4,21 mm}$$

2.2 Analytický výpočet konfigurace $Qs/2p = 18/16$

Zadané parametry motoru pro výpočet:

Tabulka 4 Zadané parametry motoru $Qs/2p = 18/16$

Počet drážek	$N_{\text{drážek}}$	18
Počet pólů	$2p$	16
Materiál statorových plechů	M235-35A	
Činitel plnění drážky	k_{pCu}	0,3
Úbytek na napájecích tranzistorech	ΔU_{tran}	0,5 V
Jmenovité otáčky	n_n	2000 min^{-1}
Jmenovité napětí	U_{DC}	48 V
Jmenovitý výkon	P_n	1100 W
Provozní teplota	ϑ_n	120 °C
Mechanické ztráty	ΔP_{mech}	20 W
Ventilační ztráty	ΔP_v	30 W
Vnější průměr statoru	D_{so}	135 mm
Vnitřní průměr statoru	D_{si}	75 mm
Délka vzduchové mezery	δ	0,75 mm
Stř. hodnota magnetické indukce ve vzduch. mez.	B_δ	0,65 T

2.2.1 Návrh statorového plechu

Aby bylo možné spočítat parametry stroje, musí být stejně jako u předchozího modelu navrženy jeho rozměry, pro soustředěné vinutí 18/16. Návrh byl vytvořen v programu Autodesk Inventor s předpokladem, že u tohoto stroje bude šířka $B_{ds1} = 3 \text{ mm}$. Výška jha statoru byla zvolena 5 mm kvůli konstrukční pevnosti stroje. Tento návrh po dopočítání potřebných parametrů stroje bude namodelován v programu FEMM, kde bude ověřena velikost magnetické indukce ve vzduchové mezeře a v zubu statoru.

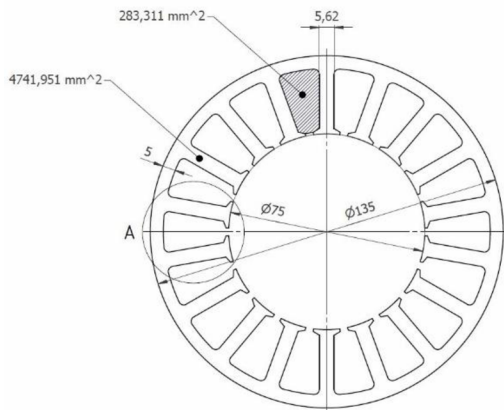
Střední poloměr vzduchové mezery

$$r_{\delta} = \frac{D_{si}}{2} - \frac{\delta}{2} = \frac{75}{2} - \frac{0,75}{2} = \underline{37,125 \text{ mm}}$$

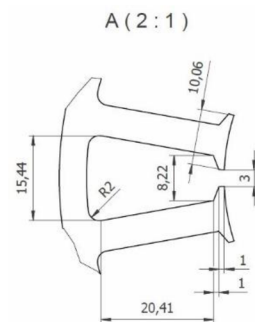
Výpočet šířky zubu

$$b_z = \frac{B_{\delta} \cdot 2 \cdot \pi \cdot r_{\delta}}{B_z \cdot Q_s} \cdot l_{Fe} = \frac{0,65 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 37,125}{1,5 \cdot 18} \cdot l_{Fe} = \underline{5,62 \text{ mm}}$$

Ze známých parametrů tedy bylo možné vytvořit model motoru v programu Inventor.



Obrázek 14 $Q_s/2p = 18/16$ - Navržený statorový plech



Obrázek 15 $Q_s/2p = 18/16$ - Drážka statorového plechu

2.2.2 Výpočet vnitřního momentu stroje

Vnitřní výkon stroje

Mechanické ztráty tvoří ztráty v ložiskách, ventilační ztráty, ztráty třením na guferech (těsnění)

$$P_i = P_n + \Delta P_{mech} = 1100 + 30 = \underline{1130 \text{ W}}$$

Vnitřní moment stroje

$$M_i = \frac{P_i}{2 \cdot \pi \cdot \frac{n_n}{60}} = \frac{1130}{2 \cdot \pi \cdot \frac{2000}{60}} = \underline{5,4 \text{ N} \cdot \text{m}}$$

2.2.3 Návrh počtu závitů statorových cívek

V programu Autodesk Inventor byla vypočítána plocha drážky, viz *Obrázek 16*.

$$S_{ds} = \underline{283,31 \text{ mm}^2}$$

Průřez mědi v drážce

$$S_{dsCu} = S_{ds} \cdot k_{pCu} = 283,31 \cdot 0,3 = \underline{85 \text{ mm}^2}$$

Počet současně aktivních drážek

Třífázový PMSM motor má při své činnosti vždy aktivní pouze dvě fáze a jedna fáze komutuje. Proto lze při řešení tohoto motoru považovat vinutí dvou fází, tedy $2/3$ statorových drážek Q_s .

$$Q_{SA} = \frac{2}{3} \cdot Q_s = \frac{2}{3} \cdot 18 = \underline{12}$$

Střední poloměr vzduchové mezery

$$r_\delta = \frac{D_{si}}{2} + \frac{\delta}{2} = \frac{75}{2} + \frac{0,75}{2} = \underline{37,125 \text{ mm}}$$

Střední hodnota proudové hustoty

$$\sigma = 4,08 \cdot 10^6 \text{ A/m}^2$$

Maximální proudová hustota

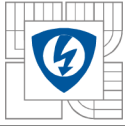
$$\sigma_{\max} = \frac{\sigma}{\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}} = \frac{4,08 \cdot 10^6}{\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}} = \underline{5 \cdot 10^6 \text{ A/m}^2}$$

Celkový proud

$$I_{tot} = Q_{SA} \cdot S_{dsCu} \cdot \sigma_{\max} = 12 \cdot 85 \cdot 10^{-6} \cdot 5 \cdot 10^6 = \underline{5100 \text{ A}}$$

Délka statorového svazku železa

Při návrhu je uvažován činitel plnění železa $k_{pFe} = 0,95$.



$$k_{pFe} \cdot l_{Fe} = \frac{M_i}{r_\delta \cdot I_{tot} \cdot B_\delta} = \frac{5,4}{37,125 \cdot 10^{-3} \cdot 5100 \cdot 0,65} = \underline{44 \cdot 10^{-3} \text{ m}}$$

$$k_{pFe} \cdot l_{Fe} = \underline{44 \cdot 10^{-3} \text{ m}}$$

$$l_{Fe} = \frac{44 \cdot 10^{-3}}{k_{pFe}} = \frac{44 \cdot 10^{-3}}{0,95} = \underline{\underline{46,32 \cdot 10^{-3} \text{ m}}}$$

Maximální fázové napětí

$$U_{fmax} = \frac{U_{DC}}{2} = \frac{48}{2} = \underline{24 \text{ V}}$$

Napětí indukované do vinutí jedné fáze

$$\Delta U_{tr} \approx 0,5 \text{ V}$$

$$\Delta U_{Rf} \approx 1 \text{ V}$$

$$U_{ifmax} = U_{fmax} - \Delta U_{tr} - \Delta U_{Rf} = 24 - 0,5 - 1 = \underline{\underline{22,5 \text{ V}}}$$

Počet vodičů jedné fáze

$$N_f = \frac{U_{ifmax}}{B_\delta \cdot k_{pFe} \cdot l_{Fe} \cdot \omega \cdot r_\delta} = \frac{22,5}{0,65 \cdot 44 \cdot 10^{-3} \cdot 2 \cdot \pi \cdot \frac{2000}{60} \cdot 37,125 \cdot 10^{-3}} = 101,18$$
$$= \underline{\underline{101 \text{ vodičů}}}$$

Počet vodičů v jedné drážce

$$N_{ds} = \frac{N_f}{q \cdot 2p} = \frac{101}{0,375 \cdot 16} = \underline{\underline{16,83 \text{ vodičů}}} = \underline{\underline{16 \text{ vodičů}}}$$

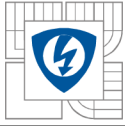
Protože jsou v jedné drážce dvě navinuté cívky, byl zaokrouhlen počet vodičů na sudé číslo. V každé drážce je tedy 16 vodičů, 8 pro každou cívku navinutou kolem statorového zubu.

Největší možný použitelný průřez vodiče

$$S_v = \frac{S_{ds} \cdot k_{pcu}}{N} = \frac{283,31 \cdot 0,3}{16} = \underline{\underline{5,31 \text{ mm}^2}}$$

Největší možný použitelný průměr vodiče

$$D_v = \sqrt{\frac{S_v \cdot 4}{\pi}} = \sqrt{\frac{5,31 \cdot 4}{\pi}} = \underline{\underline{2,6 \text{ mm}}}$$



2.2.4 Výpočet proudu ve vodiči

Proud drážkou

$$I_{dr} = \frac{I_{tot}}{Q_{SA}} = \frac{5100}{12} = \underline{425A}$$

Ověření výpočtu proudu drážkou

$$I_{dr} = \sigma_{max} \cdot S_{ds} \cdot k_{pCu} = 5 \cdot 10^6 \cdot 383,31 \cdot 10^{-6} \cdot 0,3 = \underline{425 A}$$

Proud ve vodiči

$$I_{vod} = \frac{I_{dr}}{N_{ds}} = \frac{425}{16} = \underline{26,56 A}$$

Efektivní hodnota proudu ve vodiči

$$I_{efvod} = I_{vod} \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} = 26,56 \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} = \underline{21,69 A}$$

2.2.5 Výpočet ztrát ve vinutí statoru

Střední poloměr statorové drážky

$$r_{ds} = \frac{1}{2} \cdot \frac{D_{Si} + D_{So}}{2} = \frac{1}{2} \cdot \frac{75 + 135}{2} = \underline{52,5 mm}$$

Šířka statorové drážky

$$b_{ds} = \frac{2 \cdot \pi \cdot r_{ds}}{Q_s} - b_z = \frac{2 \cdot \pi \cdot 52,5}{18} - 5,62 = \underline{12,70 mm}$$

Délka oblouku spojující středy dvou drážek

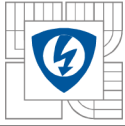
$$l_{z1} = \frac{2 \cdot \pi \cdot r_{ds}}{2p} = \frac{2 \cdot \pi \cdot 52,5}{16} = \underline{20,62 mm}$$

Střední délka závitu

$$l_z = 2 \cdot l_{Fe} + 4 \cdot \frac{b_{ds}}{2} + 2 \cdot l_{z1} = 2 \cdot 46,32 + 4 \cdot \frac{12,7}{2} + 2 \cdot 20,62 = \underline{159,28 mm}$$

Objem mědi jedné statorové cívky

$$V_{Cu1c} = S_{dsCu} \cdot l_z = 85 \cdot 10^{-6} \cdot 159,28 \cdot 10^{-3} = \underline{13,53 \cdot 10^{-6} m^3}$$



Objem mědi

$$V_{CuA} = \frac{Q_{SA}}{2} \cdot V_{Cu1c} = \frac{12}{2} \cdot 13,53 \cdot 10^{-6} = \underline{81,23 \cdot 10^{-6} m^3}$$

Měrný odpor mědi při 120°C

$$\rho_{Cu90} = \rho_{Cu20} \cdot \left(1 + \frac{\vartheta - 20}{235,4 + 20}\right) = 1,724 \cdot 10^{-8} \cdot \left(1 + \frac{120 - 20}{235,4 + 20}\right) = \underline{2,41 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot m}$$

Ztráty ve vinutí statoru

$$\Delta P_{Cu} = \rho_{Cu90} \cdot \sigma_{max}^2 \cdot V_{CuA} = 2,41 \cdot 10^{-8} \cdot (5 \cdot 10^6)^2 \cdot 81,23 \cdot 10^{-6} = \underline{48,94 W}$$

2.2.6 Ztráty v železe

Frekvence magnetické indukce

$$f = \frac{n_n}{60} \cdot p = \frac{2000}{60} \cdot 8 = \underline{266,67 Hz}$$

Poměrné ztráty statorového plechu

$$\Delta p_{Fe} = p_h + p_c + p_e = k_h \cdot f \cdot B^2 + k_c \cdot f^2 \cdot B^2 + k_e \cdot f^{1,5} \cdot B^{1,5}$$

$$\Delta p_{Fe} = 2,187 \cdot 10^{-2} \cdot 266,67 \cdot 1,5^2 + 4,494 \cdot 10^{-5} \cdot 266,67^2 \cdot 1,5^2 + 2,32 \cdot 10^{-2} \cdot 266,67^{1,5} \cdot 1,5^{1,5} = \underline{20,33 W/kg}$$

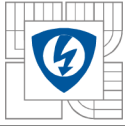
Objem statorového svazku byl spočítán programem FEMM: $V_{plST} = 21,9 \cdot 10^{-5} m^3$.
Hustota použitého materiálu je $\rho_{M230} = 7600 kg/m^3$.

Hmotnost statorového plechu:

$$m_{plST} = V_{plST} \cdot \rho_{M230} = 21,9 \cdot 10^{-5} \cdot 7600 = \underline{1,664 kg}$$

Z poměrných ztrát a hmotnosti byly vypočítány celkové ztráty v železe

$$\Delta P_{Fe} = m_{plST} \cdot \Delta p_{Fe} = 1,664 \cdot 20,33 = \underline{33,83 W}$$



2.2.7 Účinnost stroje

Ztráty na tranzistoru

Známe úbytek napětí na tranzistoru $\Delta U_{tran} = 0,5$ V. Jelikož proud prochází v každém okamžiku přes dva tranzistory, je možné spočítat ztráty na tranzistoru jako:

$$\Delta P_{tran} = 2 \cdot \Delta U_{tran} \cdot I_{vod} = 2 \cdot 0,5 \cdot 26,56 = \underline{26,56 \text{ W}}$$

Dodatečné ztráty tvoří přibližně 1% jmenovitého výkonu stroje

$$\Delta P_d = 0,01 \cdot P_n = 0,01 \cdot 1100 = \underline{11 \text{ W}}$$

Účinnost stroje

$$\eta = \frac{P_n}{P_n + \Delta P_{Cu} + \Delta P_{Fe} + \Delta P_{mech} + \Delta P_v + \Delta P_{tran} + \Delta P_d} \cdot 100$$
$$= \frac{1100}{1100 + 48,94 + 33,83 + 20 + 30 + 26,56 + 11} \cdot 100 = \underline{86,59\%}$$

2.2.8 Návrh výšky magnetu

Magnetické napětí permanentního magnetu

$$2 \cdot U_{mPM} = 2 \cdot U_{m\delta} + 2 \cdot U_{mFe} + U_{mreakce}$$

Při zanedbání vlivu reakce kotvy a úbytku magnetického napětí na feromagnetických částech

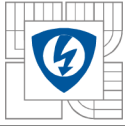
$$2 \cdot U_{mPM} = 2 \cdot U_{m\delta}$$

Magnetické napětí na vzduchové mezeře

$$U_{m\delta} = H_{\delta max} \cdot \delta$$

Carterův činitel

$$k_c = \frac{B_{\delta max}}{B_\delta}$$
$$\kappa \approx \frac{\frac{b_{ds1}}{\delta}}{5 + \frac{b_{ds1}}{\delta}} = \frac{\frac{3}{0,65}}{5 + \frac{3}{0,65}} = \underline{0,48}$$



Drážková rozteč

$$\tau_{ds} = \frac{2 \cdot \pi \cdot r_{\delta}}{Q_s} = \frac{2 \cdot \pi \cdot 37,125}{18} = \underline{12,96 \text{ mm}}$$

Carterův činitel z geometrických rozměrů

$$k_c = \frac{\tau_{ds}}{\tau_{ds} - \kappa \cdot b_{ds1}} = \frac{12,96}{12,96 - 0,48 \cdot 2} = \underline{1,125}$$

Magnetická indukce pod zubem statoru

$$B_{\delta max} = k_c \cdot B_{\delta} = 1,125 \cdot 0,65 = \underline{0,731 \text{ T}}$$

Při 120°C bude remanentní indukce $B_r = 1,06 \text{ T}$ a koercivní síla $H_c = 800 \text{ kA/m}$

Permeabilita permanentního magnetu

$$\mu_{rPM} = \frac{B_r}{\mu_0 \cdot H_c} = \frac{1,06}{(4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}) \cdot 800 \cdot 10^3} = \underline{1,054}$$

Intenzita magnetického pole pro určitý pracovní bod

Pro zjednodušení výpočtu se předpokládá, že velikost magnetické indukce ve vzduchové mezeře a magnetická indukce permanentního magnetu jsou stejné. Odchylka mezi výpočtem a simulací by měla být minimální.

$$B_{PM} \approx B_{\delta max}$$

$$H_{PM} = \frac{B_{PM} - B_r}{\mu_0 \cdot \mu_{rPM}} = \frac{0,731 - 1,06}{(4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}) \cdot 1,054} = \underline{-248,4 \text{ kA/m}}$$

Výška permanentního magnetu

$$l_{PM} = \frac{B_{\delta max} \cdot \delta}{\mu_0 \cdot H_{PM}} = \frac{0,731 \cdot 0,75}{(4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}) \cdot 248,4 \cdot 10^3} = 1,756 \cdot 10^{-3} \text{ m} = \underline{1,756 \text{ mm}}$$

2.2.9 Ověření dimenzování magnetu proti trvalé demagnetizaci při maximálním proudovém přetížení.

Pro vypočítanou výšku permanentního magnetu byla provedena kontrola proti trvalé demagnetizaci, která je způsobena vlivem reakce kotvy při záběrném proudu. Tento proud je třikrát větší než jmenovitý proud.

$$\frac{I_k}{I_N} = \underline{3}$$

$$U_{mreakce} = \frac{Q_{SA}}{2p} \cdot S_{asCu} \cdot \sigma_{max} \cdot \frac{I_k}{I_N} = \frac{I_{tot}}{2 \cdot p} \cdot \frac{I_k}{I_N} = \frac{5100}{16} \cdot 3 = \underline{956,25 A}$$

$$U_{mPM} = U_{m\delta} + \frac{U_{mreakce}}{2}$$

Pro materiál N35UH při provozní teplotě 120°C by velikost magnetické indukce neměla klesnout pod min $B_{\delta min} = 0,15 T$.

$$B_{PM} \approx B_{\delta kmin} = 0,15 T$$

$$H_{PMk} = \frac{B_{PM} - B_r}{\mu_0 \cdot \mu_{rPM}} = \frac{0,15 - 1,06}{(4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}) \cdot 1,054} = \underline{-687,054 kA/m}$$

$$H_{PMk} \cdot l_{PM} = H_{\delta kmin} \cdot \delta + \frac{U_{mreakce}}{2} = \frac{B_{\delta kmin}}{\mu_0} \cdot \delta + \frac{U_{mreakce}}{2}$$

$$l_{PMk} = \frac{1}{H_{PMk}} \cdot \left(\frac{B_{\delta kmin}}{\mu_0} \cdot \delta + \frac{U_{mreakce}}{2} \right)$$

$$l_{PMk} = \frac{1}{687 \cdot 10^3} \cdot \left(\frac{0,15}{(4 \cdot \pi \cdot 10^{-7})} \cdot 0,75 \cdot 10^{-3} + \frac{956,25}{2} \right) = \underline{0,826 \cdot 10^{-3} m} = \underline{0,826 mm}$$

Výška permanentního magnetu 1,756 mm vyhovuje, protože třinásobnému přetížení by z hlediska nevratné demagnetizace měly odolat permanentní magnety o výšce 0,826 mm.

2.2.10 Návrh výšky jha rotoru

Pólová rozteč

$$\tau_p = \frac{2 \cdot \pi \cdot r_\delta}{2p} = \frac{2 \cdot \pi \cdot 37,125}{16} = \underline{14,58 mm}$$

Výška jha rotoru

$$h_{jr} = \frac{1}{2} \cdot \frac{B_\delta}{B_{jr}} \cdot \tau_p \cdot \frac{2p}{Q_s} = \frac{1}{2} \cdot \frac{0,65}{1,5} \cdot 14,58 \cdot \frac{16}{18} = \underline{2,8 mm}$$

3 MODELY MOTORŮ V PROGRAMU FEMM

Na základě předchozích výpočtů byly vytvořeny modely motorů s dvouvrstvým vinutím v programu FEMM jak pro $Q_s/2p = 12/10$ tak pro $Q_s/2p = 18/16$, pro zobrazení průběhů magnetické indukce ve vzduchové mezeře a průběhů prostorových harmonických od vinutí a od magnetů. Tyto průběhy budou porovnány s literaturou.

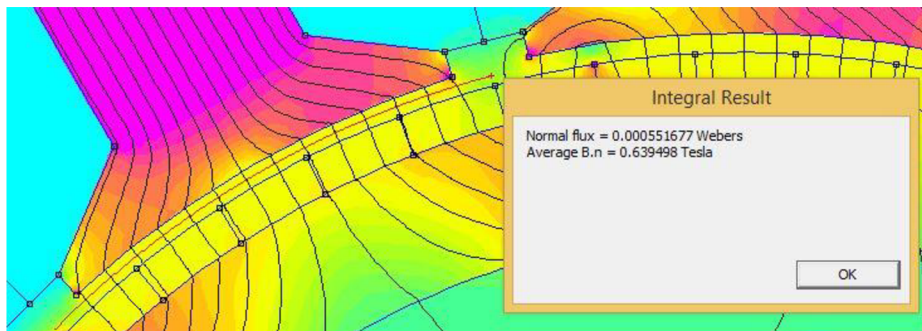
U modelu byla použita ocel M230-35A od výrobce Cogent (viz příloha) s nelineární charakteristikou a hustotou $\rho_{M230} = 7600 \text{ kg/m}^3$, činitel plnění železa 1. Magnety byly použity N35UH s parametry viz *Tabulka 3* a koercivní silou $H_c = 800 \text{ kA/m}$ při 120°C . Geometrie návrhu byla importována z návrhu v programu Inventor. Pro zachování co největší přesnosti jsou všechny parametry modelu shodné s výpočty v předchozí kapitole.

Dále byla v programu upravena hustota sítě uzlů pro sestavení rovnic, aby nedošlo k diskreditační chybě z hrubé sítě. Při zvolení příliš jemné sítě by byl výpočet zbytečně náročný, proto byla síť nastavena na 3-5 uzlů v závislosti na ploše.

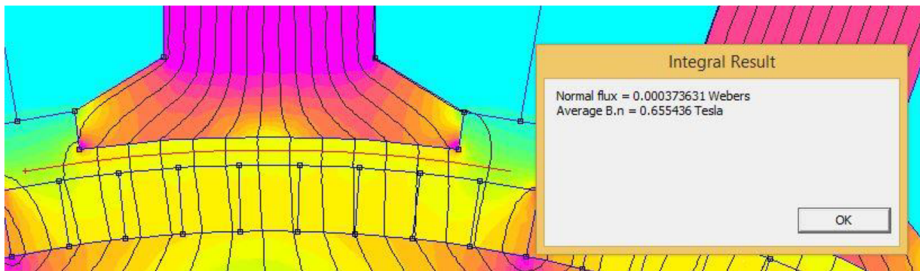
3.1 Ověření vlastností navržených motorů v programu FEMM

U navržených motorů $Q_s/2p = 12/10$ a $Q_s/2p = 18/16$ byla provedena kontrola některých parametrů stroje v programu FEMM metodou konečných prvků. Velikost magnetické indukce ve vzduchové mezeře a velikost magnetické indukce ve statorovém zubu byly změřeny simulací motoru při stavu naprázdno. Vnitřní moment stroje byl měřen při jmenovitém proudu.

3.1.1 Magnetická indukce ve vzduchové mezeře



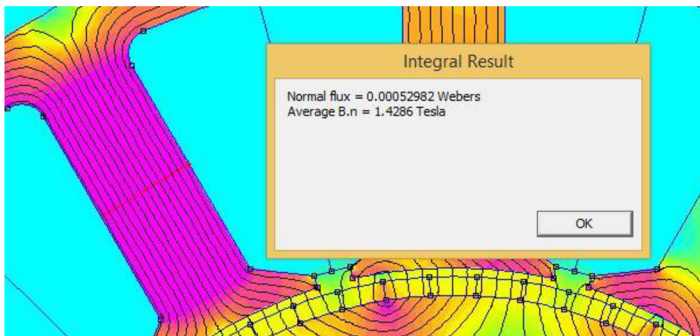
Obrázek 16 $Q_s/2p = 12/10$ - Magnetická indukce ve vzduchové mezeře



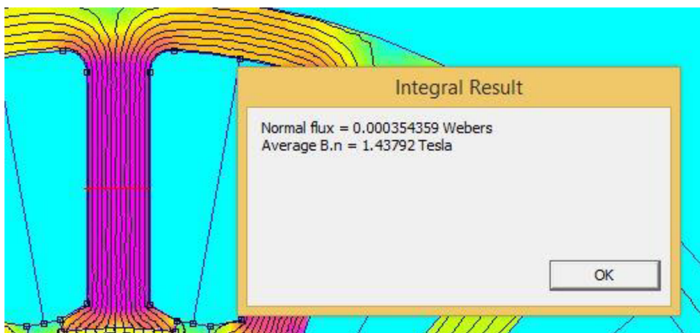
Obrázek 17 $Q_s/2p = 18/16$ - Magnetická indukce ve vzduchové mezeře

Hodnota magnetické indukce ve vzduchové mezeře je pro oba modely téměř shodná s hodnotou uvažovanou ve výpočtech. Rozdíl je přibližně do 0,005 T a může být způsobený nepřesným umístěním integrační křivky a počtem segmentů uvažovaných v integrační křivce, jelikož program FEMM uvažuje kružnici jako množství pospojovaných přímk.

3.1.2 Magnetická indukce ve statorovém zubu



Obrázek 18 $Q_s/2p = 12/10$ - Magnetická indukce ve statorovém zubu



Obrázek 19 $Q_s/2p = 18/16$ - Magnetická indukce ve statorovém zubu

Hodnota magnetické indukce ve statorovém zubu se pro oba modely liší, o přibližně 0,07 T, od uvažované hodnoty 1,5 T. Tento rozdíl může být, stejně jako u předchozího případu, způsobený nepřesným umístěním integrační křivky.

3.1.3 Vnitřní moment stroje při jmenovitém proudu

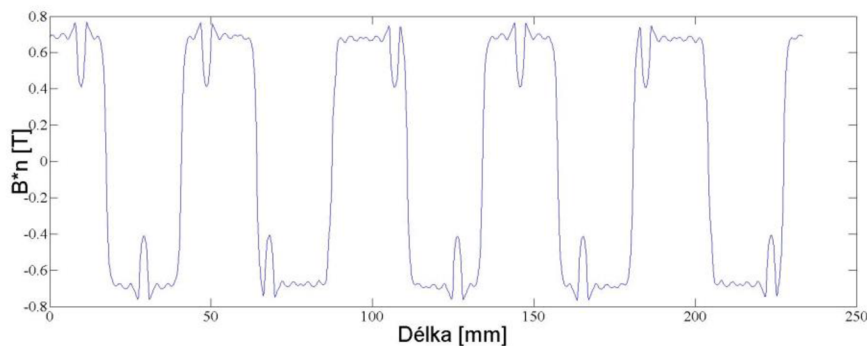
Vnitřní moment stroje lze určit dvěma způsoby a to buď označením všech pevných částí ohraničených vzduchem u statoru, nebo rotoru s permanentními magnety. Výsledná hodnota momentu bude u obou případů identická. U modelu $Q_s/2p = 12/10$ vyšel moment 5,49 Nm, odchylka od výpočtu je tedy 0,09 Nm. U modelu $Q_s/2p = 12/10$ vyšel moment 5,68 Nm, odchylka je 0,28 Nm. Tato odchylka je způsobena zaokrouhlením počtu závitů statorových cívek, abychom neměli asymetrické vinutí. U modelu $Q_s/2p = 18/16$ je u statorových cívek méně závitů, proto je tato změna výraznější.

3.2 Průběhy magnetické indukce a prostorové harmonické ve vzduchové mezeře

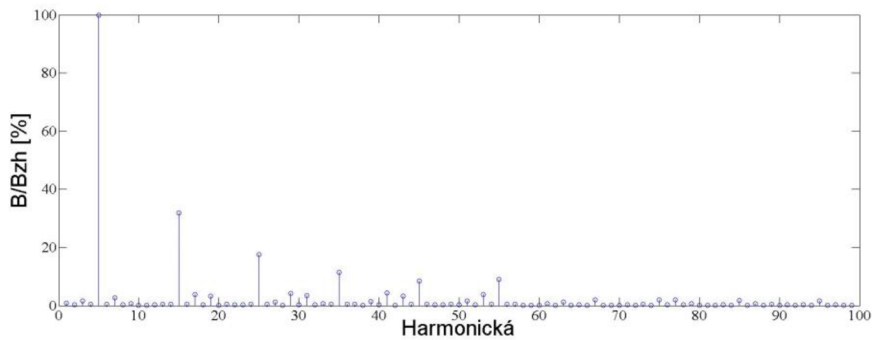
Pro návrh motorů v programu FEMM byly jednotlivé póly magnetů rozděleny po 6° mechanických se směrem magnetizace k nebo od osy otáčení u stroje 12/10 a po $2,5^\circ$ mechanických u stroje konfigurace 18/16.

Amplitudy prostorových harmonických byly získány z dat průběhů normálových složek magnetické indukce ve středu vzduchové mezery od vinutí statoru. Tyto hodnoty byly exportovány do programu Matlab a vykresleny za pomoci Furierovy transformace.

3.2.1 Průběhy motoru konfigurace $Q_s/2p = 12/10$:

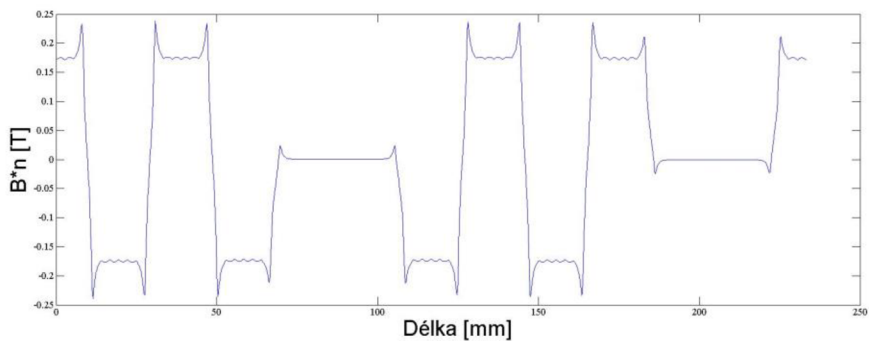


Obrázek 20 $Q_s/2p = 12/10$ - Průběh normálové složky magnetické indukce ve středu vzduchové mezery od permanentních magnetů

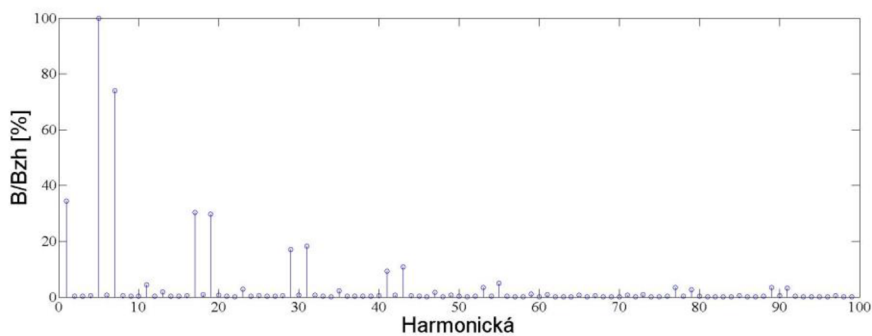


Obrázek 21 $Q_s/2p = 12/10$ - Prostorové harmonické magnetického pole od permanentních magnetů

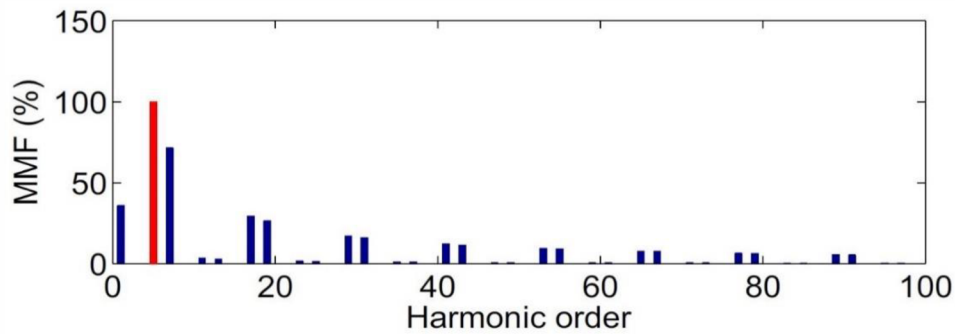
Stroj konfigurace $Q_s/2p = 12/10$ má 5 pólových dvojic, první harmonická tedy odpovídá pěti pólovým párům. Průběh magnetické indukce od magnetů můžeme považovat téměř za obdelníkový, proto amplituda harmonických klesá s řádem harmonických ($1/1, 1/3, 1/5$). Tento jev vychází z Furierova rozvoje pro obdelníkový průběh. Magnet, který vytváří magnetickou indukci i v řádu 3 harmonické, při otáčení nedokáže naindukovat do symetrického 3f vinutí indukci odpovídající 3 harmonické, uvidíme 1, 5, 7 (neuvidíme 3, 9).



Obrázek 22 $Q_s/2p = 12/10$ - Průběh normálové složky magnetické indukce ve středu vzduchové mezery od vinutí statoru

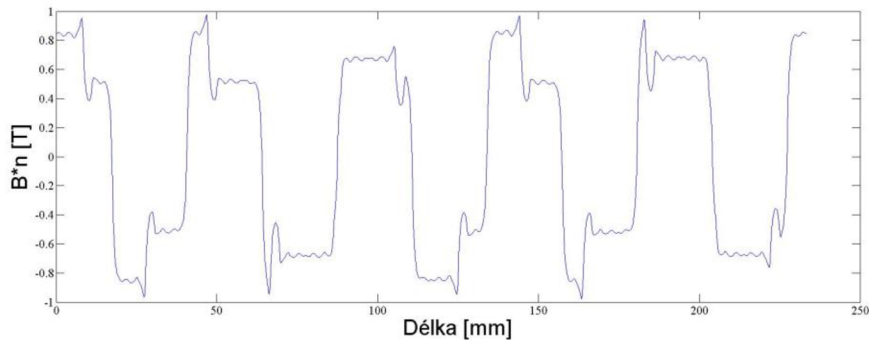


Obrázek 23 $Q_s/2p = 12/10$ - Prostorové harmonické u dvouvrstvého vinutí s nelineární charakteristikou



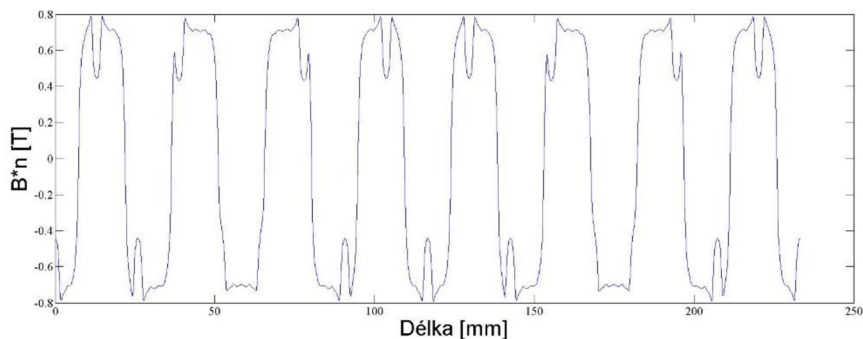
Obrázek 24 $Q_s/2p = 12/10$ - Prostorové harmonické pro dvouvrstvé vinití z literatury [9]

Jak je patrné z obrázků, průběh harmonických složek získaných z programu FEMM odpovídá průběhu z literatury. Drobné odchylky mohou být způsobeny odlišnou konfigurací stroje a odlišným zpracováním dat do grafů.

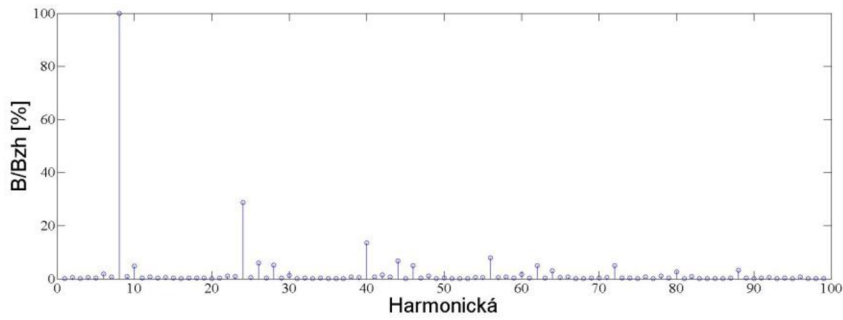


Obrázek 25 $Q_s/2p = 12/10$ - Průběh normálové složky magnetické indukce ve středu vzduchové mezery při jmenovitém chodu stroje

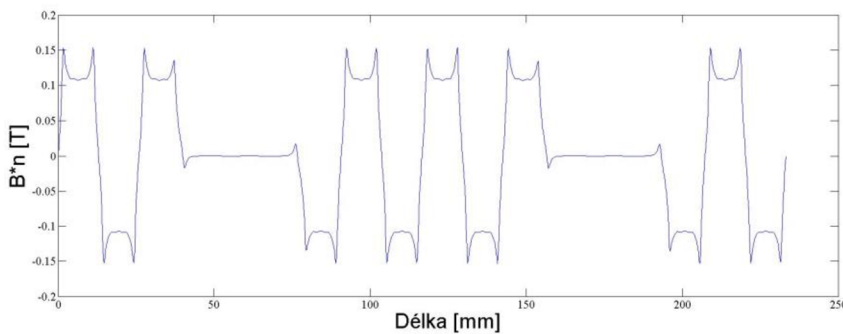
3.2.2 Průběhy motoru konfigurace $Q_s/2p = 18/16$:



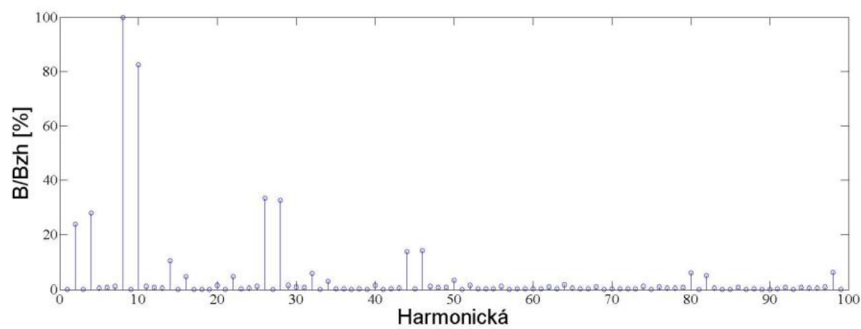
Obrázek 26 $Q_s/2p = 18/16$ - Průběh normálové složky magnetické indukce ve středu vzduchové mezery od permanentních magnetů



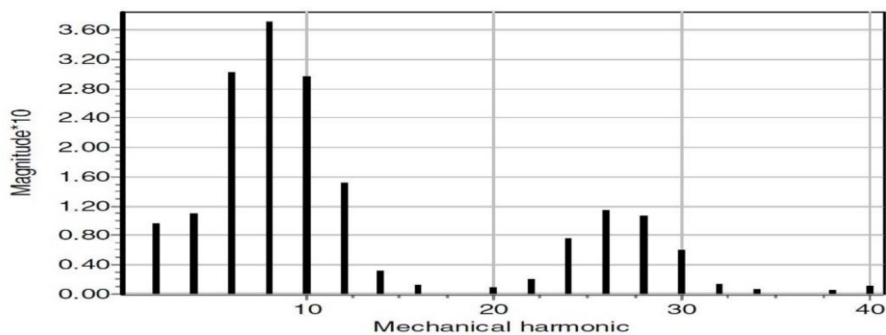
Obrázek 27 $Q_s/2p = 18/16$ - Prostorové harmonické magnetického pole od permanentních magnetů



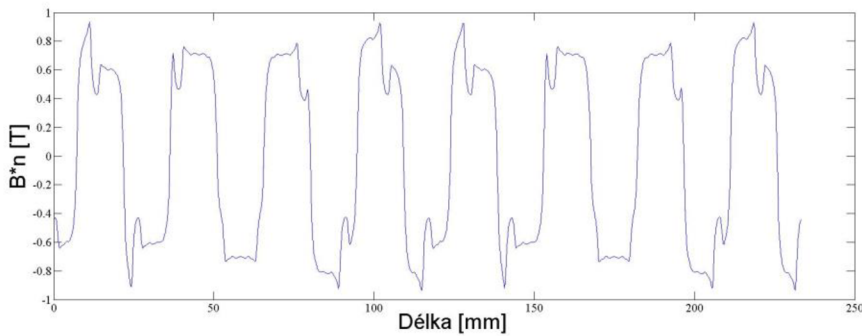
Obrázek 28 $Q_s/2p = 18/16$ - Průběh normálové složky magnetické indukce ve středu vzduchové mezery od vinutí statoru



Obrázek 29 $Q_s/2p = 18/16$ - Prostorové harmonické u dvouvrstvého vinutí s nelineární charakteristikou



Obrázek 30 $Q_s/2p = 18/16$ - Prostorové harmonické pro dvouvrstvé vinutí z literatury [17]



Obrázek 31 $Q_s/2p = 18/16$ - Průběh normálové složky magnetické indukce ve středu vzduchové mezery při jmenovitém chodu stroje

Při porovnání harmonických motoru konfigurace 18/16 z programu FEMM s literaturou vidíme stejné hlavní harmonické. U harmonických z literatury vidíme i výraznější subharmonické, které pravděpodobně způsobilo připojení pouze jedné fáze motoru.

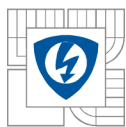
Stroj konfigurace $Q_s/2p = 12/10$ má 5 pólových dvojic, první harmonická tedy odpovídá pěti pólovým párům. Stroj $Q_s/2p = 18/16$ má 8 pólových dvojic, proto první harmonická odpovídá osmi pólovým párům. První harmonická je pracovní, subharmonické jsou harmonické nižšího řádu než je pracovní, interharmonické jsou necelistvé násobky první harmonické. U třífázového vinutí jsou potlačeny harmonické, které jsou násobkem tří (3,9), což se nám potvrdilo. Užitečný moment (výkon) vytvářejí harmonické stejného řádu, všechny ostatní harmonické vytvářejí ztráty a pulsave momentu. V ideálním případě by byla jen první pracovní harmonická.

Pro porovnání obou konfigurací stroje použijeme veličinu THD (total harmonic distortion), neboli celkové harmonické zkreslení. Ta je definována jako součin všech harmonických složek v poměru k základní harmonické

$$THD_{12/10} = \frac{202,5}{71,58} \cdot 100 = \underline{\underline{282,90 \%}}$$

$$THD_{18/16} = \frac{136,05}{43,24} \cdot 100 = \underline{\underline{314,64 \%}}$$

Z hlediska celkového harmonického zkreslení se jeví stroj konfigurace $Q_s/2p = 12/10$ jako nepatrně vhodnější varianta.

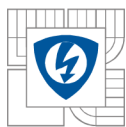


4 POROVNÁNÍ ANALYTICKÝCH VÝPOČTŮ S MODELY V PROGRAMU RMXPRT

Parametry motoru zadané pro výpočet a rozměry statorového plechu byly použity pro simulaci obou typů motorů v programu RMxprt stejně jako u vytváření modelu v programu FEMM.

Tabulka 5 Porovnání analytických výpočtů s modelem v programu RMxprt

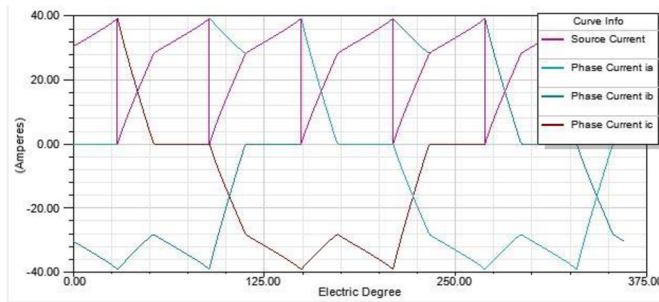
Název veličiny	Jednotky	12/10		18/16	
		Výpočet	Simulace	Výpočet	Simulace
Počet statorových drážek $N_{\text{Drážek}}$	[-]	12		18	
Počet pólů $2p$	[-]	10		16	
Materiál statorových plechů	[-]	M235-35A		M235-35A	
Provozní teplota ϑ_n	[°C]	120		120	
Vnější průměr motoru D_{S0}	[mm]	135		135	
Vnější průměr statoru D_{S1}	[mm]	75		75	
Délka statorového svazku l_{Fe}	[mm]	46,75		46,32	
Délka závitů l_z	[mm]	192,92		149,05	
Délka vzduchové mezery δ	[mm]	0,75		0,75	
Počet vodičů v drážce N_{DS}	-	24	20	16	13
Teoretický průměr vodiče D_V	[mm]	2,58	2,58	2,60	2,60
Materiál PM	[-]	N35UH		N35UH	
Výška magnetů l_{PM}	[mm]	1,550		1,756	
Magnetická indukce ve statorovém zubu B_{jST}	[T]	1,5	1,56	1,5	1,56
Magnetická indukce ve vzduchové mezeře B_δ	[T]	0,65	0,61	0,65	0,63
Efektivní hodnota proudu ve vodiči I_{ef}	[A]	21,42	26,84	21,69	27,04
Hmotnost permanentních magnetů m_{PM}	[kg]	0,121		0,136	
Hmotnost vinutí statoru m_{cu}	[kg]	0,792		0,695	
Hmotnost statorových plechů m_{st}	[kg]	1,717		1,629	
Celková hmotnost m_m	[kg]	3,142		3,089	
Maximální hodnota proudové hustoty σ_{max}	[A/mm ²]	5	5,38	5	4,91
Jmenovité napětí	[V]	48	48	48	48
Jmenovitý výkon P_n	[W]	1100	1100	1100	1100
Jmenovitý moment na hřídeli M_n	[Nm]	5,40	5,30	5,40	5,03
Jmenovitá otáčky n_n	[min ⁻¹]	2000	1982	2000	2089
Ztráty v železe ΔP_{Fe}	[W]	18,85	40,77	33,83	63,25
Ztráty ve vinutí ΔP_{Cu}	[W]	52,76	64,05	45,79	46,86
Celkové ztráty ΔP_{max}	[W]	156,70	188,64	132,77	198,03
Účinnost stroje η	[%]	85,02	85,36	86,59	84,74



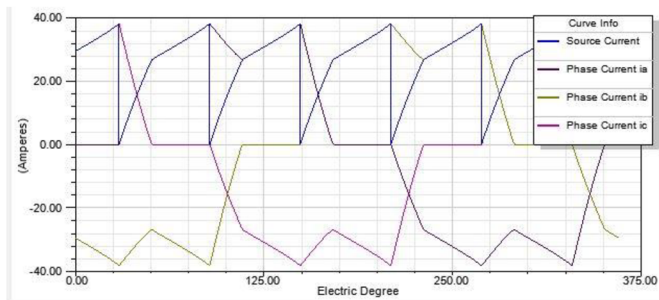
Jelikož v katalogovém listu není frekvence 166,67 Hz pro stroj 12/10 a 266,67 Hz pro stroj 18/10 a zadávání napříč frekvencemi by při těchto hodnotách bylo stejně nepřesné, byla zvolena hodnota 200 Hz pro oba typy motorů. Do vlastností materiálů byly tedy vepsány hodnoty ztrát W/kg v závislosti na indukci, vodivost a hustota materiálu, díky kterým mohl program vypočítat koeficienty pro výpočet ztrát metodou nejmenších čtverců. Hodnoty koeficientů jsou již zmíněny výše při matematickém výpočtu ztrát v železe. Koeficient plnění železa je 0,95.

Ztráty ve vinutí vyšly jen s menší odchylkou, která se dá přisoudit odlišnou metodou výpočtu oproti simulaci v RMxprt. U ztrát v železe je rozdíl mezi výpočtem a simulací dvojnásobný, tento rozdíl je pravděpodobně způsoben zjednodušeními a předpoklady pro využití vztahu pro výpočet ztrát v železe. Menší chybu také způsobuje použití frekvence magnetické indukce materiálu 200 Hz pro výpočet koeficientů ztrát. V simulaci se uvažují, ztráty na diodě, které byly ve výpočtu zanedbány, v analytickém výpočtu však byly uvažovány také dodatečné ztráty. Výsledná účinnost se tedy ve výsledku liší jen nepatrně. U stroje 18/16 o něco více, jelikož jsou zde větší ztráty v železe a rozdíl mezi vypočtenou a simulovanou hodnotou zatěžuje výpočet větší chybou.

U simulace v programu RMxprt bylo nutné snížit počet vodičů v drážce a to u modelu 12/10 na 20 vodičů a u modelu 18/16 dokonce na 13, protože při zachování stejného počtu vodičů byly jmenovité otáčky nižší, než je požadovaných 2000 otáček. Tato změna je způsobena snahou programu RMxprt držet požadovaný výkon stroje. Změnou počtů vodičů v drážce se musely také změnit průřezy vodičů a to z 2,58 mm na 2,83 mm u stroje 12/10, resp. z 2,6 mm na 2,88 mm u stroje 18/16. Změna průřezů ovšem měla negativní vliv na proudovou hustotu, která se lišila od analytického výpočtu o 20%, proto byl průřez vodičů ve finálním návrhu zvolen stejný jako při výpočtu. Proudová hustota se v tomto případě změnila z 5 A/mm² na 5,38 A/mm² stroje 12/10 a u stroje 18/16 na 4,91. U stroje 18/16 tento jev způsoboval větší problém, protože má v drážkách méně vodičů a proto nebylo možné nastavit otáčky na požadovaných 2000 min⁻¹. Nejbližší hodnota otáček byla 2089 min⁻¹ a v důsledku této změny se snížil moment na hřídeli z požadovaných 5,4 Nm na 5,03 Nm. U stroje 12/10 se tato změna projevovala méně, jelikož se změnou počtu vodičů v drážce podařilo dorovnat otáčky na 1982 min⁻¹ a tím pádem se změnil moment na 5,3 Nm. Při analýze tohoto problému vyšlo najevo, že i když je efektivní hodnota proudu ve vinutí 26,84 A u stroje 12/10 resp. 27,04 A u stroje 18/16, při pohledu na průběh proudu je patrné, že dosahuje maximálních hodnot téměř 40 A u obou typů stroje (viz *obrázek 32* a *obrázek 32*).



Obrázek 32 $Q_s/2p = 12/10$ - Průběhy vstupního proudu a fázových proudů v programu RMXprt



Obrázek 33 $Q_s/2p = 18/16$ - Průběhy vstupního proudu a fázových proudů v programu RMXprt

5 MODELY MOTORŮ V PROGRAMU MAXWELL

Jelikož je RMxpřt součástí programu Maxwell, byly modely vytvořené v programu RMxpřt exportovány do programu Maxwell. Ten oproti programu RMxpřt dokáže analyzovat výsledky pro různé časové okamžiky. Při exportu program nenastavil vodivost magnetů, proto bylo nutné ji znovu zadat. Pro korektnější výsledky byla zjemněna síť pro výpočet metodou konečných prvků. Pro odlehčení doby výpočtu bylo nastaveno počítání pouze s půlkou motoru, jelikož je osově symetrický. I když byly vstupní parametry modelu stejné jako u výpočtů, výsledky se velmi lišily, zejména moment stroje a proudy vinutím, proto bylo nutné u obou modelů upravit otáčky motoru a počet vodičů v drážce tak, aby bylo dosaženo požadovaného momentu stroje 5,4 Nm. Pro stroj 12/10 byla nalezena optimální konfigurace počtu vodičů v drážce 20 a otáčky 2050 min⁻¹. Pro stroj 18/16 počet vodičů v drážce 14 a otáčky 1980 min⁻¹. Aby bylo možné provést analýzu ztrát v železe, bylo zapotřebí je v nastavení povolit pro stator a rotor. Analýza byla provedena po dobu 0,20 ms s krokem 0,3 μs u stroje 12/10 a krokem 0,2 μs u stroje 18/16. Delší analýza nebyla zapotřebí, jelikož u simulace došlo k ustálení hodnot do 10 ms.

Tabulka 6 Porovnání analytických výpočtů s modely v programu RMxpřt a Maxwell

Název veličiny	Jednotky	12/10			18/16		
		Výpočet	RMxpřt	Maxwell	Výpočet	RMxpřt	Maxwell
Jmenovitý moment na hřídeli M _n	[Nm]	5,40	5,30	5,49	5,40	5,03	5,45
Jmenovité otáčky n _n	[min ⁻¹]	2000	1982	2050	2000	2089	1970
Počet vodičů v drážce N _{DS}	[-]	24	20	20	16	13	14
Proud ve vinutí I _{ef}	[A]	21,42	26,84	27,56	21,69	27,04	25,10
Ztráty v železe ΔP _{Fe}	[W]	18,85	40,77	22,40	33,83	63,25	27,57
Ztráty ve vinutí ΔP _{Cu}	[W]	52,76	64,05	69,73	45,79	46,18	49,70
Ztráty v PM ΔP _{PM}	[W]	-	-	40,48	-	-	17,30

Ztráty ve vinutí byly spočítány na základě proudu ve vinutí a odporu, který byl získán ze schématu elektrického obvodu stroje. Pro motor 12/10 byl odpor každé fáze $R = 0,0306 \Omega$, pro motor 18/16 odpor $R = 0,0263 \Omega$.

Výsledné ztráty ve vinutí statoru jsou pro motor Qs/2p = 12/10

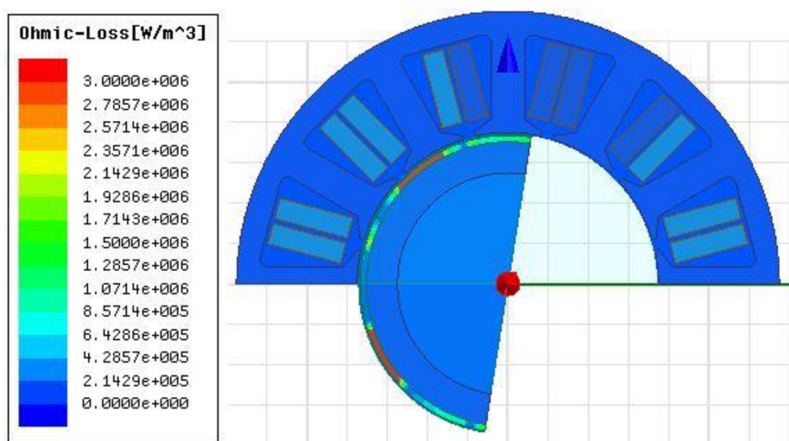
$$\Delta P_{Cu12/10} = 3 \cdot R \cdot I_{ef}^2 = 3 \cdot 0,0306 \cdot 27,56^2 = \underline{69,73 W}$$

a pro motor Qs/2p = 18/16

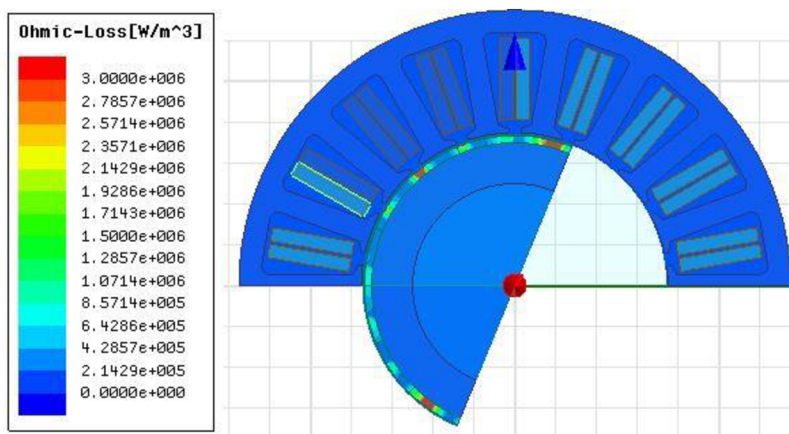
$$\Delta P_{Cu18/16} = 3 \cdot R \cdot I_{ef}^2 = 3 \cdot 0,0263 \cdot 25,10^2 = \underline{49,70 W}$$

Z tabulky je patrné, že i když byl návrh exportován z programu RMxprt a tudíž byly vstupní parametry pro obě simulace velmi podobné, výsledné výpočty se od sebe liší, protože každý z programů používá při výpočtu jinou metodu. Při analýze ztrát v železe se analytickému výpočtu více blíží modely z programu Maxwell a při analýze ztrát ve vinutí se analytickému výpočtu blíží modely z programu RMxprt. Jmenovité otáčky se u obou modelů také změnilo, aby byl zachován jmenovitý moment na hřídeli.

Pro výpočet ztrát v magnetech bylo zapotřebí v programu Maxwell nastavit, aby se do nich indukovaly vířivé proudy. U stroje 12/10 vyšly ztráty v permanentních magnetech $\Delta P_{PM} = 40,48 \text{ W}$ a u stroje 18/16 ztráty $\Delta P_{PM} = 17,3 \text{ W}$. Tyto ztráty jsou způsobeny většinou vyššími harmonickými, drážkováním a vlastnostmi magnetu.

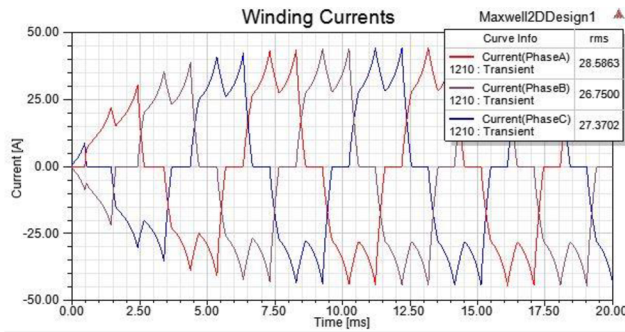


Obrázek 34 $Q_s/2p = 12/10$ - Zobrazení ztrát v permanentních magnetech

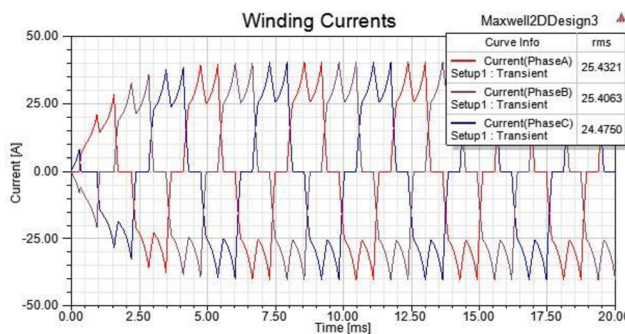


Obrázek 35 $Q_s/2p = 18/16$ - Zobrazení ztrát v permanentních magnetech

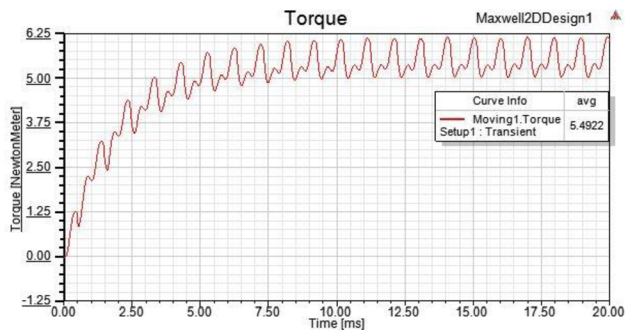
Výsledné průběhy z programu Maxwell:



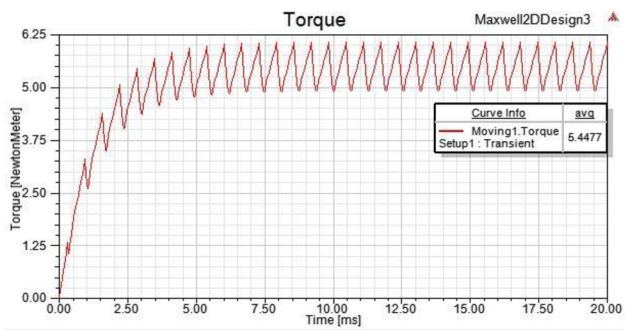
Obrázek 36 $Q_s/2p = 12/10$ - Průběhy fázových proudů



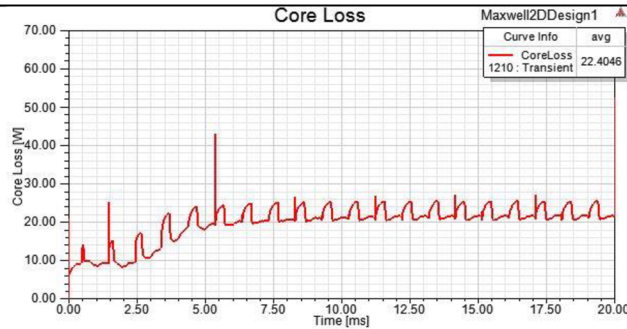
Obrázek 37 $Q_s/2p = 18/16$ - Průběhy fázových proudů



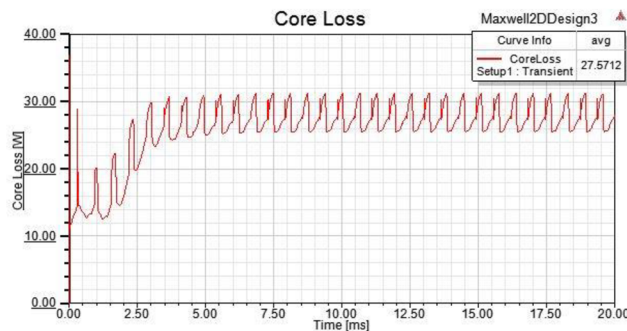
Obrázek 38 $Q_s/2p = 12/10$ - Průběh momentu



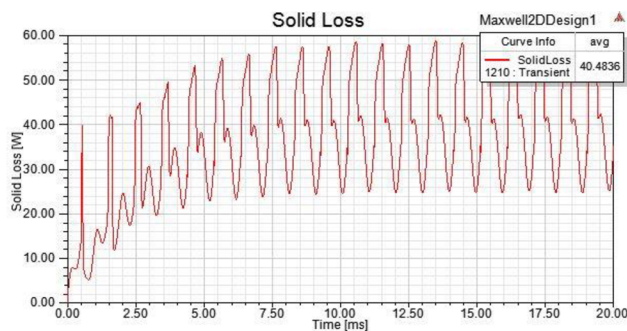
Obrázek 39 $Q_s/2p = 18/16$ - Průběh momentu



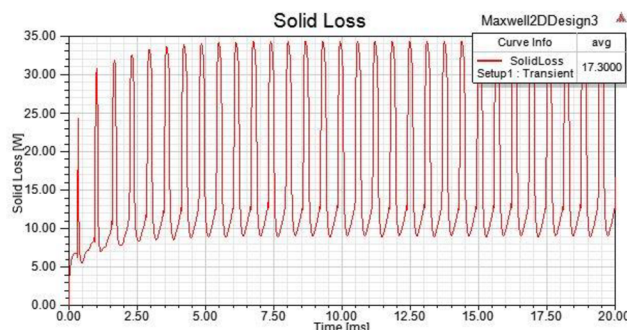
Obrázek 40 $Q_s/2p = 12/10$ - Ztráty v železe



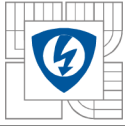
Obrázek 41 $Q_s/2p = 18/16$ - Ztráty v železe



Obrázek 42 $Q_s/2p = 12/10$ - Ztráty v permanentních magnetech



Obrázek 43 $Q_s/2p = 18/16$ - Ztráty v permanentních magnetech



6 ZÁVĚR

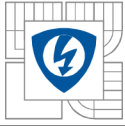
Cílem bakalářské práce bylo provést analýzu různých typů vinutí synchronního stroje s permanentními magnety z hlediska vzniku prostorových. Provést výpočet těchto typů motorů s permanentními magnety, na jejich základě provést modely v programu FEMM a analyzovat prostorové harmonické. Dále vytvořit model v programu RMxprt a porovnat výsledky s analytickým výpočtem a na závěr vytvořit model v programu Maxwell se zaměřením na ztráty v permanentních magnetech.

Práce obsahuje rešerši konstrukcí motorů, uspořádání permanentních magnetů, druhy použitých materiálů a jejich magnetizaci, porovnání typů vinutí, typů motorů, konfigurací stroje, publikovaná řešení různých typů motorů s permanentními magnety.

Z těchto typů byl vybrán synchronní stroj s permanentními magnety na povrchu rotoru a analyzoval konfigurace $Q_s/2p = 12/10$ a $Q_s/2p = 18/16$. Pro obě konfigurace byl proveden návrh statorového plechu v programu Autodesk Inventor, na jehož základě a zadaných parametrů byl proveden analytický výpočet všech potřebných parametrů.

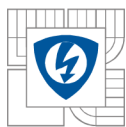
Na základě analytického výpočtu byly vytvořeny modely motorů v programu FEMM u kterých byla nejprve provedena analýza magnetické indukce ve vzduchové mezeře, magnetické indukce ve statorovém zubu a vnitřního momentu stroje při jmenovitém zatížení: Výsledné hodnoty magnetické indukce u obou modelů motorů se od analytického výpočtu lišily v toleranci do 5% a stejně tak i u vnitřního momentu. Následně byly vykresleny průběhy magnetické indukce od magnetů a od vinutí a na jejich základě byly pomocí programu Matlab vykresleny amplitudy prostorových harmonických. Tyto harmonické se v porovnání s literaturou lišily jen nepatrně. Dále bylo provedeno porovnání harmonických obou konfigurací stroje pomocí THD (celkové harmonické zkreslení) a z tohoto hlediska se jevil stroj konfigurace $Q_s/2p = 12/10$ jako nepatrně vhodnější varianta.

Dalším krokem bylo porovnání analytických výpočtů s modely v programu RMxprt. Návrh těchto motorů vycházel ze zadaných parametrů a modelu statorového plechu z programu Inventor. Jelikož byly u obou modelů nižší otáčky než požadované v důsledku snahy programu RMxprt držet konstantní jmenovitý výkon, bylo zapotřebí snížit počet vodičů v drážkách a to u stroje 12/10 z 24 na 20 vodičů a u stroje 18/16 z 16 na 13 vodičů. U stroje 12/10 byly tedy výsledné otáčky 1982 min^{-1} a moment na hřídeli $5,3 \text{ Nm}$, u stroje 18/16 potom otáčky 2089 min^{-1} a díky tomu moment na hřídeli $5,03 \text{ Nm}$. U stroje 18/16 se tato změna projevovala výrazněji, jelikož má méně vodičů v drážce. Tento jev byl pravděpodobně způsoben průběhem proudu, jelikož jeho maximální



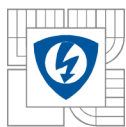
hodnota dosahovala téměř 40 A oproti efektivní hodnotě proudu 26,84 A u stroje 12/10 a 27,04 A u stroje 18/16. Detailnější analýza viz *Tabulka 5*.

Posledním krokem bylo vytvoření modelu v programu Maxwell. Toho bylo docíleno pomocí exportu modelu z programu RMxprt. Zde bylo nutné podobně jako u modelu v programu RMxprt upravit počet vodičů v drážkách, jelikož byl výsledný moment i fázové proudy příliš vysoké. Ve finálním návrhu bylo docíleno u motoru 12/10 momentu 5,49 Nm a to změnou otáček na 2050 a změnou počtu vodičů v drážce na 20. U motoru 18/16 bylo dosaženo momentu 5,45 Nm a to při otáčkách 1970 Nm a 14 vodičích v drážce. Pro takto navržené modely byly vytvořeny průběhy momentu, fázových proudů a spočítány ztráty v železe, ztráty ve vinutí. Tyto hodnoty byly porovnány s analytickými výpočty a modely motorů z programu RMxprt (viz *Tabulka 6*). V poslední řadě byly spočítány ztráty v permanentních magnetech, které byly u stroje 12/10 dvojnásobné. Tento rozdíl vznikl pravděpodobně způsobeno vlivem harmonických a drážkování a rozdílnou výškou magnetu.

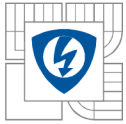


LITERATURA

- [1] KRISHNAN, R. *Permanent magnet synchronous and brushless DC motor drives* [online]. Boca Raton: CRC Press/Taylor, c2010 [cit. 2013-12-04]. ISSN 978-0-8247-5384-9.
- [2] HENDERSHOT, J.R. a T.J.E. MILLER. *Design of Brushless Permanent-Magnet motors*. USA: Oxford University Press., 1995. p. 584. ISBN 978-0198593898.
- [3] GIERAS, Jacek F. a Mitchell WING. *Permanent Magnet Motor Technology: Design and Applications*. New York: CRC Press, Inc., 2002. 2. ISBN 0-8247-0739-1.
- [4] HANSELMAN, Duane. *Brushless Permanent Magnet Motor Design*. 2nd ed. Lebanon, Ohio: Magna Physics Pub. ISBN 18-818-5515-5.
- [5] PETROV, G. N. *Elektrické stroje 2*. Praha: Academia, 1982. ISBN 21-055-80.
- [6] HUA, Wei, Ming CHENG, Hongyun JIA a Xiaofan FU. Comparative Study of Flux-Switching and Doubly-Salient PM Machines Particularly on Torque Capability. 2008 *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*. IEEE, 2008, s. 1-8. DOI: 10.1109/08IAS.2008.58.
- [7] MORE, D.S., B.G. FERNANDES, Hongyun JIA a Xiaofan FU. Power density improvement of three phase flux reversal machine with distributed winding. *IET Electric Power Applications*. IEEE, 2010, vol. 4, issue 2, s. 109-. DOI: 10.1049/iet-epa.2009.0003.
- [8] TANG, Y., J. J. H. PAULIDES, T. E. MOTOASCA a E. A. LOMONOVA. Flux-Switching Machine With DC Excitation. *IEEE Transactions on Magnetics*. IEEE, 2012, vol. 48, issue 11, s. 3583-3586. DOI: 10.1109/TMAG.2012.2199100.
- [9] FORNASIERO, Emanuele, Luigi ALBERTI, Nicola BIANCHI a Silverio BOLOGNANI. Considerations on selecting fractional—slot windings. 2010 *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*. IEEE, 2010, s. 1376-1383. DOI: 10.1109/ECCE.2010.5618269.
- [10] Adryl Electrotech Ltd.: Electrical Rewind Solutions. [online]. [cit. 2013-12-04]. Dostupné z: <http://www.adryl.com/images/Copy%20of%20elmo%20stator.jpg>
- [11] Uratani Engineering: Distributed winding. [online]. [cit. 2013-12-04]. Dostupné z: <http://www.uratani-eng.com/english/service/renovation1.html>
- [12] Uratani Engineering: Concentrated winding. [online]. [cit. 2013-12-04]. Dostupné z: <http://www.uratani-eng.com/english/service/renovation2.html>

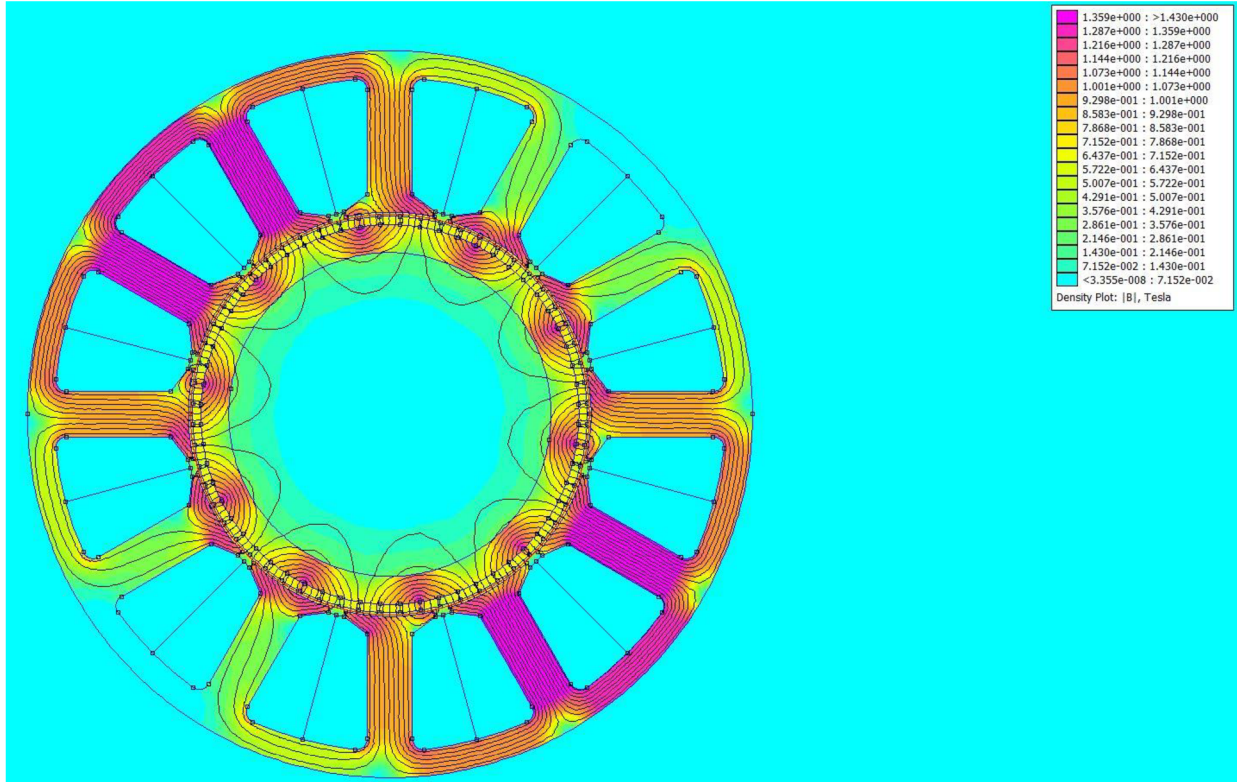


-
- [13] RC Groups. In: [online]. [cit. 2013-12-04]. Dostupné z:
<http://www.rcgroups.com/forums/attachment.php?attachmentid=3363792>
- [14] Wikimedia Commons: Stepper Motor. [online]. [cit. 2013-12-04]. Dostupné z:
http://commons.wikimedia.org/wiki/File:Nema_17_Stepper_Motor.jpg
- [15] Microsun: Free Energy. [online]. [cit. 2013-12-04]. Dostupné z:
http://www.phemax.com/images/freeproject_21.jpg
- [16] Control Engineering: Bezkartáčové motory s permanentními magnety. [online]. [cit. 2013-12-04]. Dostupné z: <http://www.controlengcesko.com/hlavni-menu/artykuly/artykul/article/bezkartacove-motory-s-permanentnimi-magnety/>
- [17] POPESCU, M., D.G. DORRELL, D. IONEL a C. COSSAR. Single and double layer windings in fractional slot-per-pole PM machines - effects on motor performance. 2008 *34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics* [online]. IEEE, 2008, s. 2055-2060 [cit. 2013-12-15]. DOI: 10.1109/IECON.2008.4758273.
- [18] VÍTEK, O. *Výpočet magnetického obvodu BLDC motoru s permanentními magnety: Studijní podklady*. Brno, 2012.
- [19] Neodymium-Iron-Boron Magnet Catalogs. ARNOLD MAGNETIC TECHNOLOGIES. *Arnold Magnetic Technologies Corporation* [online]. 2012 [cit. 2012-12-04]. Dostupné z: <http://www.arnoldmagnetics.com/WorkArea/DownloadAsset.aspx?id=5016>
- [20] BLAHA, J. *Návrh synchronního stroje s permanentními magnety*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2013. 74 s.

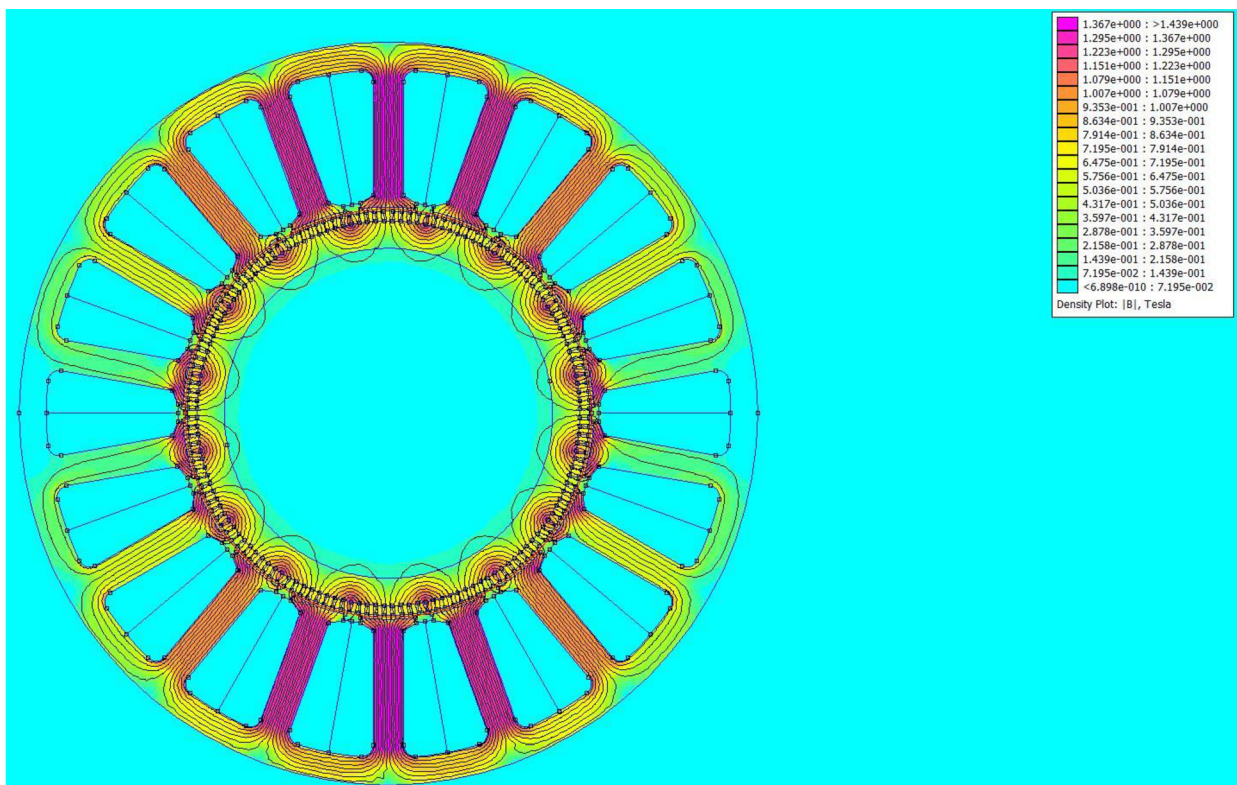


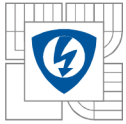
PŘÍLOHY

Rozložení magnetické indukce v řezu stroje 12/10 od magnetů:

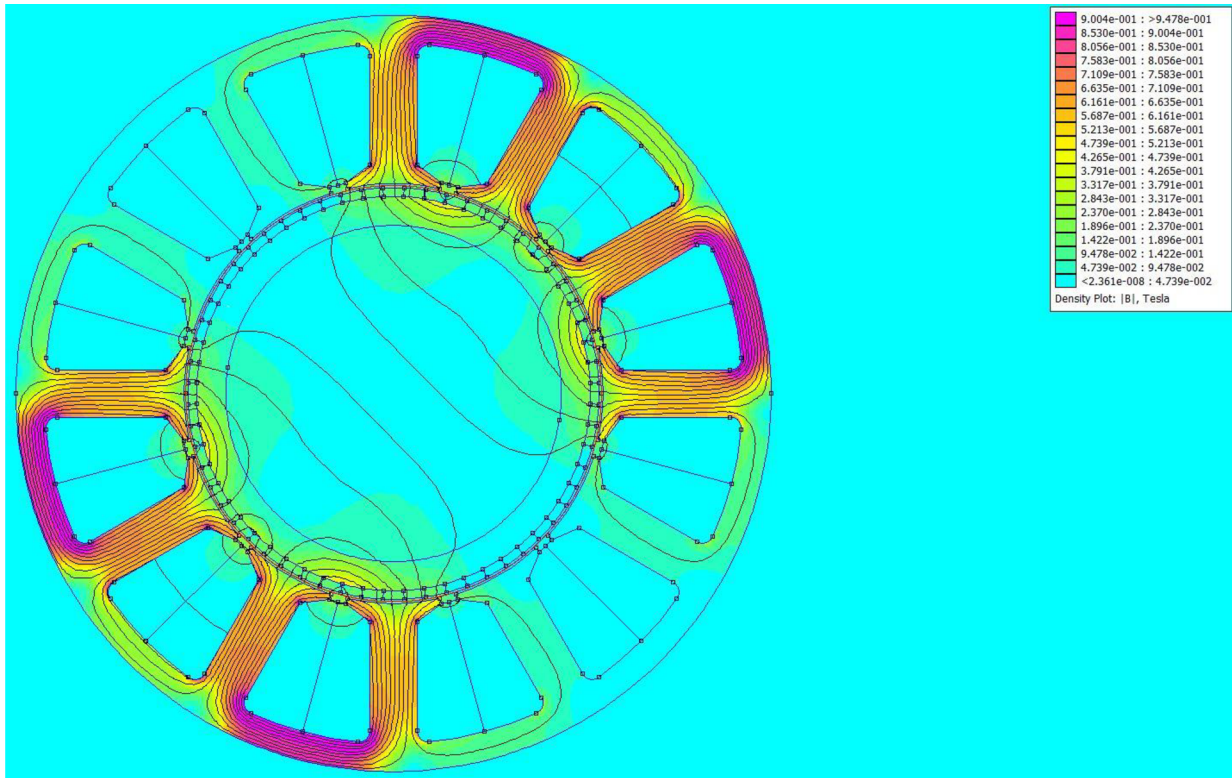


Rozložení magnetické indukce v řezu stroje 18/16 od magnetů:

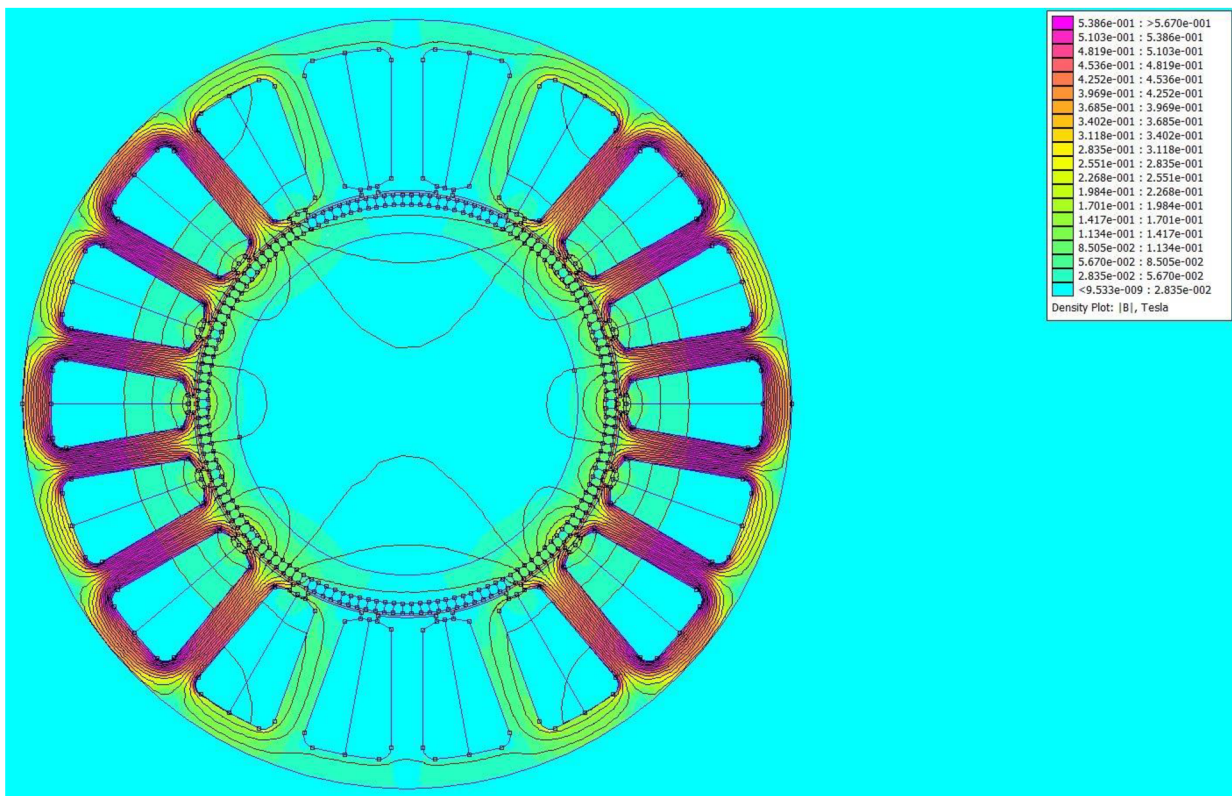


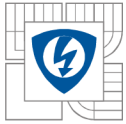


Rozložení magnetické indukce v řezu stroje 12/10 od vinutí:

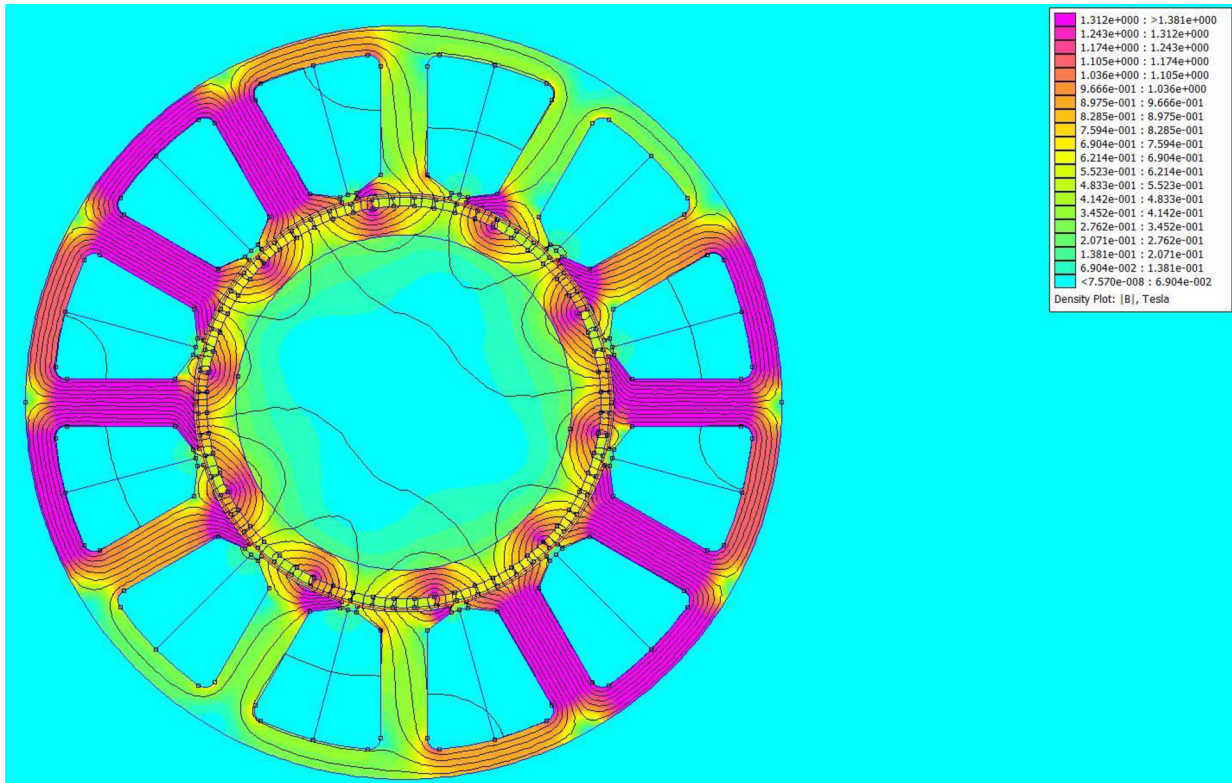


Rozložení magnetické indukce v řezu stroje 18/16 od vinutí:

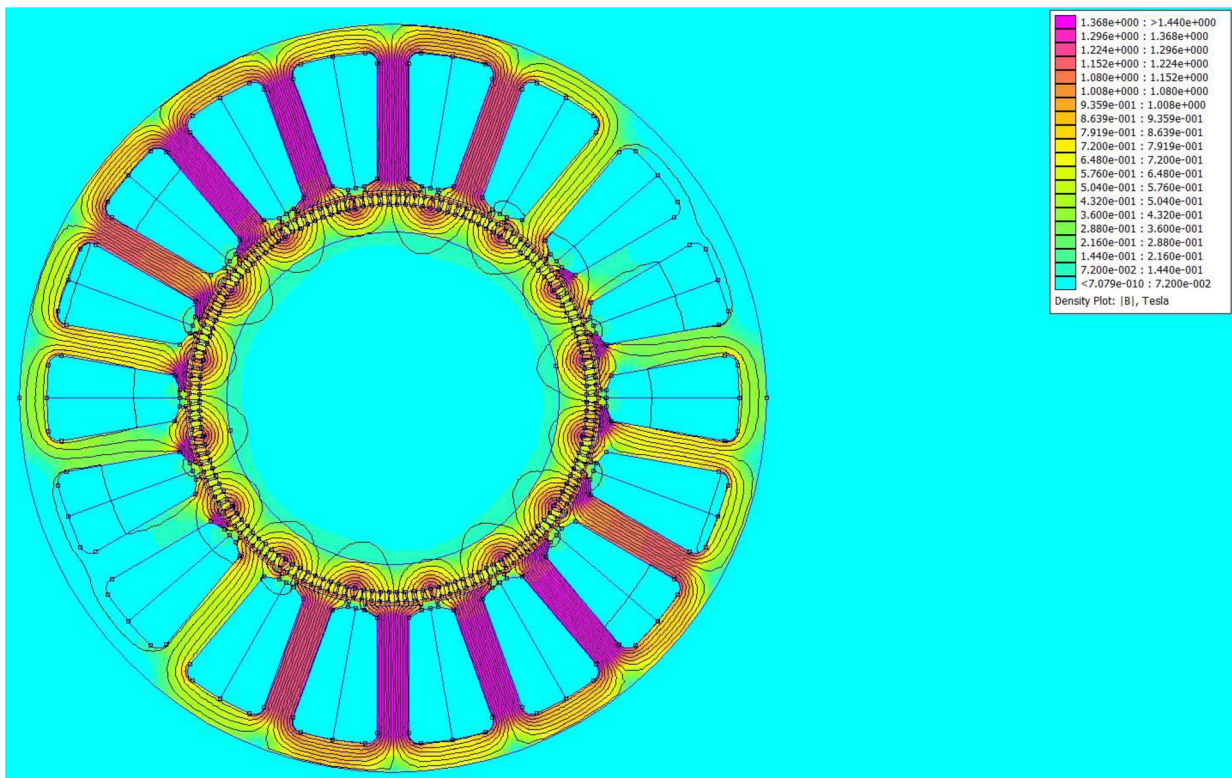


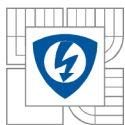


Rozložení magnetické indukce v řezu stroje 12/10 při jmenovitém chodu stroje:



Rozložení magnetické indukce v řezu stroje 12/10 při jmenovitém chodu stroje:





Katalogový list materiálu pro statorové plechy M235-35A:

Typical data for SURA® M235-35A

T	W/kg at 50 Hz	VA/kg at 50 Hz	A/m at 50 Hz	W/kg at 100 Hz	W/kg at 200 Hz	W/kg at 400 Hz	W/kg at 1000 Hz	W/kg at 2500 Hz
0,1	0,02	0,05	24,7	0,04	0,08	0,19	0,93	3,89
0,2	0,06	0,14	32,6	0,14	0,32	0,87	3,55	14,3
0,3	0,11	0,24	38,1	0,30	0,73	1,88	7,45	29,6
0,4	0,20	0,37	43,1	0,49	1,21	3,17	12,3	50,2
0,5	0,29	0,51	48,2	0,71	1,78	4,73	18,5	76,7
0,6	0,38	0,67	53,9	0,97	2,44	6,56	25,8	110
0,7	0,50	0,87	60,7	1,25	3,19	8,67	34,6	153
0,8	0,62	1,09	68,8	1,57	4,03	11,0	45,0	205
0,9	0,77	1,36	79,3	1,92	4,97	13,8	57,2	270
1,0	0,92	1,71	93,7	2,31	6,01	16,9	71,5	349
1,1	1,10	2,17	115	2,75	7,19	20,3	88,3	
1,2	1,31	2,89	156	3,26	8,54	24,3		
1,3	1,56	4,45	260	3,88	10,1	28,9		
1,4	1,92	10,3	690	4,67	12,2	34,8		
1,5	2,25	32,4	1950	5,54	14,4	41,2		
1,6	2,53	84,6	4410					
1,7	2,75	162	7630					
1,8	2,94	274	12000					

Loss at 1.5 T , 50 Hz, W/kg 2,25

Loss at 1.0 T , 50 Hz, W/kg 0,92

Anisotropy of loss, % 10

Magnetic polarization at 50 Hz

H = 2500 A/m, T 1,53

H = 5000 A/m, T 1,64

H = 10000 A/m, T 1,76

Coercivity (DC), A/m 35

Relative permeability at 1.5 T 610

Resistivity, $\mu\Omega\text{cm}$ 59

Yield strength, N/mm² 460

Tensile strength, N/mm² 580

Young's modulus, RD, N/mm² 185 000

Young's modulus, TD, N/mm² 200 000

Hardness HV5 (VPN) 220



RD represents the rolling direction
 TD represents the transverse direction
 Values for yield strength (0.2 % proof strength)
 and tensile strength are given for the rolling direction
 Values for the transverse direction are approximately 5% higher