

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky  
a komunikačních technologií

DIPLOMOVÁ PRÁCE

Brno, 2016

Bc. Roman Juchelka



# VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

## FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

## ÚSTAV VÝKONOVÉ ELEKTROTECHNIKY A ELEKTRONIKY

DEPARTMENT OF POWER ELECTRICAL AND ELECTRONIC ENGINEERING

## NÁVRH ASYNCHRONNÍHO MOTORU PRO KASKÁDNÍ SYSTÉM ČERPÁNÍ KAPALIN

DESIGN OF INDUCTION MACHINE FOR CASCADE WATER PUMP SYSTEM

### DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

### AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. Roman Juchelka

### VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

doc. Ing. Čestmír Ondrůšek, CSc.

BRNO 2016



# Diplomová práce

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

Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky

**Student:** Bc. Roman Juchelka

**ID:** 146852

**Ročník:** 2

**Akademický rok:** 2015/16

**NÁZEV TÉMATU:**

## Návrh asynchronního motoru pro kaskádní systém čerpání kapalin

**POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:**

1. Provedte literární průzkum dané problematiky
2. Provedte výběr vhodného druhu motoru
3. Provedte návrh motoru 2 kW pro potrubní systém průměru 100 mm
4. Navrhněte konstrukční uspořádání
5. Provedte výpočet magnetického pole motoru
6. Provedte porovnání výpočtu pomocí programu RMxprt a výpočtu analytického.

**DOPORUČENÁ LITERATURA:**

- [1] Cigánek, L., Bauer, M.: Elektrické stroje a přístroje
- [2] Fitzgerald, A.E., Kingsley, Ch., Kusko, A.: Electric machinery. McGraw Hill 1971
- [3] Pyrhonen, J., Jokinen, T., Hrabovcová, V.: Design of rotating electrical machines 2010

**Termín zadání:** 21.9.2015

**Termín odevzdání:** 24.5.2016

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

**Konzultant diplomové práce:**

**Ing. Ondřej Vitek, Ph.D., předseda oborové rady**

**UPOZORNĚNÍ:**

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



## **Abstrakt**

Tato práce se zabývá problematikou návrhu elektrického motoru pro přímý pohon kaskádního systému čerpání kapalin. Nejprve je vybrán vhodný typ motoru a některé jeho základní parametry. Zvolen byl 4 pólový třífázový asynchronní motor napájený střídavým napětím 3x400 V. Následně je proveden kompletní analytický návrh stroje s ohledem na všechny zadané požadavky. Navržený stroj je analyzován pomocí programů ANSYS Maxwell a RMXprt. Hlavním výstupem práce jsou rozměrové náčrtky motoru, které budou použity jako podklad pro výrobu prototypu.

## **Abstract**

This thesis deals with the design of electrical machine for direct drive of cascade liquid pumping system. At the beginning a suitable type of electrical machine and some of its basic parameters are selected. Finally, the 4 pole three phase induction machine powered by alternating voltage 3x400 V was chosen. After that complete design is made with respect to all specified requirements. The designed machine is analyzed with the use of ANSYS Maxwell and RMXprt software. The main outcome of the thesis are dimensional sketches of the engine that will be used as the basis for the production of the prototype.



**Klíčová slova**

třífázový asynchronní motor, elektromagnetický návrh, analýza, Ansys, Maxwell, RMxprt

**Keywords**

three phase induction machine, electromagnetic design, analysis, Ansys, Maxwell, RMxprt



### **Bibliografická citace**

JUCHELKA, R. Návrh asynchronního motoru pro kaskádní systém čerpání kapalin. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2016. 65 s. Vedoucí diplomové práce doc. Ing. Čestmír Ondrůšek, CSc..



## Prohlášení

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

Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

V Brně dne .....

Podpis autora .....

## Poděkování

Děkuji vedoucímu diplomové práce doc. Ing. Čestmíre Ondrůškovi, CSc. a Ing. Rostislavu Huzlíkovi, Ph.D. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce.

V Brně dne .....

Podpis autora .....



## OBSAH

SEZNAM OBRÁZKŮ .....	9
SEZNAM TABULEK .....	10
SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK .....	11
ÚVOD .....	15
1 KASKÁDNÍ SYSTÉM ČERPÁNÍ KAPALIN .....	16
2 VOLBA TYPU MOTORU .....	18
2.1 STEJNOSMĚRNÝ MOTOR .....	18
2.2 SYNCHRONNÍ MOTOR .....	18
2.3 SYNCHRONNÍ MOTOR S PERMANENTNÍMI MAGNETY A BLDC MOTOR .....	19
2.4 ASYNCHRONNÍ MOTOR .....	19
2.5 VOLBA ZÁKLADNÍCH VSTUPNÍCH PARAMETRŮ .....	20
2.6 VOLBA TYPU VINUTÍ .....	23
3 NÁVRH ASYNCHRONNÍHO MOTORU .....	25
3.1 POŽADAVKY NA ASYNCHRONNÍ MOTOR .....	25
3.2 POSTUP NÁVRHU ASYNCHRONNÍHO STROJE .....	26
3.3 VÝPOČET ASYNCHRONNÍHO MOTORU .....	27
3.3.1 VSTUPNÍ PARAMETRY VÝPOČTU .....	28
3.3.2 ODHAD ROZMĚRŮ ROTORU A VOLBA DÉLKY VZDUCHOVÉ MEZERY .....	28
3.3.3 NÁVRH TYPU VINUTÍ STATORU A ROTORU .....	30
3.3.4 INDUKCE VE VZDUCHOVÉ MEZĚŘE A POČET ZÁVITŮ STATOROVÉHO VINUTÍ .....	30
3.3.5 NÁVRH MAGNETICKÉHO OBVODU A ROZMĚRŮ DRÁŽEK .....	32
3.4 ANALÝZA NAVRŽENÉHO MOTORU .....	38
3.4.1 MAGNETICKÁ NAPĚTÍ A MAGNETIZAČNÍ PROUD .....	38
3.4.2 ZTRÁTY V ŽELEZE .....	42
3.4.3 ZTRÁTY VE VINUTÍ .....	44
3.4.4 MECHANICKÉ A PŘIDAVNÉ ZTRÁTY .....	45
3.5 DODATEČNÉ KONSTRUKČNÍ ÚPRAVY .....	48
3.6 VÝPOČET V RMXprt .....	49
4 ANALÝZA V ANSYS MAXWELL .....	52
4.1 ANSYS MAXWELL .....	52
4.2 NASTAVENÍ MODELU .....	52
4.2.1 NASTAVENÍ MATERIÁLŮ .....	52
4.2.2 NASTAVENÍ MESHE .....	53
4.2.3 DALŠÍ NASTAVENÍ .....	55
4.3 VÝSLEDKY ANALÝZY .....	55
4.3.1 CHOD NAPRÁZDNO .....	55
4.3.2 CHOD PŘI JMENOVITÝCH OTÁČKÁCH .....	59
ZÁVĚR .....	62
LITERATURA .....	63
PŘÍLOHY .....	65





## SEZNAM OBRÁZKŮ

<i>Obrázek 1-1 Konstrukce čerpadlového systému. Převzato z [12].....</i>	<i>16</i>
<i>Obrázek 1-2 Konstrukce pohyblivé části čerpadla. Převzato z [12].....</i>	<i>17</i>
<i>Obrázek 2-1 Ztrátové křivky plechu M250-35A – závislost <math>P_{fe}=f(f)</math>. Převzato z [3] .....</i>	<i>21</i>
<i>Obrázek 2-2 Ztrátové křivky plechu M250-35A – závislost <math>P_{fe}=f(B)</math>. Převzato z [3] .....</i>	<i>21</i>
<i>Obrázek 2-3 Srovnání měrných ztrát různých elektrotechnických plechů při <math>f=200</math> Hz. Převzato z [3][9] .....</i>	<i>22</i>
<i>Obrázek 2-4 Rozložení magnetických siločar soustředěného vinutí při <math>2p=8</math> a <math>Q_s=12</math>.....</i>	<i>24</i>
<i>Obrázek 2-5 Rozložení magnetické indukce ve vzduchové mezeře <math>2p=8</math> a <math>Q_s=12</math>.....</i>	<i>24</i>
<i>Obrázek 3-1 Hlavní rozměry stroje .....</i>	<i>25</i>
<i>Obrázek 3-2 Diagram postupu návrhu asynchronního motoru .....</i>	<i>27</i>
<i>Obrázek 3-3 Závislost velikosti <math>\delta</math> na vnitřním průměru statoru. Převzato z [2].....</i>	<i>29</i>
<i>Obrázek 3-4 Průřez vodiče statorového vinutí pro účely návrhu drážky .....</i>	<i>34</i>
<i>Obrázek 3-5 Drážka statoru.....</i>	<i>35</i>
<i>Obrázek 3-6 Určení intenzity magnetického pole v zubu statoru. Převzato z [3].....</i>	<i>39</i>
<i>Obrázek 3-7 Závislost koeficientu <math>c</math> na magnetické indukci ve <math>jhu</math> statoru a rotoru pro výpočet magnetického napětí. Převzato z [1] .....</i>	<i>40</i>
<i>Obrázek 3-8 Závislost diskových ztrát na parametru <math>s</math> .....</i>	<i>47</i>
<i>Obrázek 3-9 Konstrukční úprava rotoru – nástavce pro spojení s oběžným kolem.....</i>	<i>49</i>
<i>Obrázek 3-10 Momentová charakteristika stroje uzavřenými drážkami na rotoru .....</i>	<i>51</i>
<i>Obrázek 3-11 Momentová charakteristika stroje otevřenými drážkami na rotoru .....</i>	<i>51</i>
<i>Obrázek 4-1 Definice B-H křivky v ANSYS Maxwell .....</i>	<i>53</i>
<i>Obrázek 4-2 Síť prvků v ANSYS Maxwell při transientní analýze .....</i>	<i>54</i>
<i>Obrázek 4-3 Detail sítě prvků ve vzduchové mezeře při transientní analýze .....</i>	<i>54</i>
<i>Obrázek 4-4 Rozložení magnetického pole ve stavu naprázdno .....</i>	<i>56</i>
<i>Obrázek 4-5 Průběh magnetické indukce nad rotorovými tyčemi při simulaci naprázdno.....</i>	<i>56</i>
<i>Obrázek 4-6 Průběh magnetické indukce ve vzduchové mezeře .....</i>	<i>57</i>
<i>Obrázek 4-7 Amplitudové spektrum <math>B_\delta</math> pro prvních 50 harmonických .....</i>	<i>57</i>
<i>Obrázek 4-8 Průběh absolutní hodnoty magnetické indukce ve středu <math>jha</math> statoru.....</i>	<i>58</i>
<i>Obrázek 4-9 Rozložení magnetického pole při jmenovitých otáčkách stroje s uzavřenými rotorovými drážkami.....</i>	<i>60</i>
<i>Obrázek 4-10 Rozložení magnetického pole při jmenovitých otáčkách stroje s otevřenými rotorovými drážkami.....</i>	<i>60</i>
<i>Obrázek 4-11 Průběh magnetické indukce nad rotorovými tyčemi při 5000 otáčkách.....</i>	<i>61</i>



## SEZNAM TABULEK

<i>Tabulka 2-1 Vhodné kombinace <math>Q_s</math> a <math>2p</math> soustředěného vnutí. Převzato z [1]</i> .....	23
<i>Tabulka 3-1 Požadované parametry motoru</i> .....	26
<i>Tabulka 3-2 Vstupní parametry pro výpočet asynchronního motoru</i> .....	28
<i>Tabulka 3-3 Hlavní rozměry stroje</i> .....	38
<i>Tabulka 3-4 Objem a hmotnost jednotlivých částí stroje</i> .....	43
<i>Tabulka 3-5 Srovnání výpočtu analytického a v RMxpřt</i> .....	50
<i>Tabulka 4-1 Použité maximální vzdálenosti bodů meshe</i> .....	54
<i>Tabulka 4-2 Výsledky výpočtu v ANSYS Maxwell při chodu na prázdko</i> .....	58
<i>Tabulka 4-3 Výsledky výpočtu v ANSYS Maxwell při jmenovitých otáčkách</i> .....	59



## SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK

Zkratka	Význam	Jednotka
$a$	počet paralelních větví vinutí statoru	[-]
$a_{Cu}$	počet paralelních drátů vinutí statoru	[-]
$b_{1-5}$	šířky statorové drážky	[mm]
$B_{\delta 1}$	harmonické 1. řádu magnetické indukce ve vzduchové mezeře	[T]
$B_{\delta 1max}$	amplituda 1. harmonické magnetické indukce ve vzduchové mezeře	[T]
$B_{\delta n}$	harmonická n-tého řádu magnetické indukce ve vzduchové mezeře	[T]
$b_{tr}, b_{ts}$	šířka rotorového a statorového zubu	[mm]
$B_{tr}, B_{ts}$	magnetická indukce v rotorovém a statorovém zubu	[T]
$B_{yr}, B_{ys}$	magnetická indukce v rotorovém a statorovém jhu	[T]
$B_{yrm}, B_{ysm}$	střední hodnota magnetické indukce ve jhu rotoru a statoru	[T]
$B_{\delta max}$	maximální hodnota magnetické indukce ve vzduchové mezeře	[T]
$c, c_r, c_s$	koeficient nerovnoměrnosti magnetického pole ve jhu statoru a rotoru	[-]
$C_M$	koeficient momentu tření	[-]
$\cos \varphi$	účinník	[-]
$c\phi$	konstanta stejnosměrného stroje	[-]
$D_{bar}$	průměr rotorové tyče	[mm]
$d_{Cus}$	průměr vodiče statoru	[mm]
$d_i$	tloušťka izolace statorového vinutí	[mm]
$d_{ring}$	délka rotorového prstence v axiálním směru	[mm]
$D_{ring}$	střední průměr zkratovacího kruhu rotoru	[mm]
$D_{rIN}, D_{rOUT}$	vnitřní a vnější průměr rotoru	[mm]
$D_{sIN}, D_{sOUT}$	vnitřní a vnější průměr statoru	[mm]
$f_s$	skluzová frekvence	[Hz]
$f_{2p}, f_{4p}, f_{6p}, f_{8p}$	mechanická frekvence p-pólového stroje	[Hz]
$f_s$	synchronní frekvence	[Hz]
$h_{1-6}, h'$	výšky statorové drážky	[mm]
$h_{ring}$	šířka rotorového prstence v radiálním směru	[mm]
$H_{ts}, H_{yr}, H_{ys}$	intenzita magnetického pole v zubu statoru, jhu rotoru a jhu statoru	[A/m]
$h_{yr}, h_{ys}$	výška rotorového a statorového jha	[mm]
$I_a$	proud kotvou stejnosměrného motoru	[A]
$I_{bar}$	proud tekoucí rotorovou tyčí	[A]
$I_m$	magnetizační proud	[A]
$I_r'$	proud rotoru přepočítaný na stator	[A]



---

$I_s$	proud statoru	[A]
$J_{\text{bar}}, J_{\text{ring}}$	proudová hustota tyče a zkratovacího prstence rotoru	[A/mm <sup>2</sup> ]
$J_s$	proudová hustota vinutí statoru	[A/mm <sup>2</sup> ]
$K_{Cs}$	Carterův činitel pro stator	[-]
$k_{fe}$	činitel plnění železa	[-]
$k_{Fen}$	korekční koeficient pro výpočet ztrát v železe	[-]
$k_{pCu}$	činitel plnění mědi	[-]
$K_{rs}$	transformační poměr mezi rotorem a statorem	[-]
$k_{\text{sat}}$	saturační faktor	[-]
$k_{w1}$	činitel vinutí první harmonické	[-]
$l'$	ekvivalentní délka svazku železa	[mm]
$l_{as}$	průměrná délka vodiče statorové cívky	[mm]
$l_{fe}$	délka svazku železa	[mm]
$l_{\text{ring}}$	střední délka zkratovacího kruhu odpovídajícího jedné tyči rotoru	[mm]
$M$	moment	[Nm]
$m$	počet fází stroje	[-]
$m_{ry}, m_{sy}$	hmotnost rotorového a statorového jha	[kg]
$m_{rt}, m_{st}$	hmotnost rotorových a statorových zubů	[kg]
$N_s$	počet závitů v sérii statorového vinutí	[-]
$n$	otáčky	[min <sup>-1</sup> ]
$q$	počet drážek na pól a fázi	[-]
$p$	počet pólových dvojic	[-]
$P_0$	příkon stroje	[W]
$P_{1250}, P_{1350}$	měrné ztráty v plechu při 50 Hz	[Wkg <sup>-1</sup> ]
$P_{13200}, P_{15200}$	měrné ztráty v plechu při 200 Hz	[Wkg <sup>-1</sup> ]
$P_2$	mechanický výkon	[W]
$P_{CuR}, P_{CuS}$	ztráty ve vinutí rotoru a statoru	[W]
$P_{\text{fecelk}}$	celkové ztráty v železe	[W]
$P_{\text{fert}}, P_{\text{fest}}$	ztráty v železe rotorových a statorových zubů	[W]
$P_{\text{fery}}, P_{\text{fesy}}$	ztráty v železe rotorového a statorového jha	[W]
$Q_r, Q_r$	počet statorových a rotorových drážek	[-]
$R_a$	odpor kotvy stejnosměrného stroje	[Ω]
$R_{\text{bar}}$	odpor tyče rotoru	[Ω]
$R_{CuS}$	odpor vinutí statoru	[Ω]
$Re_{\delta}$	Couette-Reynoldsovo číslo	[-]
$R_r$	odpor rotoru	[Ω]



---

$R_r'$	odpor rotoru přepočítaný na stator	[ $\Omega$ ]
$R_{ring}$	odpor zkratovacího kruhu	[ $\Omega$ ]
$S_{bar}$	průřez rotorové tyče	[ $mm^2$ ]
$S_{cs}$	plocha vodiče statoru	[ $mm^2$ ]
$S_{cslot}$	celková plocha drážky statoru pro vinutí	[ $mm^2$ ]
$S_{Csp}$	průřez paralelního drátu statorového vinutí	[ $mm^2$ ]
$S_{ring}$	průřez rotorového prstence	[ $mm^2$ ]
$S_{ssmin}$	minimální plocha statorové drážky	[ $mm^2$ ]
$U$	napětí	[V]
$U_{m\delta}$	magnetické napětí ve vzduchové mezeře	[A]
$U_{mts}$	magnetické napětí ve statorovém zubu	[A]
$U_{myr}, U_{mys}$	magnetické napětí v rotorovém a statorovém jhu	[A]
$U_{mtot}$	celkové magnetizační napětí	[A]
$U_n$	jmenovité fázové napětí	[V]
$V_{ra}, V_{sa}$	objem rotorového a statorového mezikruží	[ $m^3$ ]
$V_{rs}, V_{ss}$	objem rotorových a statorových drážek	[ $m^3$ ]
$V_{rt}, V_{st}$	objem rotorových a statorových zubů	[ $m^3$ ]
$V_{ry}, V_{sy}$	objem jha rotoru a statoru	[ $m^3$ ]
$W_{tp}$	krok cívky	[-]
$z_{Qs}$	počet vodičů v jedné drážce statoru	[-]
$\alpha_i$	poměr mezi maximální a střední hodnotou magnetické indukce	[-]
$\alpha_u$	elektrický úhel mezi rotorovými drážkami	[ $^\circ$ ]
$\delta$	délka vzduchové mezery	[mm]
$\delta_e$	ekvivalentní délka vzduchové mezery	[mm]
$\Delta P_{ad}$	přídavné ztráty	[W]
$\Delta P_{celk}$	celkové ztráty	[W]
$\Delta P_{dod}$	celkové mechanické a přídavné ztráty	[W]
$\Delta P_{m1}$	ztráty způsobené třením rotoru o vzduchovou mezeru	[W]
$\Delta P_{m2}$	diskové ztráty	[W]
$\kappa$	součinitel otevření drážky	[-]
$\mu_0$	permeabilita vakua	[ $Hm^{-1}$ ]
$\mu_{air}$	dynamická viskozita vzduchu	[kg/ms]
$\rho_{air}$	hustota vzduchu	[Pas]
$\rho_{Cu20}, \rho_{Cu100}$	měrný odpor mědi při 20 $^\circ$ C a 100 $^\circ$ C	[ $\Omega m$ ]
$\rho_{M250-35A}$	hustota plechu M250-35A	[ $kgm^{-1}$ ]



---

$\tau_p$	pólová rozteč	[mm]
$\tau_{ur} \tau_{us}$	drážková rozteč rotoru a statoru	[mm]
$\phi_\delta$	magnetický tok ve vzduchové mezeře	[Wb]
$\chi$	štíhlostní poměr	[-]
$\omega$	elektrický úhlová rychlost	[rads <sup>-1</sup> ]
$\omega_m$	mechanická úhlová rychlost	[rads <sup>-1</sup> ]



## ÚVOD

V současné době jsou běžně pro čerpání kapalin z hlubinných vrtů používána odstředivá či objemová čerpadla, která s sebou však přinášejí některá technická omezení znesnadňující jejich univerzální použití. Cílem této práce je tedy navrhnout motor pro pohon alternativního technického řešení pro čerpání kapalin z hlubinných vrtů, který by umožňoval pomocí opakovaného kaskádního řazení čerpání z libovolné a prakticky neomezené hloubky a případně i v jiných nehlubinných aplikacích. V rámci této diplomové práce nebude řešen návrh a realizace celého systému kaskádního čerpání kapalin, ale bude pouze navrhován motor pro přímý pohon čerpadla dle zadaných požadavků. Samotný čerpací systém bude krátce představen v kapitole 1.

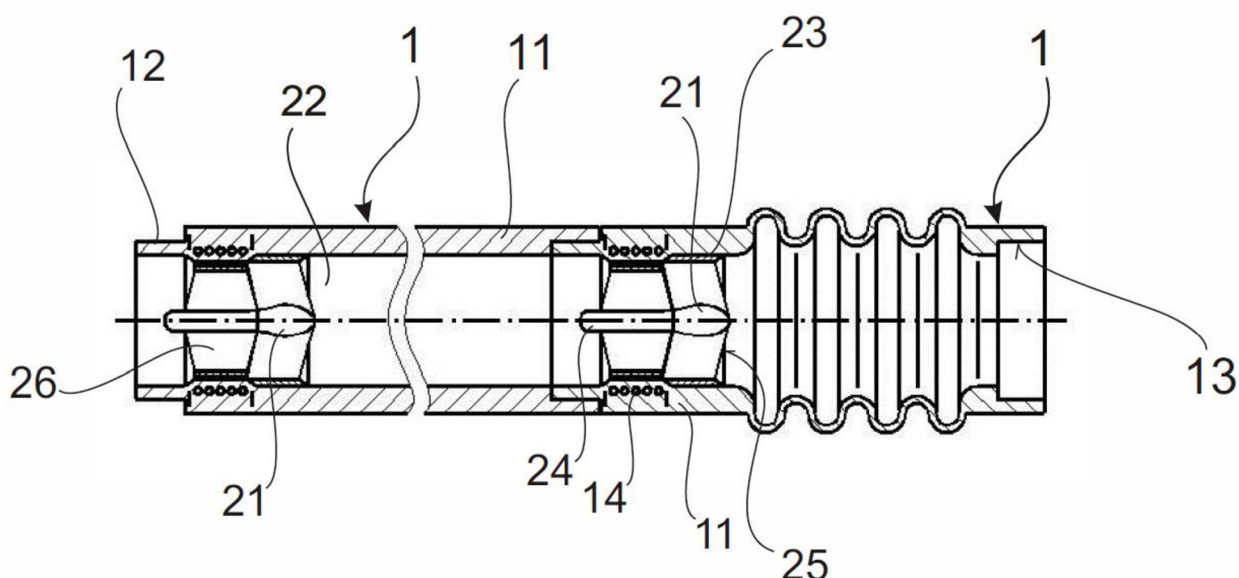
Základními parametry, které by měl navrhovaný motor splňovat, jsou mechanický výkon 2000 W, jmenovité otáčky 5000 ot/min a vnitřní průměr rotoru 100 mm. Tyto požadavky vyplývají přímo z technických parametrů použitého čerpadla a musí být splněny. Dále bude při návrhu kladena zvýšená pozornost hmotnosti rotoru, který by měla být co nejnižší, čímž dojde ke snížení nároků na použitá ložiska a snížení míry vibrací. V přeneseném významu tak při zadaném vnitřním průměru rotoru budeme usilovat o nízkou délku svazku železa. Motor nebude osazen klasickou hřídelí, ale bude s poháněnou vrtulí spojen přímo pomocí speciálních konstrukčních prvků navržených přímo pro tyto účely. Lze také předpokládat, že vzhledem k požadovanému vnitřnímu průměru rotoru bude axiální délka motoru poměrně malá, což povede k malému poměru mezi aktivní délkou vinutí statoru a délkou jeho čel.

## 1 KASKÁDNÍ SYSTÉM ČERPÁNÍ KAPALIN

Kaskádní systém čerpání kapalin, pro který je v rámci této diplomové práce navrhován poháněcí elektromotor, by měl řešit značnou část technických nedostatků dnes standardně používaných čerpadel a čerpadlových systémů. Běžně používaná odstředivá a objemová čerpadla se vyznačují zejména vysokou hmotností, což do velké míry limituje možnosti manipulace s nimi a v konečném důsledku tak i jejich použitelnost. Například pro operativní použití hasičským sborem při povodních je tak možné využívat pouze čerpadla malých výkonů. [12]

V případě čerpání kapalin z hlubokých studní je pak běžné používat čerpadla s dlouhými hřídelemi umístěnými uvnitř potrubí, na kterém je zavěšen i rotor se sacím košem zatímco pohonná jednotka zůstává umístěna na povrchu. Díky značné délce a s tím související hmotností jsou pak kladeny velké nároky na použitá, což v kombinaci s nutnou velkou tloušťkou potrubí způsobenou vysokými používanými tlaky vede k výraznému zvyšování ceny. Tyto faktory pak ještě zesilují svůj vliv v případě hlubinných vrtů, které jsou navíc limitovány i malým průměrem. Navíc pevná a dlouhá konstrukce čerpadla umožňuje aplikaci pouze v přímých vrtech, díky čemuž není možné pronikat do extrémních hloubek. [12]

Nově navrhovaný systém by měl výše zmíněné nedostatky eliminovat díky kaskádnímu řazení jednotlivých segmentů potrubí, jehož každá jednotka by byla vybavena vlastním axiálním čerpadlem s vlastním poháněcím motorem. Samotné potrubí pak může být tvořeno pevnou kovovou či plastovou trubkou, vlnovcem nebo ohebnou trubkou případně jejich kombinacemi. Díky této flexibilitě by pak celý systém měl být uplatnitelný v široké škále hlubinných i povrchových aplikací. [12]

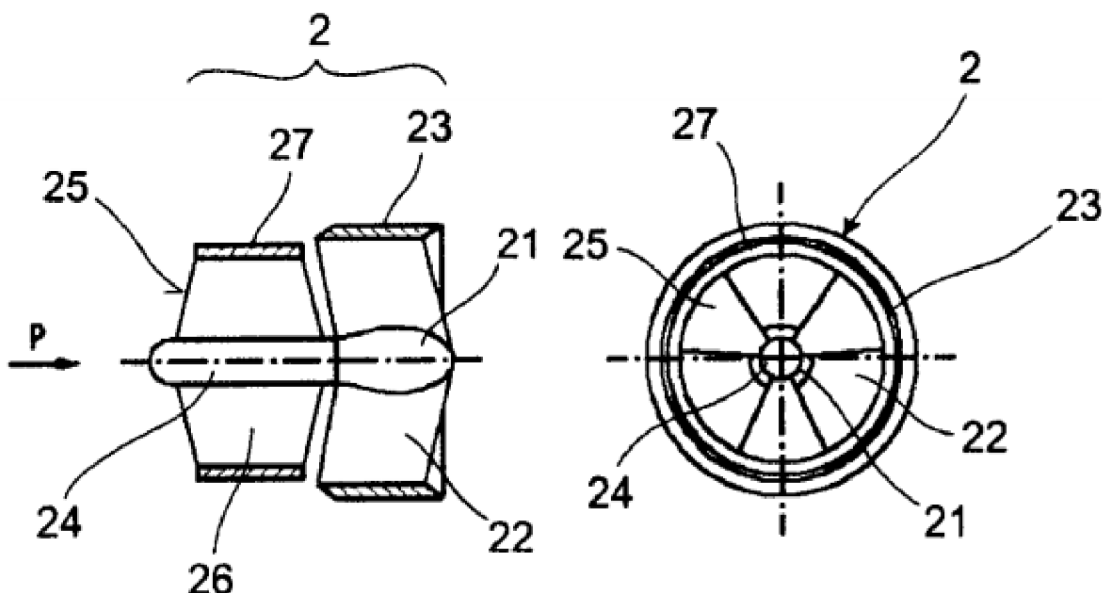


Obrázek 1-1 Konstrukce čerpadlového systému. Převzato z [12]

Konstrukce čerpadlového systému je zobrazena na obrázku 1-1. Samotný motor navrhovaný v rámci této diplomové práce je zde označen číslem 14. Stator je zabudován přímo v potrubí a rotor



je připojen ke koncům radiálních lopatek (26) oběžného kola (25). Tato část je pak spojena pomocí hřídele (24) s ložiskovým tělesem (21), ze kterého jsou vyvedena radiální žebra (22) pevně spojená s obvodovým prstencem nalisovaným či přivařeným k vnitřní stěně potrubí. Takto je celá konstrukce ukotvena v prostoru a je zabráněno jejímu pohybu. Řešení upevnění pohyblivých částí konstrukce je detailněji znázorněno na obrázku 1-2. Podrobnější popis celého systému je uveden v přihlášce užitého vzoru [12].



Obrázek 1-2 Konstrukce pohyblivé části čerpadla. Převzato z [12]

Z elektrotechnického hlediska přináší tato konstrukce výhodu ve skutečnosti, že samotný motor téměř nepřichází do styku s čerpanou kapalinou na rozdíl od často využívaných čerpadel s motorem přímo ponořeným a zcela závislým na životnosti ucpávek. Stator je v našem případě konstrukčně zcela oddělen od kapaliny, což se pozitivně projeví na bezpečnosti provozu a životnosti izolace. Rizikem tak zůstává především samotná vlhkost okolního prostředí, která však bude řešena zalitím celého statoru do epoxidu. Na druhou stranu toto konstrukční řešení předpokládá do značné míry diskový tvar motoru s nevhodným poměrem průměru a délky a z toho vyplývajícími dlouhými čely vinutí statoru. [12]

## 2 VOLBA TYPU MOTORU

### 2.1 Stejnoseměrný motor

Stejnoseměrné motory jsou nejstarším typem elektrických strojů a dodnes nachází široké uplatnění například v automobilovém průmyslu. Na statoru mají hlavní budicí vinutí napájené stejnosměrným proudem obvykle doplněné o dvě pomocná vinutí. Kompenzační vinutí tlumí reakci kotvy a komutační vinutí napomáhá rychlé komutaci. Na rotoru je pak umístěno vinutí kotvy připojené ke komutátoru, který slouží jako mechanický usměrňovač střídavého proudu rotoru. [5]

Výhodou stejnosměrných motorů je vyšší hustota výkonu v porovnání s třífázovými stroji a jejich snadná říditelnost způsobená lineárními regulačními a momentovými charakteristikami – viz rovnice (2-1) a (2-2). Naopak zásadní nevýhodou tohoto typu strojů je přítomnost kluzného kontaktu mezi kartáči a komutátorem, který je náchylný na opotřebení a vyžaduje častou údržbu zejména v náročných podmínkách provozu. [5]

$$n = \frac{U - R_a \cdot I_a}{c\phi} \quad (2-1)$$

$$n = \frac{U}{c\phi} - \frac{R_a}{(c\phi)^2} \cdot M \quad (2-2)$$

V zamýšlené aplikaci motoru – pohon čerpadla kapalin – nepředpokládáme velké požadavky na regulaci jak z hlediska rozsahu otáček, tak i z hlediska dynamičnosti. Zároveň je také zřejmé, že motor bude muset pracovat v relativně agresivním prostředí vrtů v zemi, které by způsobovalo výrazné opotřebení kluzného kontaktu. Z těchto důvodů se tedy stejnosměrný motor nejeví jako vhodná volba, a proto dále nebude navrhován.

### 2.2 Synchronní motor

Synchronní stroje v klasickém uspořádání s třífázovým vinutím na statoru a budicím vinutím na rotoru napájeném z externího budiče jsou využívány především jako generátory v energetické soustavě. Mohou sloužit i jako motory vyšších výkonů pro pohon velkých kompresorů a čerpadel. Tyto stroje však k buzení vyžadují buď připojení inverzního synchronního stroje na stejné hřídeli přes rotující usměrňovač případně napájení budicího vinutí přes kluzný kontakt se všemi nevýhodami, které toto technické řešení přináší stejně jako u stejnosměrných strojů. U těchto motorů je také problematický jejich rozběh, který bývá řešen buď pomocným klecovým vinutím, nebo pomocným motorem dimenzovaným na krátkodobý chod. Vzhledem k těmto skutečnostem a malému požadovanému výkonu na navrhovaný stroj se však synchronní motor v klasickém uspořádání nejeví jako vhodná volba. [5]

Alternativní možností může být synchronní reluktanční motor. Tyto stroje mají stator a jeho vinutí principiálně shodné s asynchronními či klasickými synchronními motory, ale zásadně se liší jejich rotor. Na něm není umístěné žádné vinutí, ale je tvořen pouze plechy se speciálně navrženými bariérami toku zajišťujícími rozdílnou magnetickou vodivost v osách d a q. Díky této konstrukční úpravě jsou minimalizovány ztráty v rotoru a reluktanční motory tak dosahují velkých účinností.



Zároveň je u tohoto typu motoru možné dosáhnout vysoké hustoty výkonu. Pro námi navrhované technické řešení však reluktanční motor nepředstavuje vhodnou volbu z důvodu požadavku na velký vnitřní průměr rotoru, který by jeho konstrukci značně deformoval a nedával by mnoho prostoru pro vytvoření bariér magnetického toku. [6]

## 2.3 Synchronní motor s permanentními magnety a BLDC motor

BLDC motor i synchronní motor s permanentními magnety (dále jen jako „PMSM“) mají stator a jeho vinutí principiálně shodné s asynchronními a klasickými synchronními motory. Liší se v použití permanentních magnetů na rotoru sloužícím jako náhrada budicího vinutí. Je možné s nimi dosáhnout vysokých účinností a vysokých hustot výkonu, tzn. malých rozměrů při daném výkonu, a jsou vhodné i pro provoz při vysokých otáčkách. Funkce kluzného kontaktu je nahrazena elektronickou komutací, pro jejíž správnou činnost je však potřeba přesně snímat polohu rotoru. V případě PMSM napájeného sinusovým proudem musí být snímání polohy rotoru kontinuální, u BLDC motoru stačí znát polohu rotoru v rámci intervalů 1/6 otáčky. Za těmito účely bývají motory vybaveny např. resolversy či inkrementálními snímači, které ale zvyšují cenu motoru a celkově je řízení motoru složitější. V rámci námi zamýšlené aplikace by také mohli nastat problémy s vyvedením signálu o poloze rotoru do řídicí elektroniky. [7] [8]

BLDC motor i PMSM mohou být konstruovány v provedení s vnějším a vnitřním rotorem. Využití jednoho z těchto motorů konstruovaných s vnitřním rotorem se nejeví pro námi navrhovaný technický jako vhodné řešení díky požadavku na vnitřní průměr rotoru 100 mm. Splněním tohoto kritéria by byl motor značně výkonově nevyužit a došlo by k potlačení jedné jeho základní výhody - malých rozměrů, přičemž by zároveň vzrostly náklady na pořízení permanentních magnetů. Varianta s vnějším rotorem se v tomto případě jeví jako potenciálně vhodnější volba. Motor bychom koncipovali tak, že by byl celý umístěn uvnitř poháněné vrtule a rotor by byl připevněn k její vnitřní stěně. V tomto případě by ovšem vnější průměr rotoru musel být maximálně cca 60 mm. Zároveň by ale také celá hmotnost stroje zatěžovala ložiska, pomocí kterých by byla vrtule uchycena k vnější konstrukci, což by vedlo ke zvýšení vibrací nebo výraznému nárůstu nákladů na ložiska. Naší snahou je pohyblivou část celé sestavy navrhnout co nejlehčí právě z důvodu zatížení ložisek, a proto nezvolíme ani tento typ stroje.

## 2.4 Asynchronní motor

U asynchronních strojů je ve statoru umístěno třífázové vinutí podobně jako u synchronních strojů. Na rotoru pak může být umístěna vinutá kotva případně kotva na krátko tvořená tyčemi a spojená zkratovacím prstencem. Stroje s vinutým rotorem umožňují ovlivňovat pomocí rotorového spouštěče připojeného přes kartáče a kroužky celkový odpor kotvy při rozběhu a regulovat tak záběrný moment a proud. Díky přítomnosti kartáčů a kroužků ale opět podobně jako u stejnosměrných strojů není tento typ stroje vhodnou volbou pro námi řešenou situaci.

Jako nejvhodnější volbou se tak proto jeví asynchronní motor s kotvou nakrátko připojený k trojfázové síti pomocí měniče. Konstrukce tohoto motoru je relativně jednoduchá a je tak odolná vůči opotřebení. Pomocí asynchronního motoru sice nelze očekávat dosažení tak vysoké hodnoty



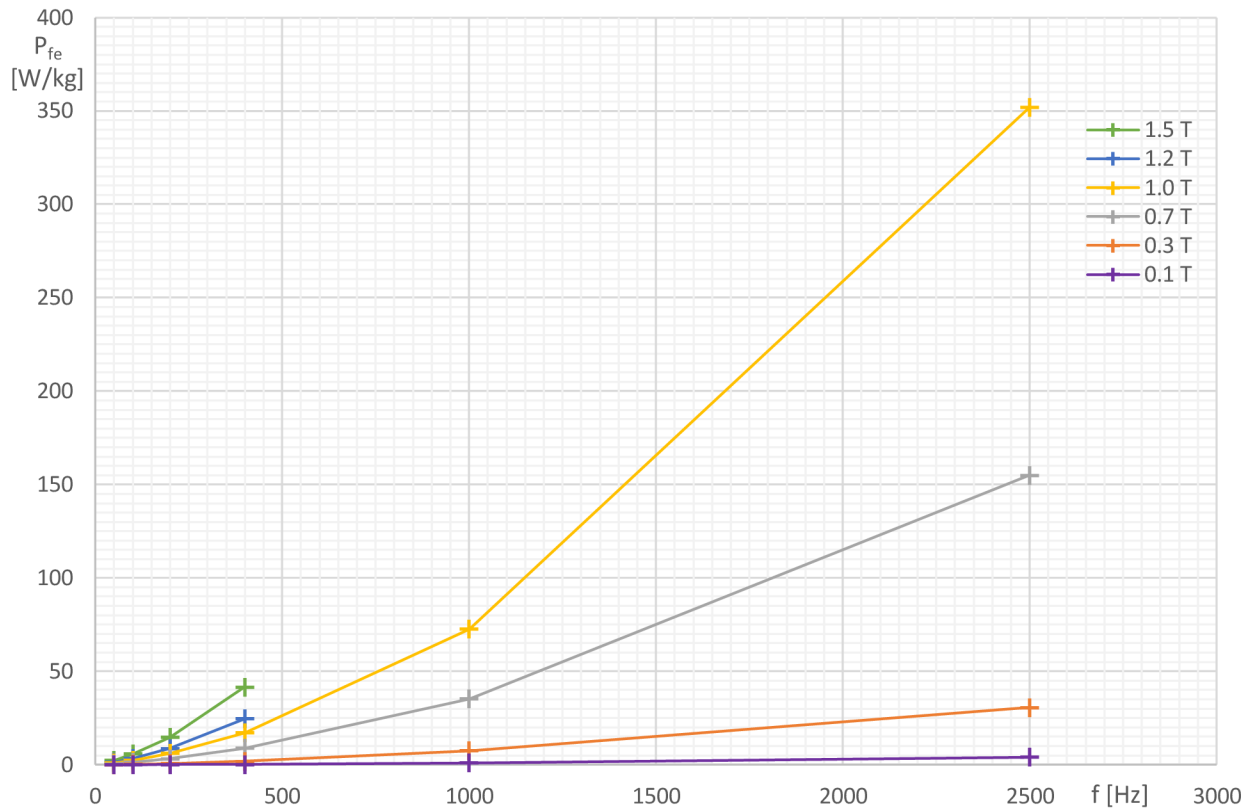
účinnosti jako u jiných strojů, ale pro ověření a otestování funkce poháněné vrtule bude tento typ motoru dostatečný.

## 2.5 Volba základních vstupních parametrů

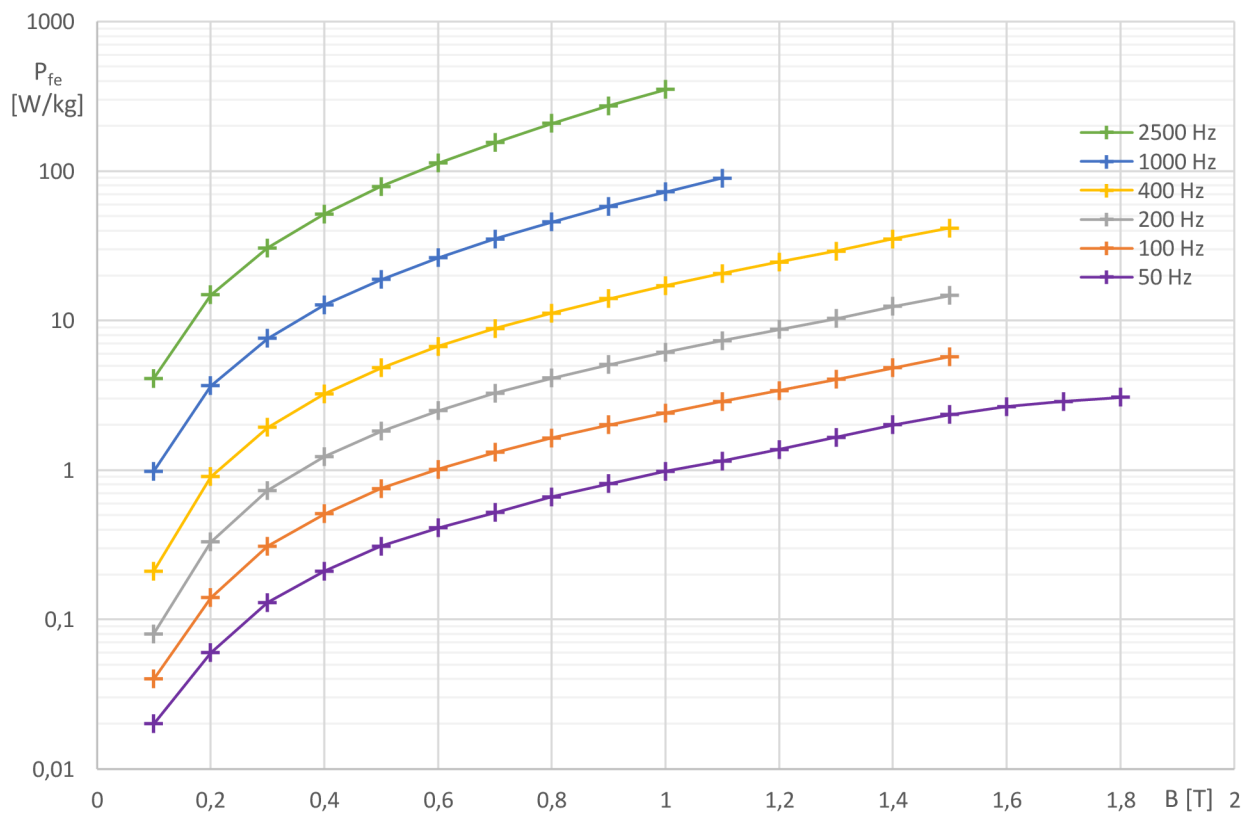
Jelikož máme zadané jen některé vstupní parametry, jmenovitě vnitřní průměr rotoru, mechanický výkon a otáčky stroje, musíme některé další vstupní veličiny volit dle vlastního uvážení ještě před začátkem samotného výpočtu motoru. Zejména se jedná o počet pólů stroje a s ním spojenou frekvenci napájecího napětí a také samotnou velikost napájecího napětí.

Naším cílem je, aby měl realizovaný systém co nejširší možnosti použití. Proto pro napájení budeme volit standardní napěťovou hladinu dostupnou v koncovém stupni distribuční sítě elektrické energie. Zvolíme třífázové napájení 3x400 V, díky kterému zároveň dosáhneme nižšího proudového zatížení stroje a nižších Joulových ztrát. Dále pak volíme běžně používané zapojení satorového vinutí do hvězdy, čímž zároveň také zcela eliminujeme okruhové proudy, které by mohly vznikat při nerovnoměrnostech vinutí u zapojení do trojúhelníku.

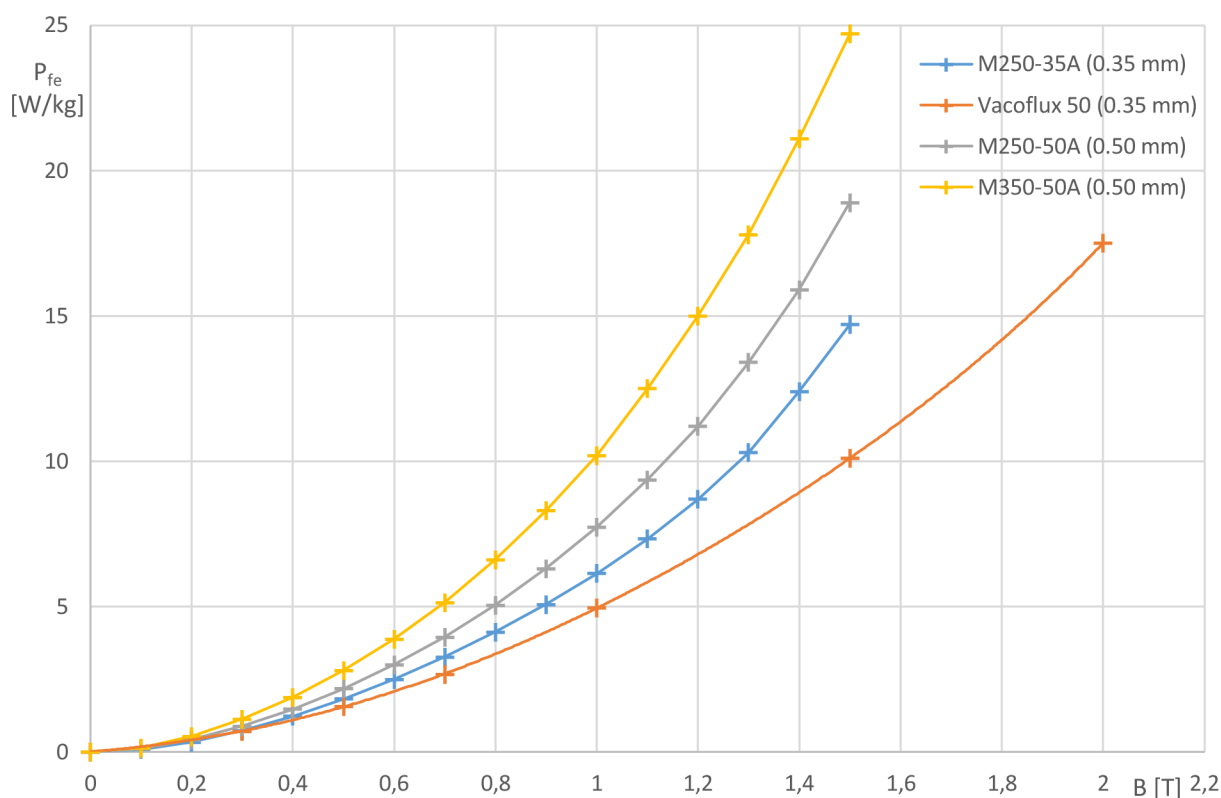
Další důležitou volbou je počet pólů stroje. Jelikož stroj bude provozován na 5000 otáčkách za minutu, nelze jej napájet napětím o síťové frekvenci, ale je nutné jej připojit přes měnič a stroj napájet napětím o vyšší frekvenci. S rostoucím počtem pólů pak tato napájecí frekvence ještě roste a rostou tak hysterezní ztráty a ztráty vířivými proudy v magnetickém obvodu stroje. Z tohoto úhlu pohledu je tedy naší snahou mít počet pólů co nejnižší. Nicméně vzhledem k požadavku na velikost vnitřního průměru rotoru 100 mm lze předpokládat poměrně velká čela vinutí satoru. Tato skutečnost bude ještě umocněna krátkou délkou svazku železa, kterou lze opět vzhledem k velkým radiálním rozměrům v kombinaci s relativně nízkým výkonem stroje předpokládat. Dostáváme se tak do situace, kdy by čela vinutí mohla být delší než aktivní délka vodičů uvnitř magnetického obvodu. To by mohlo vést k zbytečně vysokým Joulovým ztrátám, a proto by z tohoto důvodu bylo vhodné volit vyšší počet pólových dvojic, čímž bychom snížili délku čel satorového vinutí. Je proto nutné najít kompromisní řešení mezi těmito dvěma rozpornými požadavky. Je přitom vhodné vzít v úvahu konkrétní materiálové vlastnosti použitých plechů a zjistit tak, jaké frekvenční zatížení snesou. V našem případě bude využit elektrotechnický plech M250-35A o tloušťce 0,35 mm, jehož ztrátové křivky jsou zobrazeny na obrázcích 2-1 a 2-2. B-H křivka je přiložena v příloze A. Mimo jiné díky nízké tloušťce se jedná o nadprůměrně kvalitní elektrotechnický materiál vhodný pro aplikace s vyšší frekvencí napájecího napětí. Srovnání měrných ztrát při  $f=200 \text{ Hz}$  s některými jinými typy plechů o tloušťce 0,35 a 0,50 mm je uvedeno na obrázku 2-3. Je vidět, že by bylo možné použít i kvalitnější plechy, které by umožnily vyšší napájecí frekvenci. Jako příklad může být uveden plech Vacoflux 50 o tloušťce 0,35, který byl také dlouhou dobu zvažován a jehož měrné ztráty jsou také uvedeny v obrázku 2-3, případně jsou v dnešní době na trhu dostupné i plechy ještě vyšší kvality s tloušťkou 0,2 mm i 0,1 mm, nicméně u těchto vysokojakostních materiálů již výrazně stoupá cena a jejich použití se vyplatí až u vysokootáčkových strojů. Proto bude z ekonomických důvodů využít právě plech M250-35A. [10]



Obrázek 2-1 Ztrátové křivky plechu M250-35A – závislost  $P_{fe}=f(f)$ . Převzato z [3]



Obrázek 2-2 Ztrátové křivky plechu M250-35A – závislost  $P_{fe}=f(B)$ . Převzato z [3]



Obrázek 2-3 Srovnání měrných ztrát různých elektrotechnických plechů při  $f=200$  Hz.

Převzato z [3][9]

Vzhledem k uvažovanému mechanickému výkonu stroje 2000 W by ztráty v magnetickém obvodu stroje neměly v extrémním případě přesahovat hodnotu cca 100 - 150 W. Převáděno na měrné ztráty by se měli maximální hodnoty pohybovat v řádu 10-20 W/kg. Z grafů ztrát je zřejmé, že při indukci 1,5 T, která se může v některých částech statoru běžně vyskytovat (například u okrajů drážek), tuto podmínku splňujeme v oblasti frekvencí mezi kolem 200 Hz, při snížení požadavku na velikost ztrát bychom mohli použít i frekvence do cca 300 Hz. Pomocí vztahu (2-3) vypočteme základní mechanickou frekvenci dvoupólového stroje a následně pomocí vztahů (2-4), (2-5) a (2-6) odpovídající elektrické frekvence vícepólových strojů.

$$f_{2p} = \frac{n}{60} = \frac{5000}{60} = 83,33 \text{ Hz} \quad (2-3)$$

$$f_{4p} = p \cdot f_{2p} = 2 \cdot 83,33 = 166,67 \text{ Hz} \quad (2-4)$$

$$f_{6p} = p \cdot f_{2p} = 3 \cdot 83,33 = 250 \text{ Hz} \quad (2-5)$$

$$f_{8p} = 4 \cdot f_{2p} = 4 \cdot 83,33 = 333,33 \text{ Hz} \quad (2-6)$$

Jak již bylo zmíněno výše, naší snahou je co nejvíce využít potenciál materiálu a dosáhnout tak co nejkratších čel statorového vinutí. S ohledem na toto, vypočtené frekvence a skutečnost, že frekvence napájecího napětí musí být v případě asynchronního motoru ještě o něco vyšší než frekvence mechanického otáčení, volíme 4 pólový stroj. Nyní na základě mechanické frekvence pro 4 pólový stroj vypočítané rovnicí 2-4 stanovíme právě synchronní frekvenci napájení pomocí

vztahu (2-7). Budeme při tom uvažovat skluz při jmenovitých otáčkách přibližně 3%. Skutečnou hodnotu skluzu po zaokrouhlení frekvence vypočteme pomocí rovnice (2-8).

$$f_s = \frac{f_{4p}}{1-s} = \frac{166,67}{1-0,03} = 171,82 \doteq 172 \text{ Hz} \quad (2-7)$$

$$s = \frac{f_s - f_{2p}}{f_s} = \frac{172 - 166,67}{172} = 0,031 \quad (2-8)$$

## 2.6 Volba typu vinutí

Jak již bylo zmíněno v kapitole 2.5, lze očekávat, že vzhledem ke geometrickým požadavkům na námi navrhovaný stroj a jeho poměrně nízkému výkonu by mohlo ve výsledku dojít k nepříznivému poměru mezi aktivní délkou vinutí a jeho čely u běžně používaného rozloženého vinutí. Z tohoto důvodu nyní zvážíme možnost použití soustředěného vinutí, které se běžně využívá u synchronních strojů s permanentními magnety. U tohoto typu vinutí je cívka omotaná vždy jen kolem jednoho statorového zubu, čímž dojde k výraznému zkrácení jejího čela. Zároveň díky téměř shodné cívkové a pólové rozteči stroje s tímto typem vinutí dosahují vysoké hustoty momentu. Nevýhodou u tohoto typu vinutí je, že je možné ho navrhnout je v omezených kombinacích počtu statorových drážek a počtu pólů, přičemž pro vyšší počet statorových drážek je nezbytné použít i vyšší počet pólů. Zároveň některé kombinace není vhodné použít z důvodu nevyváženého magnetického tahu, i když by je bylo možné teoreticky zkonstruovat. Příklady některých u synchronních strojů s permanentními magnety běžně používaných vhodných kombinací počtu statorových drážek a počtu pólů s jejich činiteli vinutí jsou uvedeny v tabulce 2-1. [1] [13] [14]

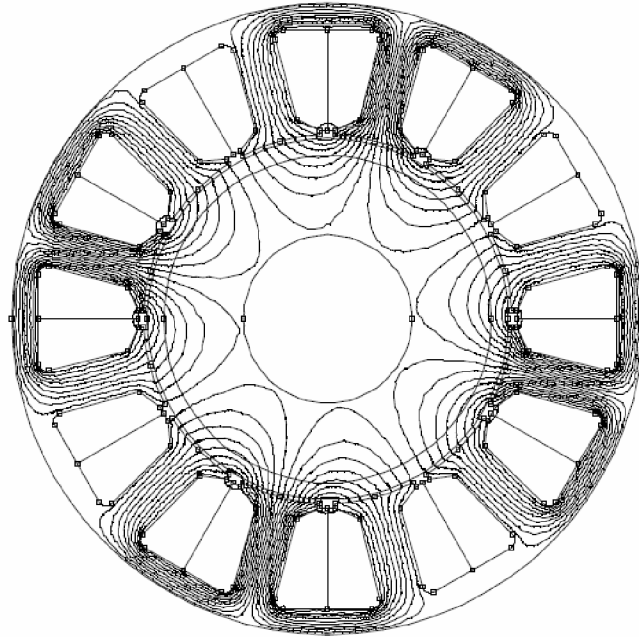
Tabulka 2-1 Vhodné kombinace  $Q_s$  a  $2p$  soustředěného vinutí. Převzato z [1]

$Q_s$	$2p$							
	4	6	8	10	12	14	16	20
6	0,866		0,866					
9		0,866			0,866			
12			0,866	0,933		0,933		
15				0,866				0,866
18					0,866		0,945	0,945

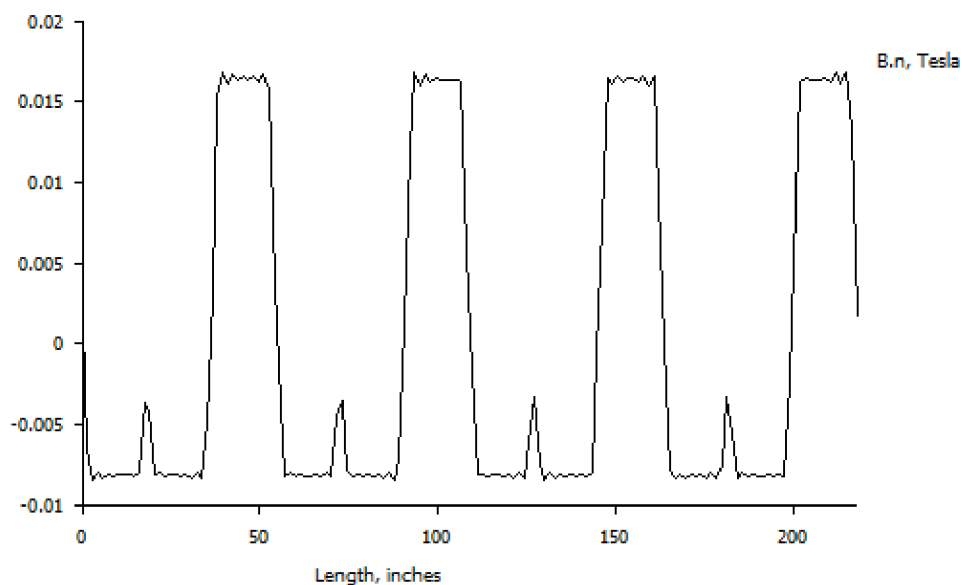
Při použití dříve zmíněných plechů M250-35A bychom mohli uvažovat o 4 pólové případně 6 pólové variantě. Pokud bychom použili kvalitnější plechy, v úvahu by připadaly i 8 pólové stroje. V případě varianty se 4 póly bychom však mohli použít pouze 6 statorových drážek, čímž bychom ztratili výhodu zkrácení čel vinutí. K podobné situaci by pravděpodobně došlo i v případě 6 pólů s 9 statorovými drážkami. Dále se proto budeme zabývat pouze variantou s 8 póly.

Dalším rizikem u použití soustředěného vinutí u asynchronního motoru je absence permanentních magnetů. Ty se v případě běžných aplikací u synchronních motorů výrazně podílejí na tvorbě magnetického pole a svým umístěním ovlivňují jeho rozložení v magnetickém obvodu. Abychom zjistili rozložení magnetického při absenci permanentních magnetů na rotoru, provedeme základní simulace pomocí metody konečných prvků v programu FEMM. Jelikož nám

jde pouze o obecné rozložení pole a přibližný průběh magnetické indukce ve vzduchové mezeře daný typem vinutí, není potřeba klást velký důraz na konkrétní parametry modelovaného stroje. Výsledky provedené simulace jsou uvedeny na následujících obrázcích. Na obrázku 2-4 je možné vidět rozložení magnetických siločar a na obrázku 2-5 je znázorněn průběh magnetické indukce ve vzduchové mezeře vinutí 8 pólového stroje s 12 statorovými drážkami (variantu s 6 drážkami jsme nevažovali opět kvůli délce čel vinutí).



Obrázek 2-4 Rozložení magnetických siločar soustředěného vinutí při  $2p=8$  a  $Q_s=12$



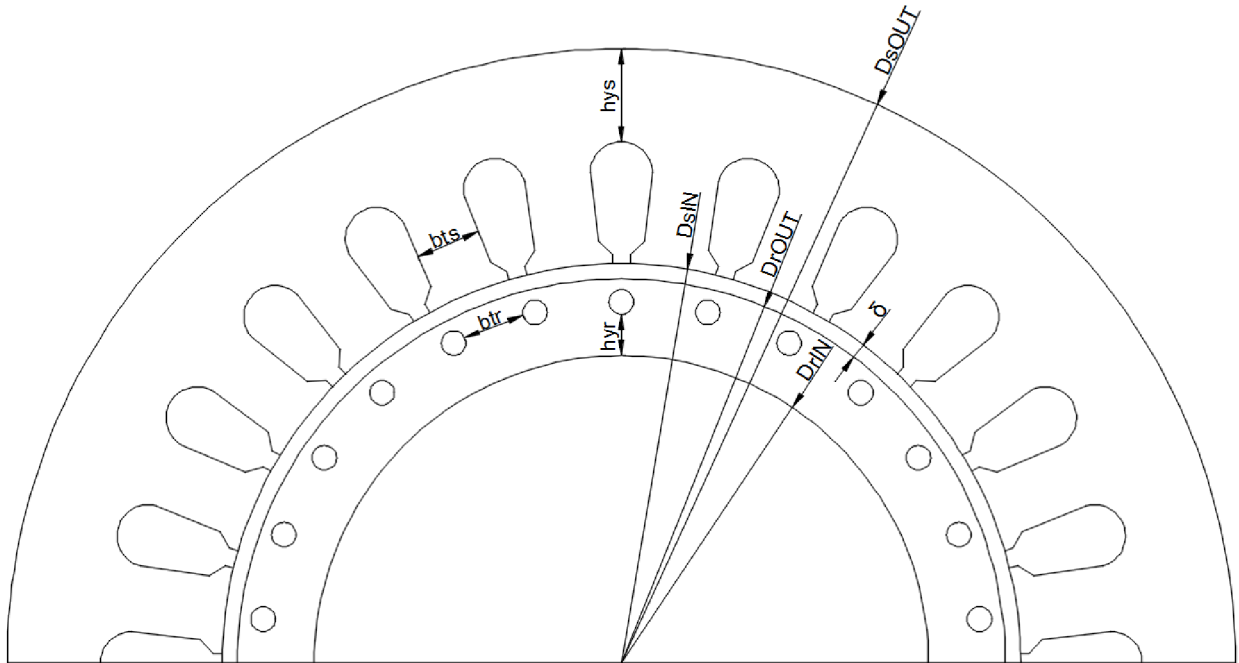
Obrázek 2-5 Rozložení magnetické indukce ve vzduchové mezeře  $2p=8$  a  $Q_s=12$

Z výše uvedeného obrázku je patrné, že průběh magnetické indukce ve vzduchové mezeře je nevyhovující a obsahují velký podíl vyšších harmonických složek. Soustředěné vinutí se tak bez použití permanentních magnetů jeví jako nevhodné a dále při návrhu použijeme klasické rozložené vinutí.



### 3 NÁVRH ASYNCHRONNÍHO MOTORU

Cílem návrhu je stanovit hlavní rozměry budoucího asynchronního motoru spolu s rozměry drážek a jednotlivých částí magnetického obvodu a parametry vinutí. Za hlavní rozměry stroje budeme považovat spolu s aktivní délkou železa  $l_{fe}$  také vnitřní a vnější průměry rotoru  $D_{rIN}$  a  $D_{rOUT}$  a vnitřní a vnější průměry statoru  $D_{sIN}$  a  $D_{sOUT}$  a délku vzduchové mezery dle obrázku 3-1. Kromě toho jsou na obrázku 3-1 definovány také další rozměry stroje: šířka rotorového zubu  $b_{tr}$ , šířka statorového zubu  $b_{ts}$  a výška jha rotoru a statoru  $h_{yr}$  a  $h_{ys}$ .



Obrázek 3-1 Hlavní rozměry stroje

#### 3.1 Požadavky na asynchronní motor

Základní požadavky na navrhovaný asynchronní motor jsou dány použitou poháněným oběžným kolem turbíny a celkovou konstrukcí čerpadla. Takto jsou definovány především hodnoty mechanického výkonu a otáček a dále je vnitřní průměr rotoru odpovídající průměru trubky, kterou bude proudit čerpaná kapalina a maximální vnější průměr statoru. S ohledem na možnost snadné aplikace v praxi také volíme jmenovité napájecí napětí odpovídající napájení z běžné třífázové zásuvky snižené o předpokládané úbytky na měniči a přívodních kabelech. Konkrétní hodnoty parametrů jsou uvedeny v tabulce 3-1.

Jelikož bude navrhován experimentální prototyp asynchronní motoru za účel zjištění proveditelnosti celého řešení kaskádního čerpání kapalin, není vyžadována žádná specifická hodnota účinnosti ani účinníku. Tyto hodnoty tedy budou pro účely návrhu orientačně zvoleny autorem práce.

Tabulka 3-1 Požadované parametry motoru

Mechanický výkon na hřídeli	$P_2$	2000 W
Otáčky	$n$	5000 $\text{min}^{-1}$
Vnitřní průměr rotoru	$D_{rIN}$	100 mm
Maximální vnější průměr statoru	$D_{sOUTmax}$	250 mm
Napájecí napětí	$U_n$	370 V

### 3.2 Postup návrhu asynchronního stroje

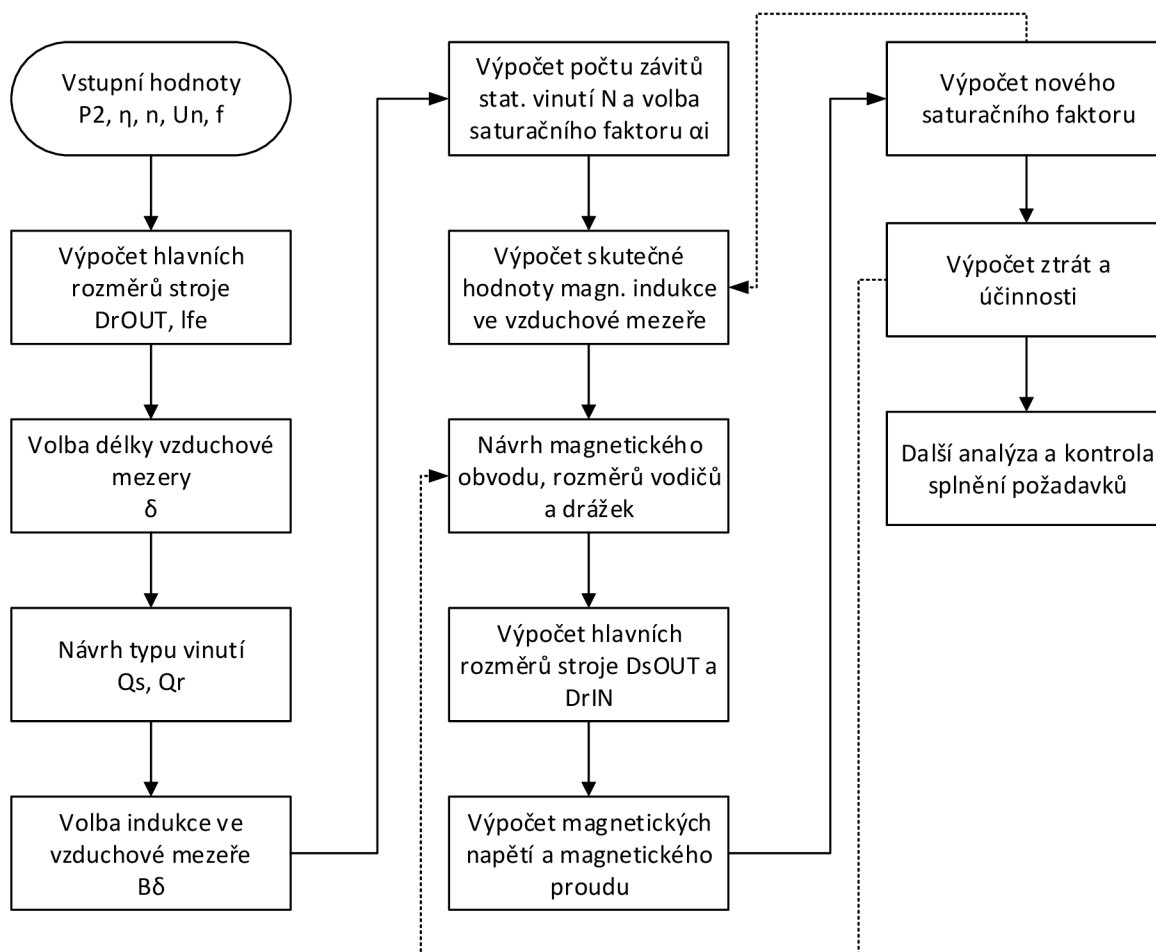
Zjednodušený diagram běžného postupu při návrhu asynchronního motoru je znázorněn na obrázku 3-2. Z něj je patrné, že na začátku procesu jsou vstupní hodnoty jako například mechanický výkon, otáčky, velikost a frekvence napájecího napětí, účinnost nebo i konkrétní typ konstrukce. Na základě zadaného momentu (respektive mechanického výkonu a otáček) stroje stanoví hlavní rozměru rotoru – jeho průměr a délka, jejichž poměr se nazývá štíhlostní poměr a měl by u každého typu elektrického stroje splňovat určitá kritéria. Pro asynchronní stroje se lze řídit následujícím vztahem. [1]

$$\chi = \frac{l'}{D_{rOUT}} \approx \frac{\pi}{2p} \sqrt[3]{p}$$

V dalším kroku je stanovena délka vzduchové mezery. Následuje volba typu a návrh vinutí a s ním spojené určení počtu statorových a rotorových drážek. Posléze volíme maximální hodnotu magnetické indukce ve vzduchové mezeře, pro kterou opět existují doporučené intervaly s ohledem na typ navrhovaného stroje. U asynchronních strojů je proto obvyklé volit magnetickou indukci v rozmezí 0,7 – 0,9 T. Na základě dříve určeného rozložení vinutí a geometrie stroje pak lze stanovit činitel vinutí a s jeho využitím určit potřebný počet závitů v každé drážce tak, aby bylo dosaženo právě požadované magnetické indukce ve vzduchové mezeře. Takto zjištěný počet závitů obvykle nevyjde v oboru celých čísel, proto je jej potřeba zaokrouhlit a následně určit novou hodnotu magnetické indukce ve vzduchové mezeře, která se bude nepatrně lišit od původní zamýšlené.

Následně již přistupujeme k návrhu magnetického obvodu stroje. Na začátku volíme hodnotu magnetické indukce v zubech statoru  $B_{st}$  a rotoru  $B_{rt}$ . Pro obě veličiny lze v literatuře opět nalézt doporučené hodnoty. Vhodně zvolené hodnoty těchto magnetických indukcí by měly vést k optimálnímu využití železa s přijatelnými ztrátami. Posléze lze určit potřebnou šířku statorových a rotorových zubů a nadimenzovat statorové a rotorové drážky. V dalším kroku je potřeba opět nejlépe dle doporučení zvolit hodnotu magnetické indukce statorového a rotorového jha a na základě těchto hodnot určit potřebnou šířku těchto částí stroje.

Na základě takto získaných rozměrů a dalších parametrů stroje pak lze spočítat magnetická napětí v jednotlivých částech a z nich pak určit potřebný magnetizační proud. V tomto bodě také ověříme volbu saturačního faktoru použitého na začátku při výpočtu počtu závitů statorového vinutí. V případě že se hodnota neshoduje s původní, je potřeba celý výpočet iteračně opakovat. Následovat by také měla celková analýza stroje – určení odporů a indukčností, stanovení ztrát, účinníku a účinnosti a v případě nevyhovujících výsledků či při zjištění účinnosti rozdílné od původně předpokládané by měl být stroj přepočítán se změněnými parametry.



Obrázek 3-2 Diagram postupu návrhu asynchronního motoru

### 3.3 Výpočet asynchronního motoru

V této kapitole již přistoupíme k samotnému výpočtu asynchronního motoru. Nicméně postup výpočtu a zejména pak doporučení uvedená dříve v kapitole 3.2 nelze bohužel v tomto případě přesně aplikovat. Důvodem je zadaný požadavek na vnitřní průměr rotoru. Díky tomuto kritériu nebude možné dodržet doporučení pro štíhlostní poměr ani pro objem rotoru odpovídající momentu stroje. Bude proto nutné akceptovat skutečnost, že železo motoru nebude optimálně využité a lze také předpokládat, že magnetické indukce v jednotlivých částech motoru budou nižší, než bývají standardní hodnoty uváděné v odborné literatuře (zejména v případě statorových a rotorových zubů, kde se navýšení radiálních rozměrů projeví nejvíce).

V této kapitole bude uveden analytický výpočet 4 pólového 3 fázového asynchronního motoru se zapojením statorového vinutí do hvězdy. Stejný stroj bude navržen také s pomocí programu RMxprt a výsledky budou následně porovnány. Navrženy budou také další varianty stroje s jiným počtem pólů či rozdílným zapojením vinutí, ale již zde nebude uveden jejich detailní výpočet. V další kapitole budou pouze porovnány a diskutovány dosažené výsledky a bude zvolena nejvhodnější varianta stroje pro výrobu prototypu.

### 3.3.1 Vstupní parametry výpočtu

Kromě již dříve uvedených požadavků je pro potřeby výpočtu nezbytné stanovit některé další veličiny. Zejména se jedná o předpokládanou účinnost, účinník  $\cos \varphi$ , frekvenci napájecího napětí a v neposlední řadě je potřeba zvolit délku vzduchové mezery. Požadavky zejména na účinnost elektrických strojů jsou v současnosti poměrně vysoké a do budoucna ještě porostou, nicméně stroj je navrhován zatím pouze za účelem výroby prototypu a ověření realizovatelnosti celého systému kaskádního čerpání kapalin a proto i s ohledem na předpokládané nestandartní rozměry v této fázi zvolíme následující hodnoty:

$$\eta = 0,82$$

$$\cos \varphi = 0,70$$

Celkový přehled vstupní parametrů pro výpočet asynchronního motoru je uveden v tabulce 3-2.

Tabulka 3-2 Vstupní parametry pro výpočet asynchronního motoru

Mechanický výkon na hřídeli	$P_2$	2000 W
Otáčky	$n$	5000 $\text{min}^{-1}$
Vnitřní průměr rotoru	$D_{rIN}$	100 mm
Napájecí napětí	$U_n$	370 V
Počet fází	$m$	3
Počet pólů	$2p$	4
Počet pólových dvojic	$p$	2
Účinnost	$\eta$	0,82
Účinník	$\cos \varphi$	0,70

### 3.3.2 Odhad rozměrů rotoru a volba délky vzduchové mezery

Jak již bylo dříve zmíněno, nelze hlavní rozměry rotoru stanovit podle obecně uváděných doporučení. V prvotní fázi návrhu je proto potřeba vnější průměr rotoru a délku svazku železa odhadnout. Níže uvedené hodnoty již pak odpovídají finálním rozměrům vycházejících z několikanásobného opakování výpočtu za účelem získání co nejlepších výsledků.

$$D_{rOUT} = 142 \text{ mm}$$

$$l_{fe} = 30 \text{ mm}$$

Pro výpočet velikosti vzduchové mezery neexistují žádné jednoznačné analytické vztahy, lze vycházet pouze z empirických doporučení, která se však mohou v různých literárních zdrojích lišit, přičemž nejnižší možná velikost dosažitelná se současnými výrobními technologiemi je 0,2 mm. Například v [1] je velikost vzduchové mezery určována pomocí vztahů (3-1) a (3-2) vycházejících z výkonu stroje. Nicméně tyto vztahy platí pouze stroje napájené napětím o frekvenci 50 Hz. [1]

$$\delta = \frac{0,2 + 0,01 \cdot P^{0,4}}{1000} m; p = 1 \quad (3-1)$$

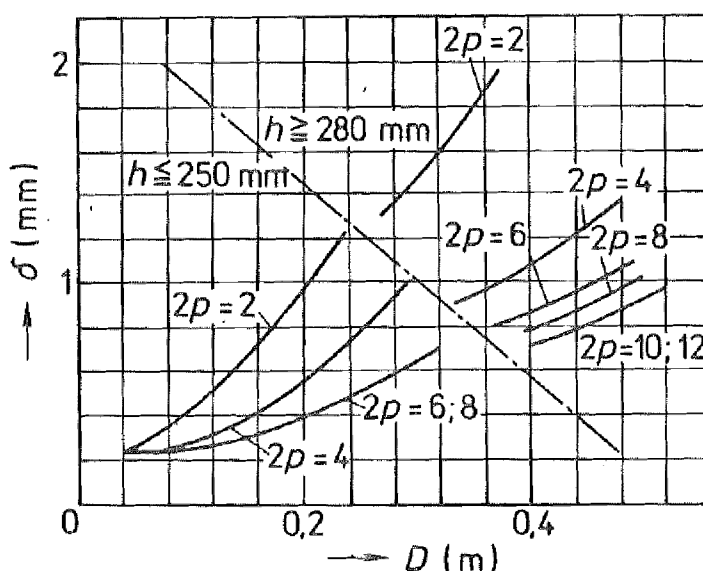
$$\delta = \frac{0,18 + 0,006 \cdot P^{0,4}}{1000} m; p > 1 \quad (3-2)$$

Naproti tomu podle [2] lze délku vzduchové mezery určit na základě vnitřního průměru statoru a počtu pólů stroje. Závislost je znázorněná na obrázku 3-3. Vnitřní průměr statoru v této fázi ještě neznáme, ale vzhledem k zadanému vnitřnímu průměru rotoru lze předpokládat, že jeho hodnota se bude nacházet někde v intervalu 0,13-0,15 m. Těmto rozměrům by pak pro 4 pólový stroj dle obrázku 3-2 odpovídala vzduchová mezera o délce přibližně 0,24 mm. Taková hodnota by však vzhledem k poměrně vysokým otáčkám kladla extrémní nároky na ložiska. Dále je potřeba pamatovat na skutečnost, že vzhledem k vlhkému prostředí, ve kterém by měl motor pracovat, bude nezbytné stator zalít do vrstvy epoxidu, který bude chránit izolaci statorového vinutí. Tato vrstva bude částečně zasahovat i do vzduchové mezery, a i když se z magnetického hlediska nijak neprojeví, je nezbytné s ní uvažovat, aby nedošlo k nežádoucímu kontaktu s rotorem. Z těchto důvodů proto zvolíme podstatně větší vzduchovou mezery:

$$\delta = 1 \text{ mm}$$

Pro další výpočty je vhodné určit také ekvivalentní délku svazku železa, kterou vypočítáme dle vztahu (3-3). Pokud uvažujeme ekvivalentní délku železa, vycházíme z toho, že magnetický tok na konci svazku neprochází přímo vzduchovou mezerou, ale částečně se uzavírá i vzduchem v těsné blízkosti konce stroje. [1]

$$l' = l_{fe} + 2 \cdot \delta = 29 + 2 \cdot 1 = 32 \text{ mm} \quad (3-3)$$



Obrázek 3-3 Závislost velikosti  $\delta$  na vnitřním průměru statoru. Převzato z [2]



### 3.3.3 Návrh typu vinutí statoru a rotoru

Pro stator zvolíme dvouvrstvé vinutí se dvěma drážkami na pól a fázi, tzn.  $q = 2$  a se zkráceným krokem na  $5/6$ , tzn.  $W_p = 5/6$ . Zkrácením kroku bude dosaženo omezení podílu vyšších prostorových harmonických v prostorovém průběhu magnetické indukce ve vzduchové mezeře a zároveň částečnému zkrácení čel vinutí statoru. Celkový počet statorových drážek pak bude dán vztahem (3-4). Schéma zapojení cívek odpovídající tomuto uspořádání je uvedeno v příloze B.

$$Q_s = 2 \cdot p \cdot q \cdot m = 2 \cdot 2 \cdot 2 \cdot 3 = 24 \quad (3-4)$$

Rotorové vinutí bude tvořené kruhovými tyčemi umístěnými v drážkách. Díky kruhovému tvaru bude možné použít měděné tyče, které jsou náročnější na opracování na rozdíl od běžněji používaných hliníkových, ale na druhou stranu mají lepší elektrické vlastnosti. Počet drážek rotoru volíme na základě dříve určeného počtu statorových drážek. Je potřeba dodržet mnoho pravidel, aby na chod stroje nepůsobily negativní synchronní momenty nebo asynchronní momenty vyšších harmonických, případně aby stroj příliš nevíbroval, přičemž závisí i na počtu pólů stroje. Soupis všech těchto pravidel je uveden např. v [1]. Po jejich aplikování zbyde relativně malý počet možných kombinací počtu statorových a rotorových drážek. Pro 4 pólový motor s 24 statorovými drážkami tedy volíme rotorové vinutí se 38 tyčemi:

$$Q_r = 38$$

Nyní můžeme stanovit některé geometrické parametry stroje, které budou potřeba později pro další výpočty. Vnitřní průměr statoru určíme dle rozměrů rotoru a vzduchové mezery pomocí vztahu (3-5). Výpočet pólové a drážkové rozteče statoru uvádí vztahy (3-6) a (3-7), drážkovou rozteč rotoru pak vztah (3-8). Zároveň také můžeme ověřit splnění doporučeného intervalu pro drážkovou rozteč statoru, který je dle [1] pro asynchronní motory 7 – 45 mm.

$$D_{sIN} = D_{rOUT} + 2 \cdot \delta = 142 + 2 \cdot 1 = 144 \text{ mm} \quad (3-5)$$

$$\tau_p = \pi \frac{D_{sIN}}{2p} = \pi \frac{144}{4} = 113,1 \text{ mm} \quad (3-6)$$

$$\tau_{us} = \pi \frac{D_{sIN}}{Q_s} = \pi \frac{144}{24} = 18,85 \text{ mm} \quad (3-7)$$

$$\tau_{ur} = \pi \frac{D_{rOUT}}{Q_r} = \pi \frac{142}{38} = 11,74 \text{ mm} \quad (3-8)$$

### 3.3.4 Indukce ve vzduchové mezeře a počet závitů statorového vinutí

Abychom mohli stanovit počet závitů v sérii statorového vinutí, je nejprve potřeba stanovit požadovanou maximální hodnotu magnetické indukce ve vzduchové mezeře  $B_{\delta\max}$ . U asynchronních motorů je běžné volit tuto veličinu v rozsahu 0,7 – 0,9 T. V případě našeho stroje jsme však museli zvolit relativně velkou hodnotu vzduchové mezery vzhledem k jeho výkonu 2000 W a geometrickému uspořádání (velké radiální a malé axiální rozměry neodpovídající ideálnímu štíhlostnímu poměru). Tím dojde k zvýšení magnetického napětí ve vzduchové mezeře a jemu odpovídajícímu potřebnému magnetizačnímu proudu při relativně malém činném proudu.



Ve výsledku by pak stroj měl velmi nízký účinník  $\cos \varphi$ . Z těchto důvodů tedy zvolíme nižší hodnotu magnetické indukce ve vzduchové mezeře:

$$B_{\delta \max} = 0,52 T$$

Od velikosti magnetické indukce se také částečně odvíjí hodnoty magnetické indukce v dalších částech stroje, které zásadním způsobem ovlivňují ztráty v železe. Nižší hodnota se tedy pozitivně projeví i na snížení těchto ztrát a částečně tak vykompenzuje vliv vyšší napájecí frekvence motoru. Dále je potřeba stanovit činitel vinutí první harmonické vycházející z rozložení vinutí zvoleného v předchozí kapitole podle rovnice (3-9).

$$k_{w1} = \frac{2 \cdot \sin\left(W_p \frac{\pi}{2}\right) \cdot \sin\left(\frac{\pi}{m \cdot 2}\right)}{\frac{Q_s}{m \cdot p} \sin\left(\pi \frac{p}{Q_s}\right)} = \frac{2 \cdot \sin\left(\frac{5 \pi}{6 \cdot 2}\right) \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3 \cdot 2}\right)}{\frac{24}{3 \cdot 2} \sin\left(\pi \frac{2}{24}\right)} = 0,933 \quad (3-9)$$

Nyní již lze vypočítat potřebný počet závitů v sérii jedné fáze podle rovnice (3-11), přičemž úlovou rychlost spočítáme dle vztahu (3-10) a budeme uvažovat hodnotu poměru mezi maximální a střední hodnotou magnetické indukce ve vzduchové mezeře:

$$\alpha_i = \frac{2}{\pi}$$

$$\omega = 2 \cdot \pi \cdot f = 2 \cdot \pi \cdot 170 = 1080,71 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1} \quad (3-10)$$

$$N_s = \frac{0,95 \cdot \sqrt{2} \frac{U_n}{\sqrt{3}}}{\omega \cdot k_{w1} \cdot \alpha_i \cdot B_{\delta \max} \cdot \tau_p \cdot l'} = \frac{0,95 \cdot \sqrt{2} \frac{370}{\sqrt{3}}}{1080,71 \cdot 0,933 \frac{2}{\pi} \cdot 0,52 \cdot 113,1 \cdot 10^{-3} \cdot 32 \cdot 10^{-3}} \doteq 237,57 \quad (3-11)$$

Koeficient 0,95 u napájecího napětí zavádíme z důvodu zohlednění úbytku napětí na samotném vinutí. Zároveň nesmíme zapomenout, že statorové vinutí bude zapojeno do hvězdy a přepočítat napájecí sdružené napětí na napětí na jedné fázi stroje. Počet vodičů v jednotlivých drážkách pak určíme dle vztahu (3-12). Pro stroj zvolíme jednu paralelní větev vinutí:

$$a = 1$$

$$z_{Q_s} = 2 \cdot a \cdot m \cdot \frac{N_s}{Q_s} = 2 \cdot 1 \cdot 3 \cdot \frac{237,57}{24} = 59,39 \quad (3-12)$$

Jelikož počet závitů musí být celé číslo a v případě dvouvrstvého vinutí také sudé číslo, je potřeba získaný výsledek zaokrouhlit. [1] Finální počet vodičů v jedné statorové drážce tedy bude:

$$z_{Q_s} = 60$$

Dle vztahu (3-13) pak určíme celkový počet závitů v sérii jedné fáze a následně vypočteme novou maximální hodnotu magnetické indukce odpovídající tomuto počtu závitů podle rovnice (3-14) a ověříme, že se příliš neliší od původní předpokládané hodnoty.



$$N_s = \frac{Q_s \cdot z_{Qs}}{2 \cdot a \cdot m} = \frac{24 \cdot 60}{2 \cdot 1 \cdot 3} = 240 \quad (3-13)$$

$$B_{\delta \max} = \frac{0,95 \cdot \sqrt{2} \frac{U_n}{\sqrt{3}}}{\omega \cdot k_{w1} \cdot \alpha_i \cdot N_s \cdot \tau_p \cdot l'} = \frac{0,95 \cdot \sqrt{2} \frac{370}{\sqrt{3}}}{1080,71 \cdot 0,933 \cdot \frac{2}{\pi} \cdot 240 \cdot 113,1 \cdot 10^{-3} \cdot 32 \cdot 10^{-3}} \doteq 0,515 \quad (3-14)$$

### 3.3.5 Návrh magnetického obvodu a rozměrů drážek

Na začátku návrhu magnetického obvodu je potřeba stanovit hodnoty magnetické indukce v rotorových a statorových zubech a ve jhu obou hlavních částí stroje. V literatuře lze opět nalézt doporučené intervaly. V případě rotorového a statorového jha zvolíme hodnotu přibližně v polovině těchto intervalů. Naopak u rotorových a statorových zubů volíme mírně nižší hodnoty z důvodu velkých radiálních rozměrů stroje.

$$B_{ts} = 1,20T$$

$$B_{tr} = 1,10T$$

$$B_{ys} = 1,60T$$

$$B_{yr} = 1,30T$$

Na základě zvolených magnetických indukcí pak podle vztahů (3-15) a (3-16) vypočítáme potřebné rozměry statorových a rotorových zubů. V této fázi již budeme uvažovat upravenou hodnotu magnetické indukce ve vzduchové mezeře dle vztahu 3-14. Při výpočtu předpokládáme činitel plnění železa typický pro plech M250-35A: [15]

$$k_{fe} = 0,95$$

$$b_{ts} = \frac{l' \cdot \tau_{us}}{k_{fe} \cdot l_{fe}} \cdot \frac{B_{\delta \max}}{B_{st}} = \frac{32 \cdot 18,85}{0,95 \cdot 30} \cdot \frac{0,514}{1,20} = 9,08 \doteq 9 \text{ mm} \quad (3-15)$$

$$b_{tr} = \frac{l' \cdot \tau_{ur}}{k_{fe} \cdot l_{fe}} \cdot \frac{B_{\delta \max}}{B_{rt}} = \frac{32 \cdot 11,74}{0,95 \cdot 30} \cdot \frac{0,514}{1,10} \doteq 6,17 \text{ mm} \quad (3-16)$$

Pro návrh rozměrů drážek statoru respektive tyčí rotoru je potřeba si zvolit proudové hustoty v jednotlivých vinutích. Pro měděné vinutí je doporučováno rozmezí 3-8 A/mm<sup>2</sup>. V případě statoru budeme volit hodnoty z nižší části tohoto intervalu, protože zde nebude umístěno žádné aktivní chlazení. Naproti tomu rotor bude z vnitřní strany chlazen proudící vodou, a proto je možné zvolit vyšší hodnoty proudové hustoty. V případě zkratovacího kruhu lze opět díky velkým radiálním rozměrům předpokládat spíše nižší proudové zatížení. Dále je potřeba podle vztahu (3-17) vypočítat proudové zatížení vodičů a dle rovnice (3-18) odpovídající plochu vodiče.





$$J_s = 3,5 \text{ A/mm}^2$$

$$J_{bar} = 7 \text{ A/mm}^2$$

$$J_{ring} = 4 \text{ A/mm}^2$$

$$I_s = \frac{P}{m \cdot \frac{U_n}{\sqrt{3}} \cdot \eta \cdot \cos \varphi} = \frac{2000}{3 \cdot \frac{370}{\sqrt{3}} \cdot 0,82 \cdot 0,7} = 5,437 \text{ A} \quad (3-17)$$

$$S_{cs} = \frac{I_s}{a \cdot J_s} = \frac{5,437}{1 \cdot 3,5} = 1,553 \text{ mm}^2 \quad (3-18)$$

Následně stanovíme potřebný průměr vodiče dle vztahu (3-19).

$$d_{cus} = 2\sqrt{\frac{S_{cs}}{\pi}} = 2\sqrt{\frac{1,572}{\pi}} = 1,406 \text{ mm} \quad (3-19)$$

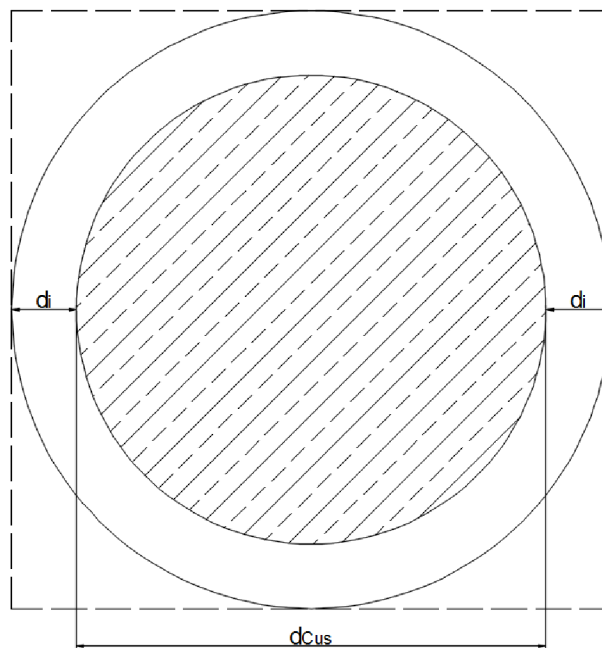
Měděný vodič o takovém průměru by se však špatně ohýbal, což by zkomplikovalo proces navíjení vinutí. Optimálně by vodič měl mít průměr do 1 mm. Z tohoto důvodu přikročíme k rozdělení statorového vodiče na 3 paralelní dráty. Dle rovnic (3-20) a (3-21) stanovíme průřez a průměr nových vodičů, následně zaokrouhlíme na standardizovaný průměr a nakonec dle vztahu (3-22) vypočteme skutečnou finální plochu vodiče nezbytnou pro další výpočty.

$$S_{Csp} = \frac{S_{cs}}{a_{Cu}} = \frac{1,553}{3} \doteq 0,52 \text{ mm}^2 \quad (3-20)$$

$$d_{cus} = 2\sqrt{\frac{S_{Csp}}{\pi}} = 2\sqrt{\frac{0,52}{\pi}} = 0,81 \doteq 0,8 \text{ mm} \quad (3-21)$$

$$S_{cs} = \pi \frac{d^2}{4} = \pi \frac{0,8^2}{4} = 0,503 \text{ mm}^2 \quad (3-22)$$

Nyní zvolíme požadovaný činitel plnění mědi a následně dle vztahu (3-23) vypočteme potřebnou plochu drážky. Pro potřeby návrhu drážky však nebudeme počítat s kruhovým průřezem vodiče. Místo toho budeme uvažovat čtvercový průřez a průměr vodiče ještě zvětšíme o tloušťku izolace  $d_i = 0,055 \text{ mm}$ . Situace je znázorněna na obrázku 3-4. Čtvercový průřez bude lépe reprezentovat reálné uložení vodičů v drážce. Činitel plnění mědi se obvykle pohybuje v intervalu 0,3 – 0,7. Protože stroj bude vyráběn pouze jako prototyp, nebudeme využívat horní hranici tohoto intervalu. Zajistíme tak jednodušší proces navíjení statorového vinutí a zároveň tak necháme prostor pro případ, že by bylo potřeba použít silnější vodič například z důvodu snížení ztrát či proudové hustoty.



Obrázek 3-4 Průřez vodiče statorového vinutí pro účely návrhu drážky

$$k_{pCu} = 0,55$$

$$S_{ssmin} = \frac{z_{Qs} \cdot a_{Cu} \cdot (d_{Cus} + 2 \cdot d_i)^2}{k_{pCu}} = \frac{60 \cdot 3 \cdot (0,8 + 2 \cdot 0,055)^2}{0,55} = 271,01 \text{ mm}^2 \quad (3-23)$$

Nyní již můžeme přikročit k samotnému návrhu rozměrů drážky statoru, které budou značeny dle obrázku 3-5. Při návrhu je nutné respektovat zejména dříve spočítanou šířku statorového zubu. Rozměry  $b_1$ ,  $h_1$ ,  $h_2$ ,  $h_3$ ,  $h_6$  a  $h'$  je potřeba stanovit na začátku, přičemž velikost  $h_6$  reprezentuje drážkovou izolaci,  $h'$  odpovídá mezifázové izolaci (v případě jednovrstvého vinutí by byla nulová) a součet  $h_2$  a  $h_3$  je dán velikostí drážkového klínu. Šířka otevření drážky  $b_1$  by z elektromagnetického pohledu měla být co nejmenší z důvodu omezení podílu vyšších harmonických složek v průběhu magnetické indukce ve vzduchové mezeře. Naproti tomu je však potřeba brát v potaz složitost výroby stroje, kdy při malém otevření by bylo velmi náročné vkládat vodiče do drážky. Zvolená hodnota tedy byla stanovena po konzultaci s budoucím výrobcem prototypu motoru.

$$b_1 = 3 \text{ mm}$$

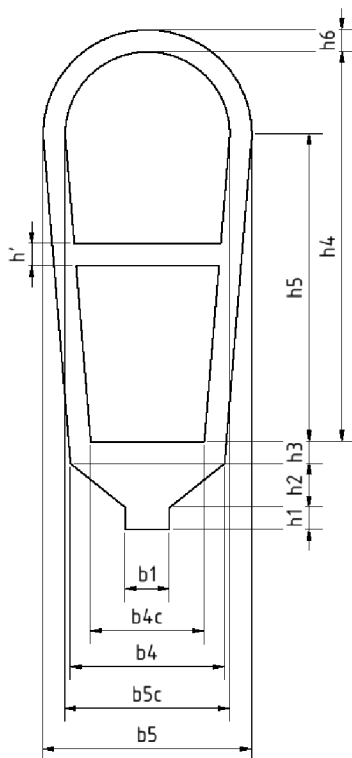
$$h_1 = 1,5 \text{ mm}$$

$$h_2 = 1,5 \text{ mm}$$

$$h_3 = 1,5 \text{ mm}$$

$$h_6 = 0,5 \text{ mm}$$

$$h' = 0,5 \text{ mm}$$



Obrázek 3-5 Drážka statoru

Další rozměry pak vypočteme dle vztahů (3-24) a (3-25).

$$b_4 = \frac{\pi [D_{sIN} + 2 \cdot (h_1 + h_2)]}{Q_s} - b_{st} = \frac{\pi [144 + 2 \cdot (1,5 + 1,5)]}{24} - 9 \doteq 10,63 \text{ mm} \quad (3-24)$$

$$b_{4c} = \frac{\pi \cdot [D_{sIN} + 2 \cdot (h_1 + h_2 + h_3)]}{Q_s} - 2 \cdot h_6 - b_{st} = \frac{\pi \cdot [144 \cdot 10^3 + 2 \cdot (1,5 + 3 + 0,5)]}{24} - 2 \cdot 0,5 - 9 = 10,03 \text{ mm} \quad (3-25)$$

Aby byla zachována konstantní šířka statorového zubu, volíme dále již jen výšku drážky  $h_5$  tak, aby byl v kombinaci se závislou šířkou  $b_5$  reprezentující plochu mědi a vypočítanou dle rovnice (3-26) pokud možno splněn požadavek na plochu drážky. Celkovou šířku a plochu mědi v drážce pak spočteme podle vztahů (3-27) a (3-28) a porovnáme s dříve vypočítanou minimální hodnotou. Pro pozdější výpočty ještě dle (3-29) určíme celkovou fyzickou plochu drážky.

$$h_5 = 16,5 \text{ mm}$$

$$b_{5c} = b_{4c} + \frac{2 \cdot \pi \cdot h_5}{Q_s} = 10,03 + \frac{2 \cdot \pi \cdot 16,5}{24} = 14,34 \text{ mm} \quad (3-26)$$

$$b_5 = b_{5c} + 2 \cdot h_6 = 14,34 + 2 \cdot 0,5 = 15,34 \text{ mm} \quad (3-27)$$



$$S_{cslot} = \frac{b_{4c} + b_{5c}}{2} (h_s - h') + \frac{\pi}{8} b_{5c}^2 = \frac{10,03 + 14,34}{2} (16,5 - 0,5) + \frac{\pi}{8} 14,34^2 = 275,72 \text{ mm}^2 \quad (3-28)$$

$$S_{slot} = b_1 \cdot h_1 + h_2 \cdot \frac{b_4 + b_1}{2} + h_3 \cdot \left( b_4 + \frac{\pi \cdot h_3}{Q_s} \right) + h_5 \cdot \frac{b_4 + b_5}{2} + \frac{\pi \cdot b_5^2}{8} =$$
$$3 \cdot 1 + 1,5 \cdot \frac{10,63 + 3}{2} + 3 \cdot \left( 10,63 + \frac{\pi \cdot 1,5}{24} \right) + 18 \cdot \frac{10,63 + 15,34}{2} + \frac{\pi \cdot 15,34^2}{8} = 337,82 \text{ mm}^2 \quad (3-29)$$

Zjištěná hodnota plochy drážky se nepatrně liší od požadované hodnoty. Proto tedy nyní spočítáme nový činitel plnění mědi podle vztahu (3-30). Nová hodnota činitele plnění mědi je však nižší než původně předpokládaná, takže rozměry drážky již není potřeba měnit.

$$k_{pCu} = \frac{z_{Qs} \cdot \alpha_{Cu} \cdot (d_{Cus} + 2 \cdot d_i)^2}{S_{slot}} = 275,72 = 0,541 \quad (3-30)$$

Rotorové vinutí bude tvořeno kruhovými tyčemi spojenými zkratovacím prstencem. Pro stanovení jejich rozměrů je potřeba nejprve vypočítat proudové zatížení. Podle rovnice (3-31) vypočítáme rotorový proud přepočítaný na stator a dále s pomocí transformačního poměru získaného vztahem (3-32) vypočítáme dle rovnice (3-33) proud tekoucí jednou rotorovou tyčí.

$$I'_r = I_s \cdot \cos \varphi = 5,437 \cdot 0,7 = 3,806 \text{ A} \quad (3-31)$$

$$K_{rs} = \frac{2 \cdot m \cdot k_{wl} \cdot N_s}{Q_r} = \frac{2 \cdot 3 \cdot 0,933 \cdot 240}{38} = 35,36 \quad (3-32)$$

$$I_{bar} = I'_r \cdot K_{rs} = 3,85 \cdot 35,36 = 136,14 \text{ A} \quad (3-33)$$

Proud ve zkratovacím kruhu vypočteme dle vztahu (3-35), kde  $\alpha_u$  je elektrický úhel mezi drážkami rotoru vypočítaný podle (3-34).

$$\alpha_u = \frac{2 \cdot \pi \cdot p}{Q_r} = \frac{2 \cdot \pi \cdot 2}{38} = 0,105 \cdot \pi \text{ rad} \quad (3-34)$$

$$I_{ring} = \frac{I_{bar}}{2 \cdot \sin \frac{\alpha_u}{2}} = \frac{134,56}{2 \cdot \sin \frac{0,105 \cdot \pi}{2}} = 415,87 \text{ A} \quad (3-35)$$

Z takto získaných proudů pak stanovíme potřebné plochy průřezů vinutí rotoru dle vztahů (3-36) a (3-37).

$$S_{bar} = \frac{I_{bar}}{J_{bar}} = \frac{134,56}{7} = 19,22 \text{ mm}^2 \quad (3-36)$$

$$S_{ring} = \frac{I_{ring}}{J_{ring}} = \frac{415,87}{4} = 103,97 \text{ mm}^2 \quad (3-37)$$

Nejprve určíme průměr rotorové tyče pomocí rovnice (3-38) a následně zaokrouhlíme. Zkratovací prstenec bude v radiálním směru pokrývat celou délku rotoru, proto jako jeho výšku

použijeme rozdíl vnitřního a vnějšího poloměru rotoru dle vztahu (3-39) a následně dopočítáme podle vztahu (3-40) jeho délku v axiálním směru a také zaokrouhlíme.

$$D_{bar} = h_{ring} = \sqrt{\frac{4 \cdot S_{bar}}{\pi}} = \sqrt{\frac{4 \cdot 19,22}{\pi}} = 4,95 \text{ mm} \doteq 5 \text{ mm} \quad (3-38)$$

$$h_{ring} = \frac{D_{rOUT} - D_{rIN}}{2} = \frac{142 - 100}{2} = 21 \text{ mm} \quad (3-39)$$

$$d_{ring} = \frac{S_{ring}}{h_{ring}} = \frac{101,19}{21} = 4,82 \text{ mm} \doteq 5 \text{ mm} \quad (3-40)$$

Skutečné plochy vodičů rotoru vypočítáme podle rovnic (3-41) a (3-42) a korigované proudové hustoty podle rovnic (3-43) a (3-44).

$$S_{bar} = \pi \cdot \frac{D_{bar}^2}{4} = \pi \cdot \frac{5^2}{4} = 19,63 \text{ mm}^2 \quad (3-41)$$

$$S_{ring} = h_{ring} \cdot d_{ring} = 5 \cdot 21 = 105 \text{ mm}^2 \quad (3-42)$$

$$J_{bar} = \frac{I_{bar}}{S_{bar}} = \frac{134,56}{19,63} = 6,85 \text{ A/mm}^2 \quad (3-43)$$

$$J_{ring} = \frac{I_{ring}}{S_{ring}} = \frac{404,77}{105} = 3,85 \text{ A/mm}^2 \quad (3-44)$$

Nyní již zbývá dopočítat výšku statorového a rotorového jha. Při výpočtu vyjdeme z dříve zvolených hodnot magnetické indukce pro tyto části stroje. Nejprve podle vztahu (3-45) vypočte me magnetický tok ve vzduchové mezeře a následně dle rovnic (3-46) a (3-47) stanovíme potřebné výšky jha rotoru a statoru.

$$\phi_{\delta} = \frac{0,95 \cdot \sqrt{2} \cdot \frac{U_n}{\sqrt{3}}}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot N_s \cdot k_{w1}} = \frac{0,95 \cdot \sqrt{2} \cdot \frac{370}{\sqrt{3}}}{2 \cdot \pi \cdot 172 \cdot 240 \cdot 0,933} = 1,186 \text{ mWb} \quad (3-45)$$

$$h_{ys} = \frac{\phi_{\delta}}{2 \cdot k_{fe} \cdot l \cdot B_{ys}} = \frac{1,186 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 0,95 \cdot 32 \cdot 10^{-3} \cdot 1,60} = 12,19 \text{ mm} \quad (3-46)$$

$$h_{yr} = \frac{\phi_{\delta}}{2 \cdot k_{fe} \cdot l \cdot B_{yr}} = \frac{1,186 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 0,95 \cdot 32 \cdot 10^{-3} \cdot 1,30} = 15,01 \text{ mm} \quad (3-47)$$

Nyní již známe všechny potřebné rozměry statoru, abychom mohli určit dle (3-48) minimální vnější průměr stroje. Podle rovnice (3-49) také určíme vnější průměr rotoru. Budeme při tom uvažovat 1mm odsazení rotorové tyče od povrchu rotoru. Protože jsme rotorovou drážku nenavrhovali stejně jako statorovou již s ohledem na potřebnou šířku zubu, je také potřeba ověřit podle rovnice (3-50), že jsme dodrželi minimální požadovanou šířku rotorového zubu.

$$D_{sOUT} = D_{sIN} + 2 \cdot \left( h_1 + h_2 + h_3 + h_5 + \frac{b_5}{2} + h_{ys} \right) =$$

$$144 + 2 \cdot \left( 1,5 + 1,5 + 1,5 + 16,5 + \frac{15,34}{2} + 12,19 \right) = 225,73 \doteq 226 \text{ mm} \quad (3-48)$$

$$D_{rOUT} = D_{rIN} + 2 \cdot (h_{yr} + D_{bar} + 1) = 100 + 2 \cdot (15,01 + 5 + 1) = 142,02 \doteq 142 \text{ mm} \quad (3-49)$$

$$b_{tr} = \frac{\pi \cdot (D_{rOUT} - 2 \cdot 1 + D_{bar})}{Q_r} - D_{bar} = \frac{\pi \cdot (142 - 2 \cdot 1 - 5)}{38} - 5 = 6,16 \text{ mm} \quad (3-50)$$

Zjištěná šířka rotorového zubu je nepatrně nižší než požadovaná hodnota, ale protože byla na začátku zvolena poměrně nízká hodnota magnetické indukce v této části stroje, nebude její malé zvýšení činit problémy a nemusíme tudíž již geometrii rotoru měnit. Přehled všech hlavních konečných rozměrů navrhovaného stroje pak je pak uveden v tabulce 3-3. Názkresy navrženého stroje lze nalézt v příloze C.

Tabulka 3-3 Hlavní rozměry stroje

$D_{rIN}$	100 mm
$D_{rOUT}$	142 mm
$\delta$	1 mm
$D_{sIN}$	144 mm
$D_{sOUT}$	226 mm
$l_{fe}$	30 mm

## 3.4 Analýza navrženého motoru

### 3.4.1 Magnetická napětí a magnetizační proud

Magnetická napětí spočítáme zvlášť pro jednotlivé části stroje – statorové a rotorové jho, statorový a rotorový zub a pro vzduchovou mezeru. Nejprve spočítáme hodnotu vzduchovou mezeru. Pro tyto účely je potřeba korigovat délku vzduchové mezery z důvodu drážkování statoru pomocí Carterova činitele spočítaného dle vztahu (3-52) s využitím součinitele otevření drážky vypočítaného podle (3-51). Následně dle (3-53) upravíme délku vzduchové mezery a pak pomocí rovnice (3-54) vypočteme magnetické napětí. V případě, že by vinutí rotoru bylo umístěno v otevřených drážkách podobně jako v případě statoru, počítali bychom Carterův činitel samostatně pro obě části stroje a následně oba aplikovali při výpočtu ekvivalentní délky vzduchové mezery. [1] [4]

$$\kappa \doteq \frac{\frac{b_1}{\delta}}{5 + \frac{b_1}{\delta}} = \frac{\frac{3}{1}}{5 + \frac{3}{1}} \doteq 0,375 \quad (3-51)$$

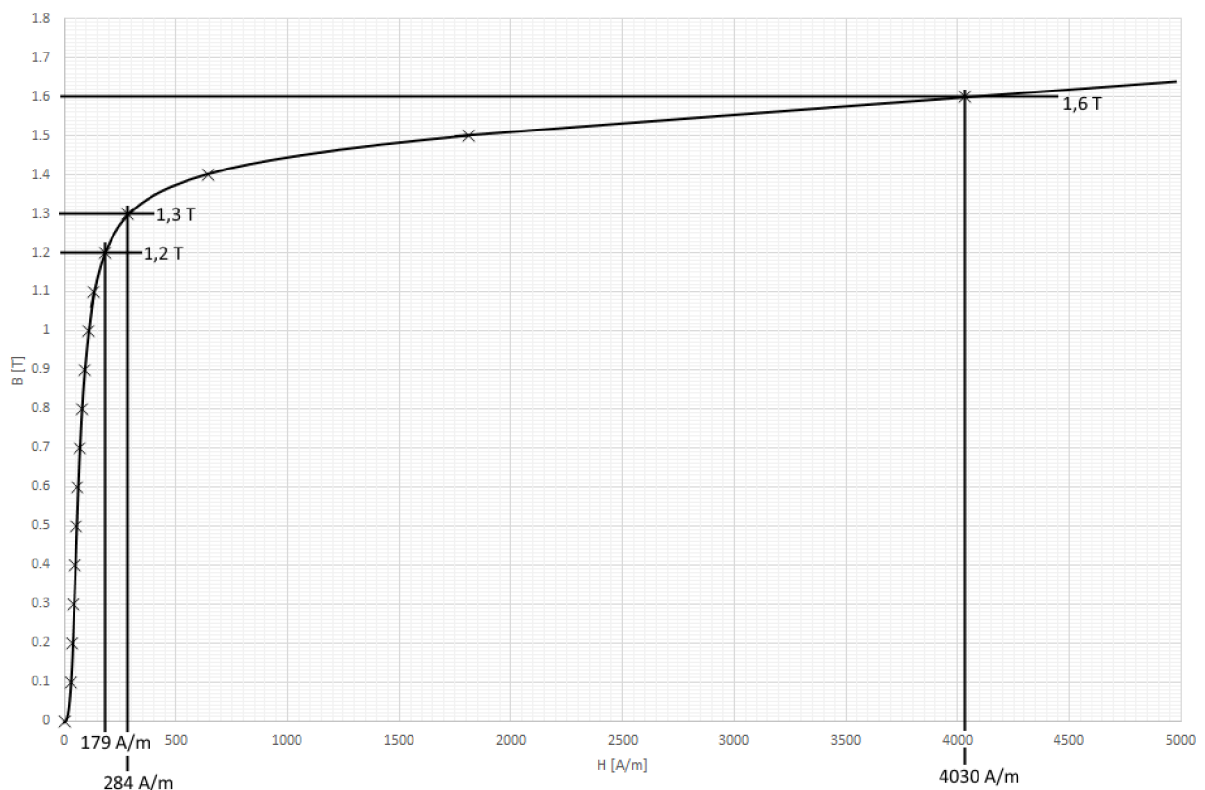
$$k_{Cs} = \frac{\tau_{us}}{\tau_{us} - \kappa \cdot b_1} = \frac{18,85}{18,85 - 0,375 \cdot 3} \doteq 1,063 \quad (3-52)$$

$$\delta_e = k_{Cs} \cdot \delta = 1,063 \cdot 1 = 1,063 \text{ mm} \quad (3-53)$$

$$U_{m\delta} = \frac{B_{\delta \max} \cdot \delta_e}{\mu_0} = \frac{0,515 \cdot 1,063 \cdot 10^{-3}}{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}} = 435,64 \text{ A} \quad (3-54)$$

Nyní se zaměříme na výpočet magnetického napětí statorového zubu. U rotorových drážek kruhového tvaru je délka zubu nulová, proto v této části nebudeme ani počítat magnetické napětí. Zanedbáme tak některé nepravidelné části rotoru i statoru okolo drážek, jejichž magnetické napětí je však tak malé v porovnání s magnetickým napětím vzduchové mezery, že by se v konečném výsledku stejně nijak výrazně neprojeví. Pro tyto účely je potřeba znát B-H křivku použitého plechu a z něj pro příslušnou hodnotu magnetické indukce odečíst odpovídající hodnotu intenzity magnetického pole. Při tom budeme předpokládat, že veškerý magnetický tok se uzavírá zubem a žádná jeho část neprochází drážkou. Tento předpoklad je do vysoké míry plněn ve stavech, kdy plech není přesycen. [1] Příslušná B-H křivka je přiložena v příloze A, její detail znázorňující určení hodnoty magnetické intenzity v jednotlivých částech stroje je na obrázku 3-6. Tímto způsobem určíme:

$$H_{ts} = 179 \text{ kA/m}$$



Obrázek 3-6 Určení intenzity magnetického pole v zubu statoru. Převzato z [3]

Zjednodušením integrálu dle vztahu (3-55) pak vypočítáme magnetické napětí v zubu statoru. Jak jsme naznačili dříve, magnetické napětí zubu rotoru budeme uvažovat nulové:

$$U_{mtr} = 0 \text{ A}$$

$$U_{ms} = \int H_{ts} \cdot dl \doteq H_{ts} \cdot (h_3 + h_5) = 179 \cdot (0,0015 + 0,0165) = 3,22 \text{ A} \quad (3-55)$$

Nyní stanovíme saturační faktor pomocí rovnice (3-56) a následně s jeho využitím pomocí vztahu (3-57) určíme nový poměr mezi střední a maximální hodnotou magnetické indukce ve vzduchové mezeře  $\alpha_i$ , který jsme použili na začátku výpočtu při stanovení potřebného počtu závitů. V případě, že by se nyní zjištěná hodnota výrazně lišila od původní předpokládané, bylo by potřeba výpočet iteračně opakovat s aktualizovaným poměrem do doby, než by se obě hodnoty shodovaly. Nicméně v našem případě jsou hodnoty téměř tožné a proto není potřeba výpočet opakovat. [1]

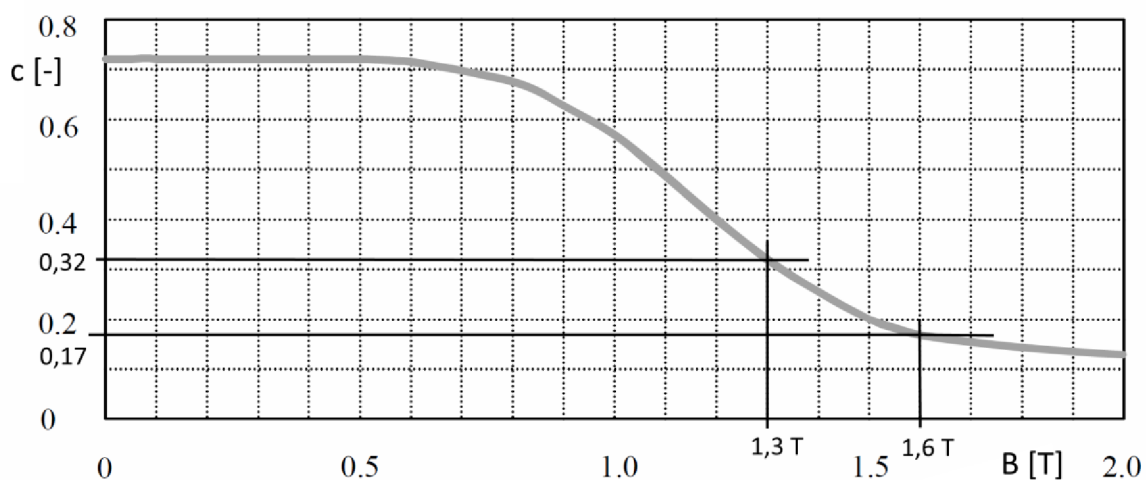
$$k_{sat} = \frac{U_{ms} + U_{mr}}{U_{m\delta}} = \frac{3,22 + 0}{435,64} = 7,39 \cdot 10^{-3} \quad (3-56)$$

$$\alpha_i = \frac{1,24 \cdot k_{sat} + 1}{1,42 \cdot k_{sat} + 1,57} = \frac{1,24 \cdot 7,39 \cdot 10^{-3} + 1}{1,42 \cdot 7,39 \cdot 10^{-3} + 1,57} \doteq 0,638 \quad (3-57)$$

Při výpočtu magnetického napětí ve jhu statoru a rotoru je potřeba vzít v úvahu, že magnetické pole je v těchto částech stroje rozloženo značně nerovnoměrně, a i když v některých místech může dosahovat vysokých intenzit, ve větší části jha bývá výrazně slabší. Tuto nerovnoměrnost lze popsat koeficientem  $c$ , jehož hodnota je nejvíce ovlivněna magnetickou indukcí ve jhu statoru – čím vyšší je magnetická indukce, tím vyšší je i maximální hodnota intenzity a klesá tak poměr mezi průměrnou a maximální hodnotou i koeficient  $c$ . Kromě magnetické indukce koeficient ovlivňují i další faktory jako je např. průběh magnetické indukce ve vzduchové mezeře nebo rozměry stroje, ale jejich vliv je zanedbatelný. Závislost koeficientu  $c$  na magnetické indukci ve jhu statoru tak lze vyjádřit dle obrázku 3-7, podle kterého také určíme jeho hodnoty pro statorové a rotorové jho. [1]

$$c_r = 0,28$$

$$c_s = 0,17$$



Obrázek 3-7 Závislost koeficientu  $c$  na magnetické indukci ve jhu statoru a rotoru pro výpočet magnetického napětí. Převzato z [1]

Magnetická napětí v rotorovém a statorovém jhu pak spočítáme podle vztahů (3-60) a (3-61), když nejdříve podle obrázku 3-6 určíme hodnoty intenzity magnetického pole odpovídající





příslušným magnetickým indukcím a stanovíme pólové rozteče ve středu rotorového a statorového jha dle rovnice (3-58) a (3-59).

$$H_{yr} = 284 \text{ A/m}$$

$$H_{ys} = 4030 \text{ A/m}$$

$$\tau_{ys} = \frac{\pi \cdot \left( D_{sIN} + 2 \cdot \left( h_1 + h_2 + h_3 + h_5 + \frac{b_5}{2} \right) + h_{ys} \right)}{2p} = \quad (3-58)$$

$$\frac{\pi \cdot \left( 144 + 2 \cdot \left( 1,5 + 1,5 + 1,5 + 16,5 + \frac{15,34}{2} \right) + 12,23 \right)}{4} = 167,74 \text{ mm}$$

$$\tau_{yr} = \frac{\pi \cdot (D_{rIN} + h_{yr})}{2p} = \frac{\pi \cdot (100 + 14,88)}{4} = 90,23 \text{ mm} \quad (3-59)$$

$$U_{myr} = c_r \cdot H_{yr} \cdot \tau_{yr} = 0,32 \cdot 284 \cdot 90,28 \cdot 10^{-3} = 8,20 \text{ A} \quad (3-60)$$

$$U_{mys} = c_r \cdot H_{ys} \cdot \tau_{ys} = 0,17 \cdot 4030 \cdot 167,74 \cdot 10^{-3} = 114,92 \text{ A} \quad (3-61)$$

Zejména v případě statoru je vypočtená hodnota poměrně vysoká vzhledem k ostatní částem stroje, především pak v porovnání se vzduchovou mezerou. Koeficient  $c$  zde patrně dostatečně nerespektuje skutečnost. Proto jsme provedli kontrolní simulaci metodou konečných prvků (bude uvedeno v dalších kapitolách), pomocí které jsme stanovili střední hodnotu magnetické indukce ve jhu statoru  $B_{ysm}$ , na základě které stanovíme upravenou hodnotu intenzity magnetického pole a následně vypočteme příslušné magnetické napětí pomocí rovnice (3-62) již bez použití koeficientu  $c$ . Obdobný postup aplikujeme pro kontrolu i v případě rotorového jha. Výpočet výsledného magnetické napětí v této části stroje je pak uveden v rovnici (3-63).

$$B_{ysm} = 0,912 \text{ T}$$

$$H_{ys} = 89,78 \text{ A/m}$$

$$U_{mys} = H_{ys} \cdot \tau_{ys} = 89,78 \cdot 167,74 \cdot 10^{-3} = 15,06 \text{ A} \quad (3-62)$$

$$B_{yrm} = 0,776 \text{ T}$$

$$H_{yr} = 75,52 \text{ A/m}$$

$$U_{myr} = H_{yr} \cdot \tau_{yr} = 75,52 \cdot 90,28 \cdot 10^{-3} = 6,82 \text{ A} \quad (3-63)$$

Nyní již známe všechna magnetická napětí v jednotlivých částech stroje a můžeme tak vypočítat celkové magnetické napětí dle vztahu (3-64), ze kterého pak následně dle vztahu (3-65) vypočítáme magnetizační proud stroje.



$$U_{m\text{tot}} = U_{m\delta} + U_{ms} + \frac{U_{mys}}{2} + \frac{U_{myr}}{2} = 435,64 + 3,22 + \frac{15,06}{2} + \frac{6,82}{2} = 459,80 \text{ A} \quad (3-64)$$

$$I_m = \frac{U_{m\text{tot}} \cdot \pi \cdot p}{m \cdot N_s \cdot k_{wl} \cdot \sqrt{2}} = \frac{449,80 \cdot \pi \cdot 2}{3 \cdot 240 \cdot 0,933 \cdot \sqrt{2}} \doteq 2,975 \text{ A} \quad (3-65)$$

Zjištěný výsledek je pouze přibližný, lze předpokládat, že magnetizační proud bude ve skutečnosti vyšší z důvodu zanedbání některých menších částí stroje zejména v prostoru okolo drážek. Rozdíl by však měl dosahovat maximálně několik desetin ampér.

### 3.4.2 Ztráty v železe

Ztráty výkonu v asynchronním motoru lze rozdělit do několika druhů, přičemž za ty hlavní lze považovat ztráty v magnetickém obvodu stroje hysterezní a vířivými proudy, Joulovy ztráty ve vinutí statoru a rotoru a mechanické a přídavné ztráty.

Při praktickém výpočtu ztrát v magnetickém obvodu obvykle neurčujeme zvlášť ztráty hysterezní a ztráty vířivými proudy, ale vycházíme z technické specifikace výrobce plechů, který uvádí celkové měrné ztráty na 1 kg materiálu zahrnující oba zmíněné typy ztrát. Pro výpočet ztrát v magnetickém obvodu musíme nejprve zjistit jeho fyzické parametry – objem a hmotnost, přičemž z důvodu rozdílných magnetických indukcí musíme uvažovat zvlášť jha a zuby statoru. Nejprve vypočítáme celkový objem mezikruží statoru a rotoru pomocí rovnic (3-66) a (3-67) a celkový objem drážek v obou částech stroje – viz rovnice (3-68) a (3-69).

$$V_{ra} = \frac{\pi}{4} \cdot (D_{r\text{OUT}}^2 - D_{r\text{IN}}^2) \cdot l_{fe} = \frac{\pi}{4} \cdot (0,142^2 - 0,1^2) \cdot 0,03 = 2,39 \cdot 10^{-4} \text{ m}^3 \quad (3-66)$$

$$V_{sa} = \frac{\pi}{4} \cdot (D_{s\text{OUT}}^2 - D_{s\text{IN}}^2) \cdot l_{fe} = \frac{\pi}{4} \cdot (0,226^2 - 0,144^2) \cdot 0,03 = 7,15 \cdot 10^{-4} \text{ m}^3 \quad (3-67)$$

$$V_{rs} = Q_r \cdot l_{fe} \cdot S_{bar} = 38 \cdot 30 \cdot 10^{-3} \cdot 19,63 \cdot 10^{-6} = 0,22 \cdot 10^{-4} \text{ m}^3 \quad (3-68)$$

$$V_{ss} = Q_s \cdot l_{fe} \cdot S_{slot} = 24 \cdot 30 \cdot 10^{-3} \cdot 335,6 \cdot 10^{-6} = 2,42 \cdot 10^{-4} \text{ m}^3 \quad (3-69)$$

Nyní vypočteme objemy jha statoru a rotoru dle rovnic (3-70) a (3-71) a s jejich využitím pak stanovíme i objemy zubů v obou částech stroje – viz rovnice (3-72) a (3-73).

$$V_{ry} = \pi \cdot \left( \left( \frac{D_{r\text{OUT}}}{2} - 0,001 - D_{bar} \right)^2 - \frac{D_{r\text{IN}}^2}{4} \right) \cdot l_{fe} =$$
$$\pi \cdot \left( \left( \frac{142}{2} - 0,001 - 5 \right)^2 - \frac{100^2}{4} \right) \cdot 0,03 = 1,63 \cdot 10^{-4} \text{ m}^3 \quad (3-70)$$

$$V_{sy} = \pi \cdot \left( \frac{D_{s\text{OUT}}^2}{4} - \left( \frac{D_{s\text{IN}}}{2} + h_1 + h_2 + h_3 + h_5 + \frac{b_5}{2} \right)^2 \right) \cdot l_{fe} =$$
$$\pi \cdot \left( \frac{144^2}{4} - 10^{-6} \cdot \left( \frac{226}{2} + 1,5 + 1,5 + 1,5 + 16,5 + \frac{15,34}{2} \right)^2 \right) \cdot 0,03 = 2,48 \cdot 10^{-4} \text{ m}^3 \quad (3-71)$$



$$V_{rt} = V_{ra} - V_{rs} - V_{ry} = 2,39 \cdot 10^{-4} - 0,22 \cdot 10^{-4} - 1,63 \cdot 10^{-4} = 0,54 \cdot 10^{-4} \text{ m}^3 \quad (3-72)$$

$$V_{st} = V_{sa} - V_{ss} - V_{sy} = 7,15 \cdot 10^{-4} - 2,42 \cdot 10^{-4} - 2,48 \cdot 10^{-4} = 2,25 \cdot 10^{-4} \text{ m}^3 \quad (3-73)$$

Při následném výpočtu hmotností obou hlavních částí motoru je potřeba ještě vzít v úvahu činitel plnění železa  $k_{fe}$ . Konkrétní vypočtené hodnoty jsou uvedeny v tabulce 3-4. Ukázkový výpočet je uveden v rovnici (3-74), přičemž hustotu použitých plechů M250-35A zjistíme z datasheetu výrobce [3]:

$$\rho_{M250-35A} = 7600 \text{ kgm}^{-3}$$

$$m_{ry} = V_{ry} \cdot k_{fe} \cdot \rho_{M250-35A} = 1,63 \cdot 10^{-4} \cdot 0,95 \cdot 7600 = 1,18 \text{ kg} \quad (3-74)$$

Tabulka 3-4 Objem a hmotnost jednotlivých částí stroje

	Rotor		Stator	
	V [m <sup>3</sup> ]	m [kg]	V [m <sup>3</sup> ]	m [kg]
Jho	$1,63 \cdot 10^{-4}$	1,18	$2,48 \cdot 10^{-4}$	1,79
Zuby	$0,54 \cdot 10^{-4}$	0,39	$2,25 \cdot 10^{-4}$	1,62
Celkem	$2,17 \cdot 10^{-4}$	1,57	$5,58 \cdot 10^{-4}$	3,41

Pro samotný výpočet ztrát ve statoru použijeme ztrátovou křivku z datasheetu výrobce pro  $f=200 \text{ Hz}$  uvedenou na obrázku 2-2. Tato frekvence je nejbližší pracovní frekvenci motoru  $f=170 \text{ Hz}$  a proto bude její použití nejvhodnější. Pro výpočet ztrát v rotoru pak použijeme měrné ztráty odpovídající základní frekvenci  $50 \text{ Hz}$ . Při výpočtu bude také použit korekční koeficient  $k_{Fen}$ , který zohledňuje zvýšení ztrát způsobené přítomností vyšších prostorových harmonických složek a zvýšeným napětím způsobeným stlačením plechů. Jedná se o empiricky určený koeficient a jeho typické hodnoty jsou uvedeny například v [1]. V našem případě použijeme hodnotu  $k_{Fen}=1,7$ , což je nejvyšší uváděná hodnota pro asynchronní stroje. Díky této volbě bychom měli pokrýt nejhorší možný případ. Výsledný výpočet je uveden následujícími vztahy (3-76), (3-77), (3-78) a (3-79), přičemž nejprve určíme měrné ztráty odpovídající nejvíce se blížící magnetické indukci v jednotlivých částech stroje z výše zmíněných ztrátových křivek z obrázku 2-2 a dle vztahu (3-75) určíme rotorovou frekvenci:

$$P_{13,50\text{Hz}} = 1,65 \text{ Wkg}^{-1}$$

$$P_{15,200\text{Hz}} = 14,70 \text{ Wkg}^{-1}$$

$$P_{11,50\text{Hz}} = 1,15 \text{ Wkg}^{-1}$$

$$P_{12,200\text{Hz}} = 8,69 \text{ Wkg}^{-1}$$

$$f_2 = f \cdot s = 172 \cdot 0,031 = 5,332 \text{ Hz} \quad (3-75)$$



$$P_{fery} = k_{Fen} \cdot P_{13,50Hz} \cdot \left(\frac{B_{ry}}{1,3}\right)^2 \left(\frac{f_2}{50}\right)^{1,5} \cdot m_{ry} = 1,7 \cdot 1,65 \cdot \left(\frac{1,30}{1,3}\right)^2 \left(\frac{5,332}{50}\right)^{1,5} \cdot 1,18 = 0,12W \quad (3-76)$$

$$P_{fesy} = k_{Fen} \cdot P_{15,200Hz} \cdot \left(\frac{B_{sy}}{1,5}\right)^2 \left(\frac{f}{200}\right)^{1,5} \cdot m_{sy} = 1,7 \cdot 14,7 \cdot \left(\frac{1,60}{1,5}\right)^2 \left(\frac{172}{200}\right)^{1,5} \cdot 1,79 = 40,59W \quad (3-77)$$

$$P_{fert} = k_{Fen} \cdot P_{12,50Hz} \cdot \left(\frac{B_{rt}}{1,1}\right)^2 \left(\frac{f_2}{50}\right)^{1,5} \cdot m_{ry} = 1,7 \cdot 1,15 \cdot \left(\frac{1,10}{1,1}\right)^2 \left(\frac{5,332}{50}\right)^{1,5} \cdot 0,39 = 0,03W \quad (3-78)$$

$$P_{fest} = k_{Fen} \cdot P_{13,200Hz} \cdot \left(\frac{B_{st}}{1,2}\right)^2 \left(\frac{f}{200}\right)^{1,5} \cdot m_{sy} = 1,7 \cdot 8,69 \cdot \left(\frac{1,20}{1,2}\right)^2 \left(\frac{172}{200}\right)^{1,5} \cdot 1,62 = 19,56W \quad (3-79)$$

Je vidět, že ztráty v rotoru jsou v porovnání se statorem velmi nízké až zanedbatelné. Toto je způsobeno velmi nízkou frekvencí skluzovou frekvencí v rotoru. Nyní můžeme určit celkové ztráty v železe námi navrženého stroje – viz rovnice (3-80).

$$P_{fecelk} = P_{fery} + P_{fesy} + P_{fert} + P_{fest} = 0,12 + 40,59 + 0,03 + 19,56 = 60,30W \quad (3-80)$$

### 3.4.3 Ztráty ve vinutí

Pro výpočet Joulových ztrát ve vinutí rotoru a statoru musíme nejprve stanovit odpor obou vinutí. Při tom budeme uvažovat měrný odpor mědi při 20°C přepočítaný dle vztahu (3-81) na teplotu 120°C. [11] Poté ještě dle vzorce (3-82) určíme průměrnou délku statorového vinutí. [1]

$$\rho_{Cu100} = \rho_{Cu20} (1 + \alpha_{Cu} (T - T_0)) = 1,724 \cdot 10^{-8} (1 + 4,29 \cdot 10^{-3} (120 - 20)) = 2,464 \cdot 10^{-8} \Omega m \quad (3-81)$$

$$l_{as} = 2 \cdot l_{fe} + 2,4 \cdot W_p \cdot \tau_p + 0,06 m = 2 \cdot 30 + 2,4 \cdot \frac{5}{6} \cdot 113,1 + 60 = 346,2 mm \quad (3-82)$$

Nyní můžeme určit odpor statorového vinutí dle rovnice (3-83).

$$R_{Cus} = N_s \cdot \rho_{Cu100} \frac{l_{as}}{a_{Cu} \cdot S_{cs}} = 240 \cdot 2,464 \cdot 10^{-8} \frac{346,2 \cdot 10^{-3}}{3 \cdot 0,503 \cdot 10^{-6}} = 1,36 \Omega \quad (3-83)$$

Celkový odpor rotoru se skládá ze dvou složek – odporu tyče a odporu zkratovacího prstence. Ty určíme dle vztahů (3-84) a (3-87) a celkový odpor pak podle vztahu (3-88). Geometrické parametry zkratovacího prstence nezbytné pro výpočet, tj. střední průměr a střední délku odpovídající jedné tyči na tomto průměru, lze stanovit podle rovnic (3-85) a (3-86).

$$R_{bar} = \rho_{Cu100} \frac{l_{fe}}{S_{bar}} = 2,464 \cdot 10^{-8} \frac{30 \cdot 10^{-3}}{19,63 \cdot 10^{-6}} = 37,64 \mu\Omega \quad (3-84)$$

$$D_{ring} = D_{rOUT} - \frac{D_{rOUT} - D_{rIN}}{2} = 142 - \frac{142 - 100}{2} = 121 mm \quad (3-85)$$

$$l_{ring} = \frac{\pi \cdot D_{ring}}{Q_r} = \frac{\pi \cdot 121}{38} = 10,00 \text{ mm} \quad (3-86)$$

$$R_{ring} = \rho_{Cu100} \cdot \frac{l_{ring}}{S_{ring}} = 2,464 \cdot 10^{-8} \cdot \frac{10,00 \cdot 10^{-3}}{105 \cdot 10^{-6}} = 2,35 \mu\Omega \quad (3-87)$$

$$R_r = R_{bar} + \frac{R_{ring}}{2 \cdot \sin\left(\frac{\pi \cdot p}{Q_r}\right)^2} = 37,64 \cdot 10^{-6} + \frac{2,35 \cdot 10^{-6}}{2 \cdot \sin\left(\frac{\pi \cdot 2}{38}\right)^2} = 80,62 \mu\Omega \quad (3-88)$$

Rotorový odpor ještě pomocí vztahu (3-89) přepočteme na stator.

$$R_r' = \frac{4 \cdot m \cdot (N_s \cdot k_{wl})^2}{Q_r} \cdot R_r = \frac{4 \cdot 3 \cdot (240 \cdot 0,933)^2}{38} \cdot 80,62 \cdot 10^{-6} = 1,28 \Omega \quad (3-89)$$

Nyní můžeme vypočítat ztráty ve vinutí statoru i rotoru pomocí rovnic (3-90) a (3-91), přičemž v případě rotoru díky využití přepočítaného rotorového odporu musíme použít i proud rotoru přepočítaný na stator dříve vypočítaný pomocí vztahu (3-31).

$$P_{CuS} = m \cdot R_{CuS} \cdot I_s^2 = 3 \cdot 1,36 \cdot 5,437^2 = 120,61 \text{ W} \quad (3-90)$$

$$P_{CuR} = m \cdot R_r' \cdot I_r'^2 = 3 \cdot 1,28 \cdot 3,806^2 = 55,62 \text{ W} \quad (3-91)$$

### 3.4.4 Mechanické a přídatné ztráty

Přidatné ztráty určíme podle rovnice (3-92). Obecně jsou definované jako rozdíl mezi celkovými naměřenými ztrátami a ztrátami v železe, Joulovými ztrátami a mechanickými ztrátami. Jelikož jsou způsobeny mnoha různými vlivy (např. skin efekt), jejich přesný výpočet je velmi obtížný. Pomocí rovnice (3-92) tak získáme pouze přibližnou předpokládanou hodnotu. Při výpočtu budeme předpokládat příkon 2439 W, který odpovídá předpokládané účinnosti v kapitole 3.3.1.

$$P_{ad} = \left[ 0,025 - 0,005 \log\left(\frac{P_2}{1000 \text{ W}}\right) \right] P_{IN} = \left[ 0,025 - 0,005 \log\left(\frac{2000}{1000 \text{ W}}\right) \right] 2439 = 57,3 \text{ W} \quad (3-92)$$

Mechanické ztráty budeme rozlišovat dvojího původu – ztráty třením ve vzduchové mezeře a diskové ztráty. Ztráty v ložiskách v této fázi zanedbáme, protože obvykle bývají velmi malé v porovnání s ostatními druhy ztrát a také proto, že dosud neznáme přesné parametry ložisek. Díky ucpávkám by ve vzduchové mezeře měl být pouze vzduch a proudění pouze v tangenciálním směru. Ztráty třením v axiálním směru tedy budeme považovat za nulové. Pro stanovení ztrát třením ve vzduchové mezeře nejprve musíme určit mechanickou úhlovou rychlost podle rovnice (3-93), Couette-Reynoldsovo číslo dle vztahu (3-94) a následně dle (3-95) koeficient momentu odpovídající třecím ztrátám, přičemž způsob jeho výpočtu je závislý na konkrétní hodnotě Couette-Reynoldsova čísla v dané situaci proto zde uvedený vztah nelze chápat jako obecně platný. Navíc se jedná o empirické vztahy založené na měření, a proto je možné v různých zdrojích najít jeho různé podoby. [1][16]

Ve vztazích (3-94) a (3-95) figuruje délka vzduchové mezery, nicméně v tomto nejde o rozměr z elektromagnetického hlediska, ale rozhodující jsou skutečné fyzické rozměry, které budou

odlišné z důvodu zalití statoru do ochranné vrstvy epoxidu. Pro následující ukázkové výpočty bude uvažována délka vzduchové mezery 0,5 mm, což by měla být počáteční hodnota z výroby. Při výpočtu využijeme hodnoty hustoty a dynamické viskozity z [17] a [18] pro předpokládanou teplotu okolí 40°C:

$$\rho_{air} = 1,127 \text{ kg/m}^3$$

$$\mu_{air} = 1,962 \cdot 10^{-5} \text{ Pa} \cdot \text{s}$$

$$\omega_m = 2 \cdot \pi \cdot \frac{n}{60} = 2 \cdot \pi \cdot \frac{5000}{60} = 523,6 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1} \quad (3-93)$$

$$\text{Re}_\delta = \frac{\rho_{air} \cdot \omega_m \cdot D_{rOUT} \cdot \delta}{2 \cdot \mu} = \frac{1,127 \cdot 523,6 \cdot 0,142 \cdot 0,0005}{2 \cdot 1,962 \cdot 10^{-5}} = 1067,71 \quad (3-94)$$

$$C_M = 1,03 \cdot \frac{\left(\frac{2 \cdot \delta}{D_{rOUT}}\right)^{0,3}}{\text{Re}_\delta^{0,5}} = 1,03 \cdot \frac{\left(\frac{2 \cdot 0,0005}{0,142}\right)^{0,3}}{1067,71^{0,5}} = 7,13 \cdot 10^{-3}; \text{Re}_\delta \in (500; 10^4) \quad (3-95)$$

Nyní již dle rovnice (3-96) vypočítáme přímo ztráty způsobené třením rotoru. Ve vztahu se vyskytuje koeficient drsnosti povrchu  $k$ , jehož hodnota se obvykle pohybuje v intervalu 1-1,4, kdy 1 odpovídá dokonale hladkému povrchu. V našem případě použijeme hodnotu 1,1, protože povrch rotoru by měl po paketování ofrézován.

$$\Delta P_{m1} = \frac{1}{32} \cdot k \cdot C_m \cdot \pi \cdot \rho_{air} \cdot \omega^3 \cdot D_{rOUT}^4 \cdot l_{fe} = \quad (3-96)$$

$$\frac{1}{32} \cdot 1,1 \cdot 7,13 \cdot 10^{-3} \cdot \pi \cdot 1,127 \cdot 523,6^3 \cdot 0,142^4 \cdot 0,03 = 0,78 \text{ W}$$

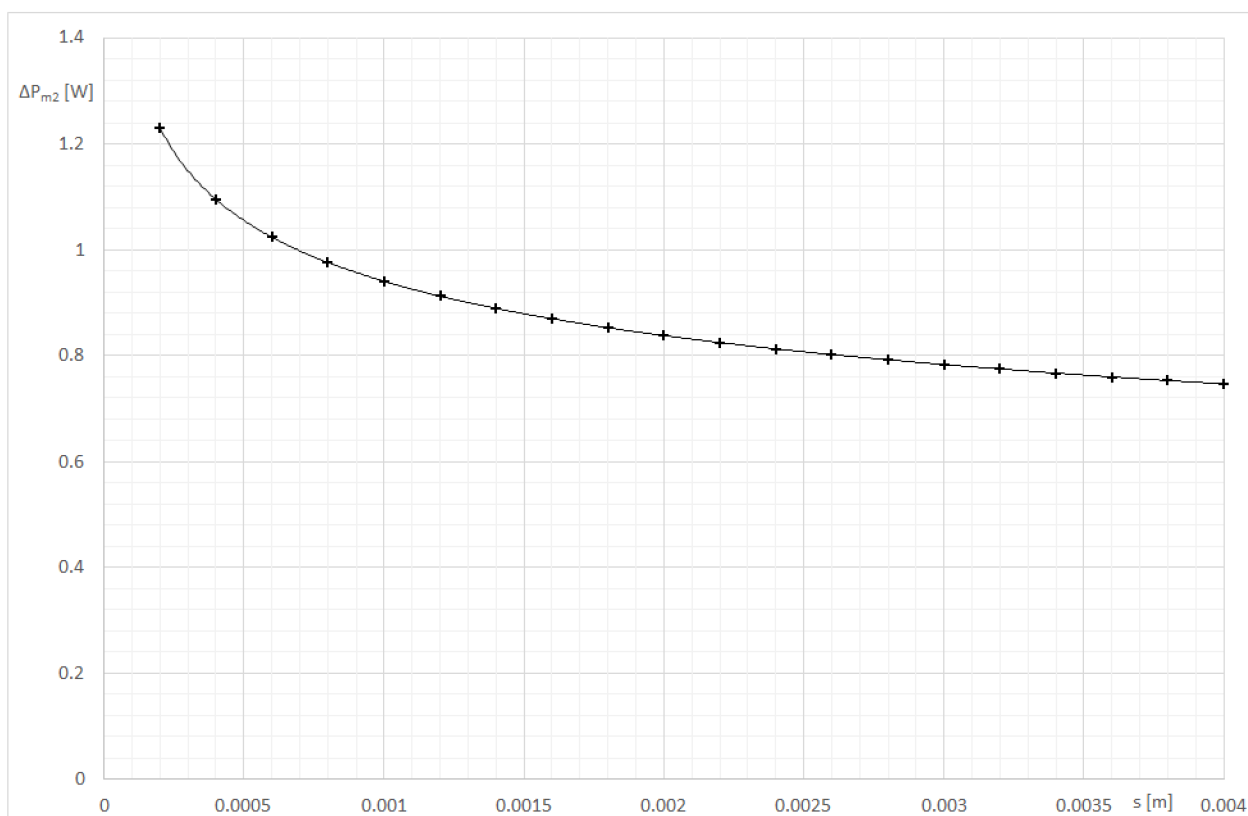
Diskové ztráty představují ztráty na obou koncích rotoru. Pro jejich výpočet nejprve musíme stanovit Reynoldsovo číslo pro rotující disk dle rovnice (3-97) a nový koeficient momentu tření dle (3-98). Opět zde platí, že způsob výpočtu tohoto koeficientu je závislý na konkrétní situaci a charakteru proudění. Ve výpočtu koeficientu momentu figuruje parametr  $s$ , což je vzdálenost konce rotoru (disku) a nejbližší pevné stěny. Přesnou hodnotu tohoto parametru v současné době neznáme, proto v ukázkovém výpočtu budeme předpokládat hodnotu  $s=2\text{mm}$ . Na obrázku 3-8 je pak zobrazena závislost diskových ztrát na parametru  $s$  pro  $s \in \langle 0,2 ; 4 \rangle \text{ mm}$ . Samotné diskové ztráty pak spočítáme podle rovnice (3-99). [1][16]

$$\text{Re}_r = \frac{\rho_{air} \cdot \omega \cdot D_{rOUT}^2}{4 \cdot \mu} = \frac{1,127 \cdot 523,6 \cdot 0,142^2}{4 \cdot 1,962 \cdot 10^{-5}} = 151614,68 \quad (3-97)$$

$$C_M = \frac{0,08}{\left(\frac{s}{D_{rIN}}\right)^{0,167} \cdot \text{Re}_r^{0,25}} = \frac{0,08}{\left(\frac{0,002}{0,05}\right)^{0,167} \cdot 151614,68^{0,25}} = 6,94 \cdot 10^{-3} \quad (3-98)$$

$$\Delta P_{m2} = \frac{1}{64} \cdot C_M \cdot \rho_{air} \cdot \omega_m^3 \cdot (D_{rOUT}^5 - D_{rIN}^5) = \quad (3-99)$$

$$\frac{1}{64} \cdot 6,94 \cdot 10^{-3} \cdot 1,127 \cdot 523,6^3 \cdot (0,142^5 - 0,1^5) = 0,837 W$$



Obrázek 3-8 Závislost diskových ztrát na parametru  $s$

Je vidět, že mechanické ztráty způsobené třením vzduchu o rotor jsou velmi malé. Vzhledem k tomu, že motor nebude osazen standardní hřídelí a uvnitř rotoru bude proudit čerpaná kapalina, měli bychom stanovit ještě ztráty způsobené třením právě o tuto kapalinu. Jelikož ale neznáme přesné parametry ani rychlost proudění, nelze přesný výpočet provést. Z důvodu dostatečného dimenzování proudovodné dráhy proto budeme uvažovat s rezervou pro pokrytí právě těchto ztrát, kterou zahrneme do celkového součtu mechanických a přídatných ztrát:

$$P_{dod} = 200 W$$

Situace by však byla výrazně odlišná v případě, že by selhaly ucpávky a do prostoru kolem rotoru by natekla voda. V takové situaci by se výrazně díky vyšší hustotě a viskozitě vody řádově zvýšily mechanické ztráty. Podle přibližného výpočtu dle stejných rovnic (3-94 - (3-99) a za stejných předpokladů by tak mohlo dojít ke zvýšení ztrát až o 850 W. Motor by takové zvýšení potřebného příkonu měl být schopen zvládnout díky velké přetížitelnosti (viz kapitola 3.6), nicméně by došlo k výraznému snížení účinnosti a díky zvýšení satorového proudu i k zvýšení zahřívání ve satoru. Podrobnější zkoumání této teoreticky možné situace bude předmětem měření po vyrobení funkčního vzorku motoru.

Nyní ještě dle vztahu (3-100) můžeme vypočítat celkové ztráty ve stroji a s jejich využitím dle (3-101) stanovit i příkon stroje, který je důležitý pro výběr měniče zajišťujícího napájení. Nakonec



pak podle vztahu (3-102) určíme účinnost ve jmenovitém bodě. Zjištěná hodnota však bude pouze přibližná díky dříve popsánému odhadu. Přesnější hodnoty ztrát a účinnosti bude možné stanovit až po výrobě motoru a jeho otestování v čerpacím systému.

$$\Delta P_{celk} = P_{fcelk} + P_{CuS} + P_{CuR} + P_{dod} = 60,30 + 120,61 + 55,62 + 200 = 436,53 W \quad (3-100)$$

$$P_0 = P_2 + \Delta P_{celk} = 2000 + 436,53 = 2411,73 W \quad (3-101)$$

$$\eta \doteq \frac{P_2}{P_0} = \frac{2000}{2436,53} = 0,8208 \quad (3-102)$$

Zjištěná hodnota účinnosti přibližně odpovídá hodnotě odhadované na začátku výpočtu, a proto nyní není nezbytné výpočet upravovat.

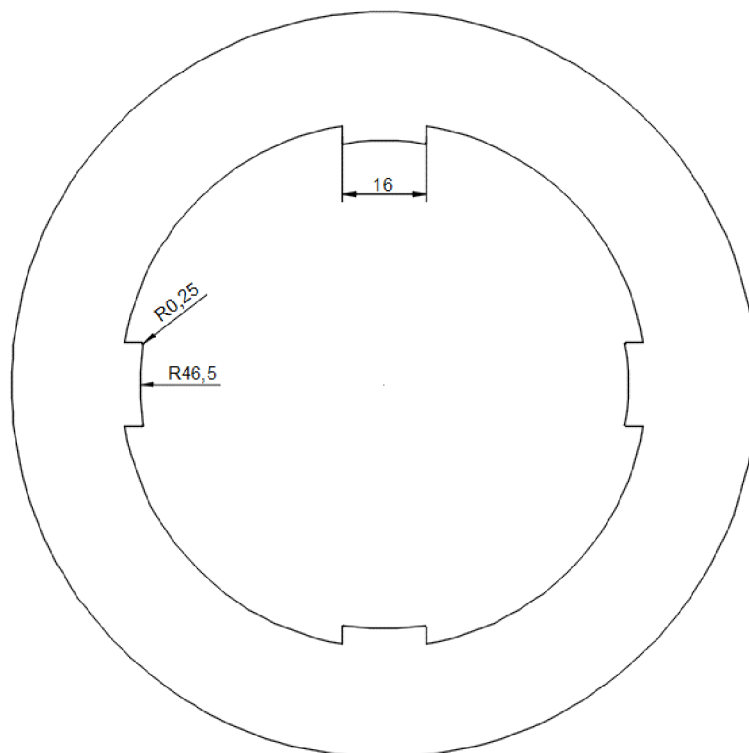
### 3.5 Dodatečné konstrukční úpravy

U standardně vyráběných strojů bývají plechy rotoru nalisovány na hřídel, přes kterou je pak přenášen mechanický moment k zátěži. Díky unikátní konstrukci čerpadla však tento běžně používaný způsob konstrukce nebude možné použít. V našem případě bude rotor přímo spojen s lopatkami oběžného kola poháněného čerpadla pomocí 4 nástavců rovnoměrně rozmístěných na vnitřní straně rotoru. Toto řešení včetně konkrétních rozměrů bylo navrženo ve spolupráci s kolegy s Fakulty strojního inženýrství, kteří zajišťují návrh mechanické části systému. Výsledné konstrukční řešení včetně reálně použitých rozměrů nástavců je zobrazeno na obrázku 3-9.

Kromě této úpravy vyžadované přímo konstrukcí čerpadla bude nezbytné ještě provést některé změny rozměrů z důvodu výrobních. Dle informací od výrobce budou měděné tyče vyrobeny s tolerancí  $\pm 0,1 \text{ mm}$ . Z tohoto důvodu bude i průměr drážek na rotoru v dokumentaci pro laserování rotorových plechů zvětšen o  $0,1 \text{ mm}$  pro případ, že by tyče byly větší, než je zamýšleno dle dříve uvedeného návrhu. Kromě toho bude také vnější průměr rotoru zvětšen o  $1 \text{ mm}$  pro výrobní účely. Po paketování rotoru pak následně dojde k jeho obrábění na původně navrženou hodnotu, a tudíž nebude ovlivněna velikost vzduchové mezery. Na základě doporučení konstrukčního oddělení společnosti, která bude vyrábět prototyp navrženého motoru, použijeme otevření drážek rotoru v šířce  $1 \text{ mm}$  z důvodu omezení sil působících mezi statorem a rotorem v případě, že by při obrábění rotoru došlo ke vzniku excentricity. Srovnání variant s otevřenou a uzavřenou drážkou na rotoru budou uvedeno v kapitolách 3.6 a 4.

Kompletní nákresy navrženého motoru včetně všech uvedených změn a úprav jsou uvedeny v příloze C.





Obrázek 3-9 Konstrukční úprava rotoru – nástavce pro spojení s oběžným kolem

### 3.6 Výpočet v RMxprt

Stroj navržený v předchozích kapitolách jsme se zcela identickými vstupními a konstrukčními parametry zadali do modulu RMxprt obsažený v programu ANSYS Maxwell a provedli pomocí něj kontrolní výpočet. Podrobnější popis některých nastavení bude uveden v kapitole 4. RMxprt ke svým výpočtům také využívá analytickou metodu, takže výsledky by se měly přibližně shodovat s námi vypočtenými. Srovnání vybraných parametrů je uvedeno v tabulce 3-5.

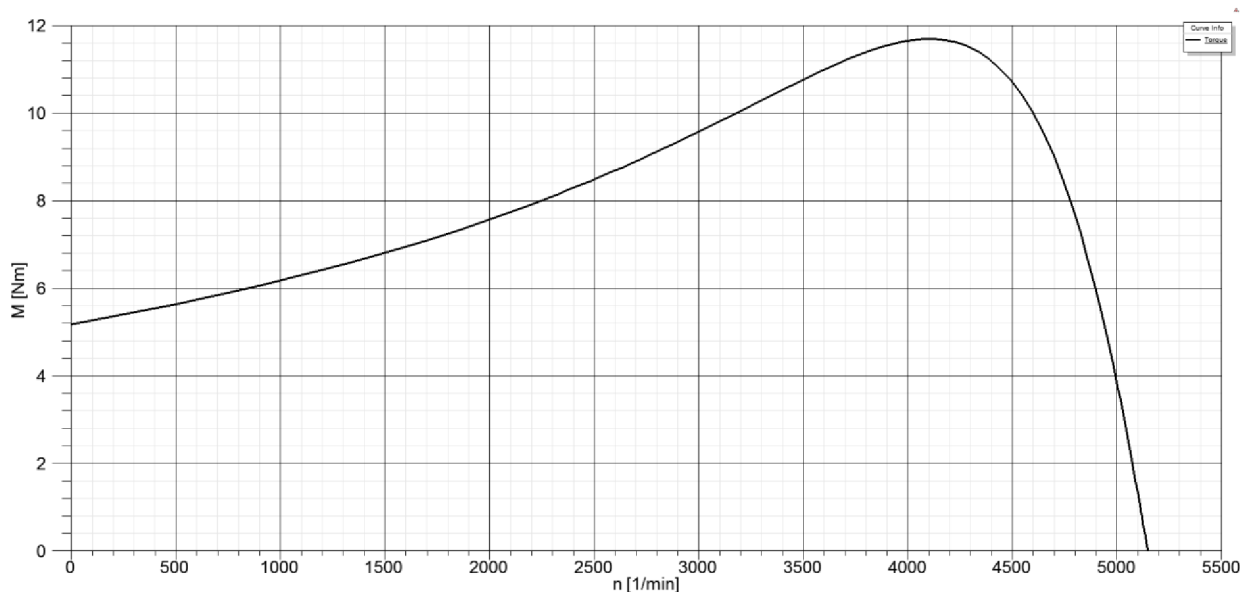
Z uvedených hodnot je zřejmé, že si oba způsoby výpočtu přibližně odpovídají, i když ne absolutně. Největší rozdíly lze nalézt v oblasti ztrát, a to jak u ztrát v železe, tak i u ztrát ve vinutí. Ve výsledku jsme tak získali i rozdílné hodnoty účinnosti, které se liší zhruba o 1%. Rozdíl může být způsoben použitím rozdílných koeficientů empirického původu. Konkrétní hodnoty použité při výpočtu programem RMxprt nejsou známy. Zároveň je možné také předpokládat, že program RMxprt do svých výpočtů zahrnul i některé části stroje, které jsme my zanedbali.

Méně rozdíly je možné pozorovat také u magnetických indukcí a magnetických napětí, které mohou vznikat ze stejných důvodů, jaké byly zmíněny dříve. Největší rozdíly v magnetické indukci lze pozorovat v oblasti jha statoru. Tuto nesrovnalost se bohužel žádným způsobem nepodařilo odstranit. Na druhou stranu jsme si výpočtem pomocí RMxprt ověřili, že magnetické napětí zubu statoru je vůči zbytku stroje opravdu velmi malé, a proto jeho zanedbání v našem analytickém výpočtu mohlo být použito.

Tabulka 3-5 Srovnání výpočtu analytického a v RMxpřt

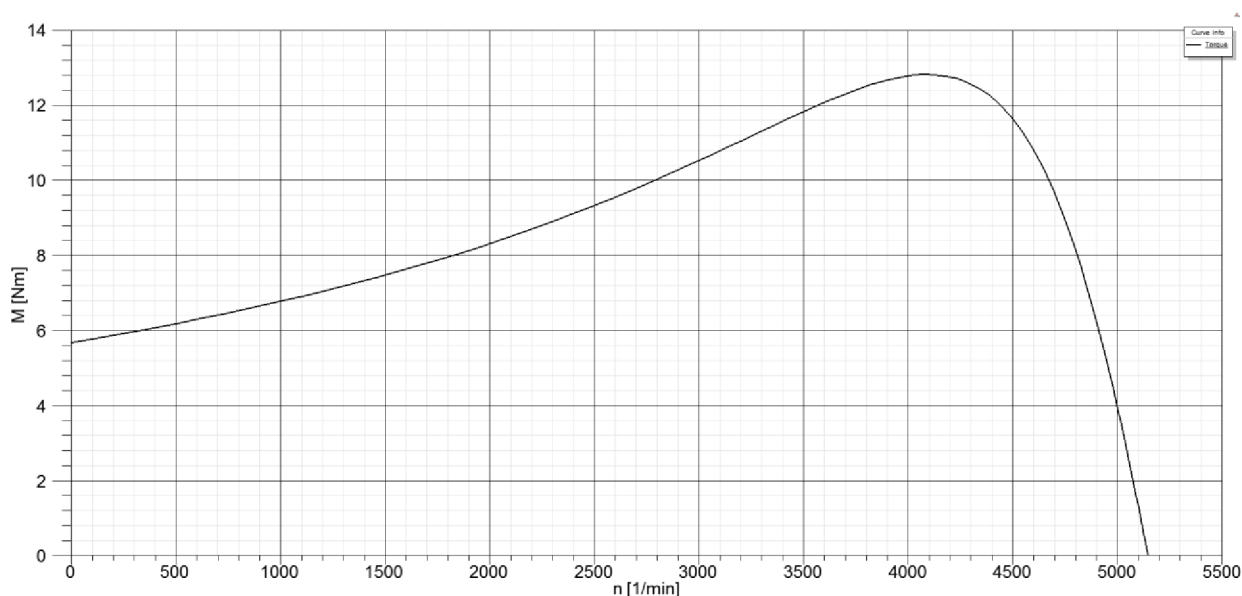
		Analytický výpočet	RMxpřt uzavřené drážky	RMxpřt otevřené drážky
Výstupní výkon	$P_2$ [W]	2000	2000	2000
Jmenovité napětí	$U$ [V]	370	370	370
Počet pólů	$p$ [-]	4	4	4
Napájecí frekvence	$f$ [Hz]	172	172	172
Statorový fázový proud	$I_s$ [A]	5,43	5,40	5,15
Joulový ztráty statoru	$P_{\text{Cus}}$ [W]	120,61	118,38	107,79
Joulový ztráty rotoru	$P_{\text{Cur}}$ [W]	55,62	70,64	67,84
Ztráty v železe	$P_{\text{fcelk}}$ [W]	60,3	79,02	80,47
Mechanické + dod. ztráty	$P_{\text{dod}}$ [W]	200	199,94	200,68
Celkové ztráty	$\Delta P_{\text{celk}}$	436,53	467,98	456,78
Příkon	$P_0$ [W]	2436,53	2467,98	2456,78
Účinnost	$\eta$ [%]	82,08	81,04	81,41
Účinník	$\cos \varphi$ [-]	0,7	0,71	0,74
Jmenovitý skluz	$s$ [%]	3,10	3,11	2,99
Jmenovité otáčky	$n$ [ $\text{min}^{-1}$ ]	5000	4999,46	5005,69
Magn. indukce zubu statoru	$B_{\text{st}}$ [T]	1,2	1,14	1,15
Magn. indukce zubu rotoru	$B_{\text{rt}}$ [T]	1,1	1,05	1,06
Magn. indukce jha statoru	$B_{\text{ys}}$ [T]	1,6	1,32	1,33
Magn. indukce jha rotoru	$B_{\text{yr}}$ [T]	1,3	1,24	1,24
Magn. indukce ve vzduchové mezeře	$B_{\delta}$ [T]	0,515	0,516	0,520
Magn. napětí zubu statoru	$U_{\text{mst}}$ [A]	3,22	3,31	3,40
Magn. napětí zubu rotoru	$U_{\text{mrt}}$ [A]	-	0,40	0,40
Magn. napětí jha statoru	$U_{\text{mys}}$ [A]	15,06	14,55	15,80
Magn. napětí jha rotoru	$U_{\text{myr}}$ [A]	6,82	4,26	4,33
Magn. napětí vzduchové mezery	$U_{\text{m}\delta}$ [A]	435,64	444,75	455,55
Magnetizační proud	$I_m$ [A]	2,98	2,87	2,94
Proudová hustota vinutí statoru	$J_s$ [ $\text{Amm}^{-2}$ ]	3,5	3,58	3,41
Proudová hustota tyčí rotoru	$J_{\text{bar}}$ [ $\text{Amm}^{-2}$ ]	6,85	7,24	7,11
Proudová hustota zkratovacího kruhu	$J_{\text{ring}}$ [ $\text{Amm}^{-2}$ ]	3,85	4,32	4,23

Pomocí modulu RMxpřt můžeme také snadno získat některé charakteristické křivky a průběhy navrhovaného stroje. Program je automaticky vytváří při každém výpočtu analýzy. Na obrázku 3-9 je pro ukázkou uvedena předpokládaná momentová charakteristika, ve které je možné vidět, že navržený motor by mělo být možné výrazně momentově přetížit, přičemž momentu zvratu 11,69 Nm je dosaženo při skluzu 0,2, což odpovídá 4128 otáčkám za minutu (přesné hodnoty jsou uvedeny v podrobném výpisu z RMxpřt v příloze D).



Obrázek 3-10 Momentová charakteristika stroje uzavřenými drážkami na rotoru

Můžeme také srovnat rozdíly mezi variantou stroje s otevřenými drážkami na rotoru, která bude použita pro výrobu prototypu, a původní verzi s uzavřenými drážkami. Úpravou zamýšlené konstrukce jsme původního záměru eliminace vlivu excentricity rotoru dosáhli také mírného zvýšení účinnosti a účinníku. Hlavní příčinou této změny je snížení rotorové rozptylové indukčnosti téměř na třetinu (přesné hodnoty je možné nalézt v příloze D). V souvislosti s tímto došlo také ke snížení proudového zatížení všech částí stroje a díky tomu také ke snížení Joulových ztrát. Naproti tomu ztráty v železe se zvýšily pouze nepatrně. Změny lze pozorovat také na momentové charakteristice (viz obrázek 3-11). Zde je vidět, že došlo ke zvýšení momentu při jmenovitých otáčkách i ke zvýšení momentu zvratu. Lze tak říci, že provedená úprava má na motor vesměs pozitivní vliv a negativně se projeví pouze snížením mechanické pevnosti na povrchu rotoru, které by však nemělo být kritické a ohrozit bezpečný chod stroje.



Obrázek 3-11 Momentová charakteristika stroje otevřenými drážkami na rotoru



## 4 ANALÝZA V ANSYS MAXWELL

Pro přesný výpočet rozložení magnetického pole v prostoru používáme tzv. metodu konečných prvků, kdy v celém objemu či obsahu tělesa definujeme síť konečného počtu bodů, ve kterém následně pomocí soustavy rovnic počítáme hodnoty zkoumaného pole. Nemusí se při tom jednat pouze elektromagnetické pole, ale o celou řadu dalších technických oblastí. K řešení problémů touto metodou lze použít mnoho různých softwarových nástrojů. V našem případě použijeme program ANSYS Maxwell, který je zaměřen právě na výpočty elektromagnetických polí.

### 4.1 ANSYS Maxwell

Program ANSYS Maxwell patří k pokročilým programům využívajícím metodou konečných prvků k výpočtu elektromagnetických polí. K jednodušším výpočtům může být použit například volně dostupný program FEMM, na rozdíl od něj však ANSYS Maxwell nabízí mimo jiné jednodušší práci s geometrií modelu, širší možnosti nastavení a prezentaci výsledků. V rámci ANSYS Maxwell si také můžeme vybrat mezi 2D a 3D analýzou. Pro výpočty využívá základní trojúhelníkovou síť prvků a umožňuje použít 6 typů analýz. V našem případě použijeme typy 2 – transientní a magnetostatickou. Po vypočtení magnetického pole ho můžeme zkoumat zobrazením rozložení několika předdefinovaných základních veličin nebo si případně pomocí matematických funkcí definovat veličiny vlastní.

ANSYS Maxwell také obsahuje modul RMXprt sloužící k výpočtu elektrických strojů točivých pomocí standardní analytické metody a ekvivalentního obvodového modelu. Stroj navržený z modulu RMXprt je možné exportovat do 2D a 3D prostředí ANSYS Maxwell a získat tak geometrický model stroje včetně jeho eliminování pomocí os symetrie, všech okrajových podmínek a materiálů pro výpočet pomocí metody konečných prvků.

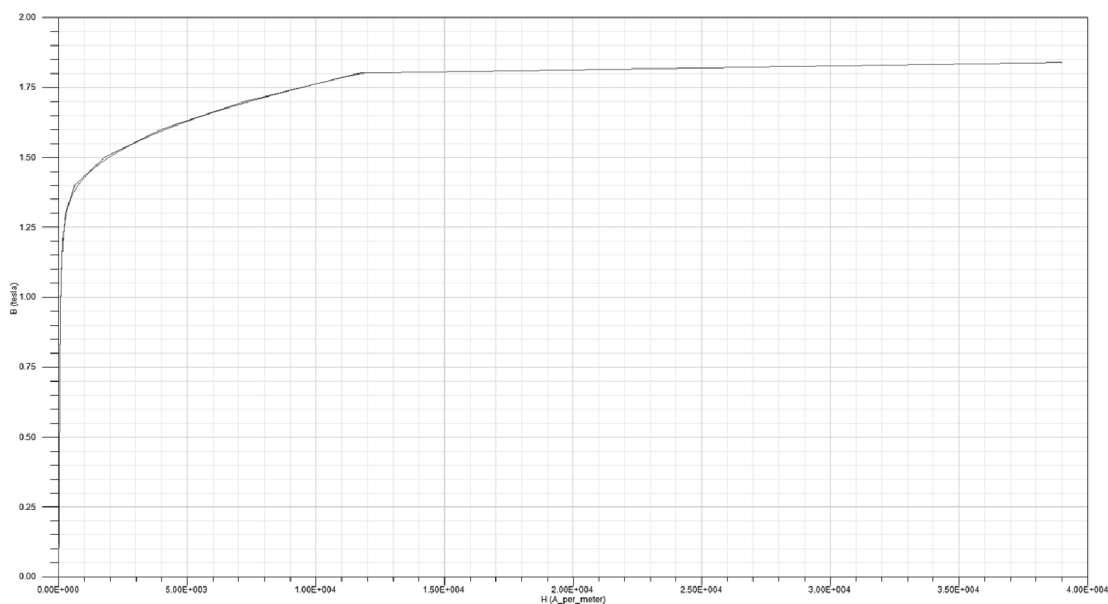
### 4.2 Nastavení modelu

V modulu RMXprt jsme vytvořili základní geometrii stroje, kterou jsme následně exportovali do 2D prostředí ANSYS Maxwell a dodatečně jsme importovali nastavce na vnitřní straně rotoru. V případě, že nás zajímá zejména rozložení elektromagnetického pole v rámci stroje, 2D analýza pracující s řezem stroje v radiálním směru bude zcela dostačující. Pokud bychom chtěli zkoumat například i rozložení proudové hustoty v zkratovacím kruhu, museli bychom použít 3D analýzu, která by však byla několikanásobně výpočetně náročnější.

#### 4.2.1 Nastavení materiálů

Nastavení materiálů jsme provedli již před exportem stroje z RMXprt do 2D prostředí ANSYS Maxwell. Jelikož vinutí statoru i rotoru bude vyrobeno z běžné elektrotechnické mědi, použili jsme pro tyto účely standardní materiál „Copper“ z knihovny ANSYS Maxwell. Uživatelsky definovaný materiál jsme vytvořili pro statorové a rotorové plechy dle technické specifikace použitého plechu M250-35A. Při definování B-H křivky materiálu jsme však museli přidat několik bodů v oblasti nad maximální uvedenou hodnotou magnetické indukce. K tomuto kroku jsme museli přistoupit, protože ANSYS Maxwell lineárně proloží definovanou B-H křivku dle nejbližších bodů. V oblasti

za kolenem křivky tak charakteristika pokračuje v podstatě lineárně a při nárůstu magnetické indukce tak výrazně roste i intenzita magnetického pole v daných bodech. Není tak respektována fyzikální podstata nasycení magnetického materiálu, kdy by po nasycení měla mít charakteristika sklon odpovídající permeabilitě vakua. Abychom se této fyzikální skutečnosti více přiblížili, definujeme několik dalších bodů charakteristiky, které sníží sklon křivky, přičemž situaci zjednodušíme a budeme se snažit, aby se křivka co nejvíce přiblížila vodorovnému průběhu. Problémem se musíme zabývat, protože v některých menších lokálních částech stroje se mohou vyskytnout vyšší hodnoty magnetické indukce (typicky oblasti nad drážkami rotoru), i když jsme při návrhu volili nižší hodnoty. Výsledná křivka definovaného materiálu je znázorněna na obrázku 4-1, přičemž červená křivka odpovídá definovaným bodům a fialová proložené funkci.



Obrázek 4-1 Definice B-H křivky v ANSYS Maxwell

Materiálu jsme také definovali model ztrát dle specifikací výrobce uvedených v [3]. Výhodou je, že výrobce uvádí měrné ztráty při několika různých frekvencích (viz obrázek 2-1 a 2-2), čímž získáme mnohem přesnější model pro následný výpočet.

#### 4.2.2 Nastavení meshe

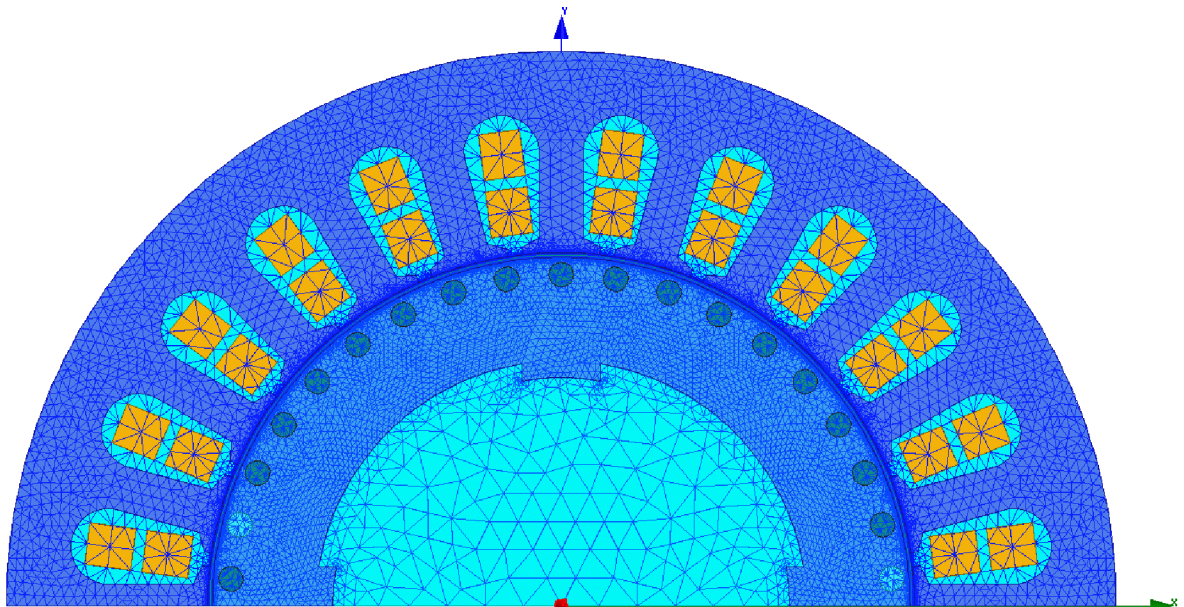
Na konečný výsledek výpočtu pomocí metody konečných prvků má nastavení meshe zásadní vliv. Obecně platí, že čím hustší síť prvků použijeme, tím přesnější výsledek získáme. S rostoucí hustotou prvků však také výrazně roste časová a výpočetní náročnost a je proto důležité důkladně zvážit nastavení sítě. Základním startovním bodem v tomto případě jsou skutečné fyzické rozměry modelu, a to zejména v těch částech, které chceme podrobně zkoumat a v jejich blízkosti.

V případě elektrických strojů je z hlediska těchto výpočtů nejdůležitější vzduchová mezera. Pro základní simulaci by mělo dostačovat 5 bodů na délku vzduchové mezery v radiálním směru. V našem případě u transientní analýzy však použijeme síť hustší, 9 bodů na délku vzduchové mezery, abychom dosáhli menšího zvlnění vypočteného časového průběhu momentu. Podobně přistoupíme i k nastavení sítě ve jhu statoru a rotoru. Naopak u transientní analýzy naprázdno nebudeme zvyšovat hustotu prvků v tyčích rotoru, protože zde nepoteče žádný proud. V programu ANSYS Maxwell definujeme síť prvků prostřednictvím maximální vzdálenosti mezi 2 body v dané

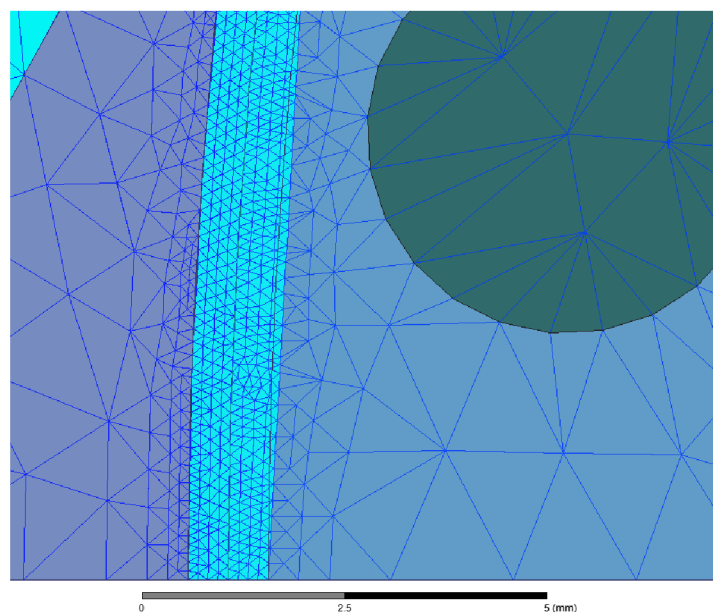
části stroje. Konkrétní hodnoty nastavené v našem případě pro stator, rotor a vzduchovou mezeru použité pro naše účely a celkový počet bodů během jednotlivých simulací jsou uvedené v tabulce 4-1. Celá síť použitá při transientní analýze je zobrazena na obrázku 4-2. Na obrázku 4-3 je pak zobrazen detail části vzduchové mezery.

Tabulka 4-1 Použité maximální vzdálenosti bodů meshu

Stator	3 mm
Rotor	2 mm
Vzduchová mezer	0,2 mm
Počet bodů	50 692



Obrázek 4-2 Síť prvků v ANSYS Maxwell při transientní analýze



Obrázek 4-3 Detail sítě prvků ve vzduchové mezeře při transientní analýze

### 4.2.3 Další nastavení

Dalším významným faktorem, který ovlivní přesnost získaných výsledků transienční analýzy, je časový krok výpočtu. Program Maxwell umožňuje nastavit dynamický časový krok omezený minimální a maximální hodnotou, který se přizpůsobuje v závislosti na dynamice právě probíhajících dějů – na začátku výpočtu, kdy v modelu probíhají rychle přechodné děje je časový krok menší a postupně se zvětšuje s tím, jak se model blíží ustálenému stavu. V našem případě však zvolíme statický časový interval s konstantním krokem mezi jednotlivými okamžiky výpočtu. Při volbě konkrétní hodnoty je opět nutné brát ohledy na konkrétní parametry modelu – v tomto případě zejména na frekvenci napájení. Minimem by mělo být rozdělení jedné periody napájení na alespoň 10 bodů, což by v našem případě odpovídala kroku cca 580  $\mu\text{s}$ . Pro získání ještě přesnějších výsledků a omezení zvlnění momentu však zvolíme krok ještě menší, a to konkrétně 50  $\mu\text{s}$ . Na druhou stranu ale opět není vhodné volit časový krok příliš malý, protože tak prodlužujeme dobu výpočtu.

Další důležitá nastavení, jako jsou okrajové podmínky a napájecí napětí, jsou již automaticky vytvořeny při exportu modelu z RMXprt. Dodatečně akorát nastavíme výpočet ztrát v železe ve statoru a rotoru.

## 4.3 Výsledky analýzy

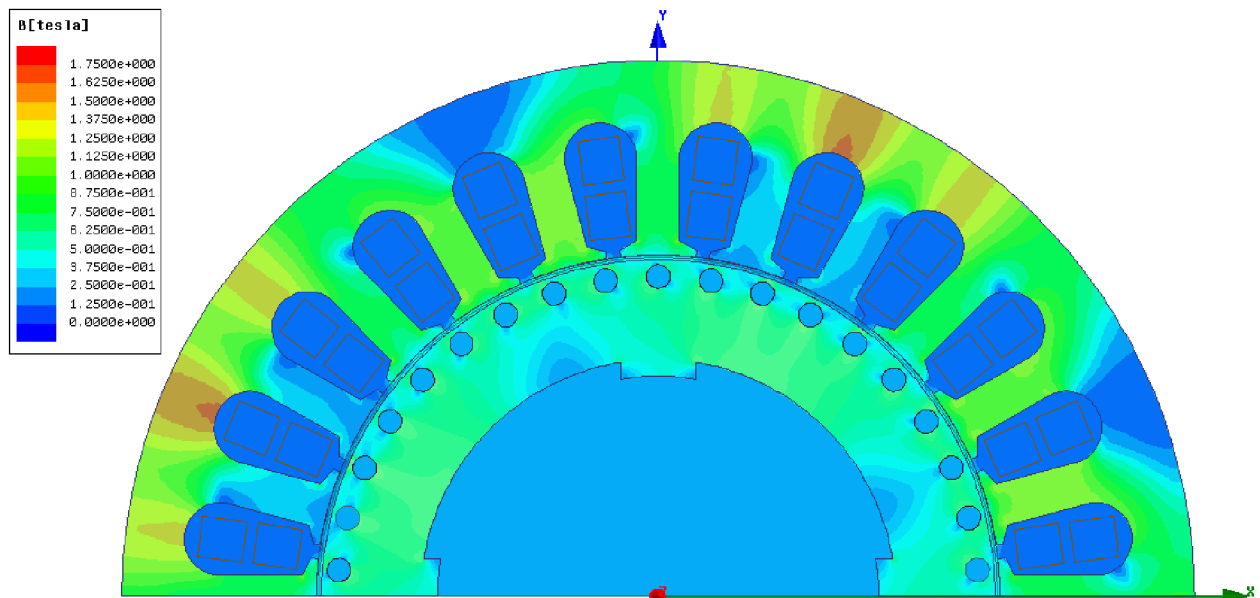
### 4.3.1 Chod naprázdno

Pro analýzu magnetického pole jsme provedli simulaci stroje ve stavu naprázdno, tj. při zátěžném momentu 0 Nm a synchronních otáčkách 5160 ot/min v délce 0,06 s. Tato doba byla dostatečná na to, aby ustaly přechodné děje a stroj se dostal do ustáleného stavu. Rozložení magnetického pole na konci této simulace je vyobrazeno na obrázku 4-4. Rozložení magnetického pole je téměř shodné u obou variant konstrukce rotorových drážek. Nejvýraznější rozdíly je možné pozorovat přímo v oblasti nad rotorovými drážkami, kde dojde zejména k výraznému snížení maximální hodnoty sycení téměř na polovinu. Srovnání průběhu magnetické indukce v této části stroje je možné vidět na obrázku 4-5.

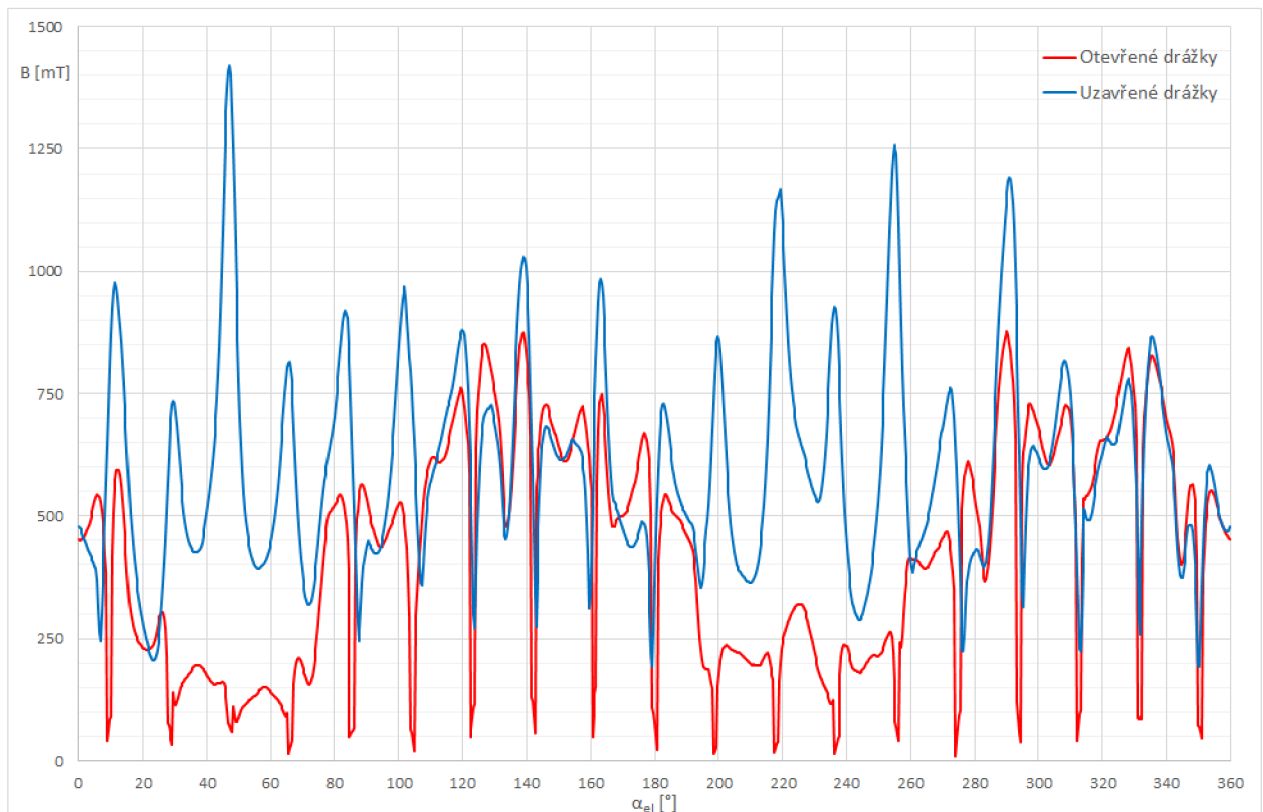
Důležitý je také prostorový průběh magnetické indukce ve vzduchové mezeře a podíl vyšších harmonických složek v něm, které způsobují ztráty na povrchu rotoru a je proto žádoucí, aby jejich výskyt byl co nejmenší. Také tady se projeví vliv drážkování rotoru, i když vliv už zde není tak zásadní, jako v případě uvedeném výše. Hodnoty magnetické indukce ve vzduchové mezeře na jedné polovině stroje odpovídající 360° elektrických pro obě možnosti jsou zobrazeny na obrázku 4-6. Na základě těchto průběhů jsme pak následně provedli Fourierovu transformaci. Amplitudová spektra pro prvních 50 harmonických složek procentuálně vztažené na velikost první harmonické je pak uvedeno na obrázku 4-7, přičemž amplitudu první harmonické jsme takto zjistili  $B_{1\text{max}} = 535,15\text{mT}$  u varianty s uzavřenými drážkami a  $B_{1\text{max}} = 538,51\text{mT}$  v případě otevřených drážek na rotoru. Obě hodnoty přibližně odpovídají hodnotě zvolené při analytickém výpočtu. Srovnání vlivu drážkování na celkový obsah vyšších harmonických pak můžeme provést pomocí činitele celkového harmonického zkreslení THD, které spočítáme dle rovnic (4-1) a (4-2) (k magnetické indukci budeme v tomto případě přistupovat stejně jako k napětí). Ze zjištěných výsledků je vidět, že otevření rotorových drážek také snížilo obsah vyšších harmonických [19].

$$THD_{B,od} = \sqrt{\sum_{n=2}^{40} \left( \frac{B_n}{B_{1max}} \right)^2} = \sqrt{\sum_{n=2}^{40} \left( \frac{B_n}{538,51} \right)^2} = 0,184 \quad (4-1)$$

$$THD_{B,od} = \sqrt{\sum_{n=2}^{40} \left( \frac{B_n}{B_{1max}} \right)^2} = \sqrt{\sum_{n=2}^{40} \left( \frac{B_n}{535,15} \right)^2} = 0,197 \quad (4-2)$$

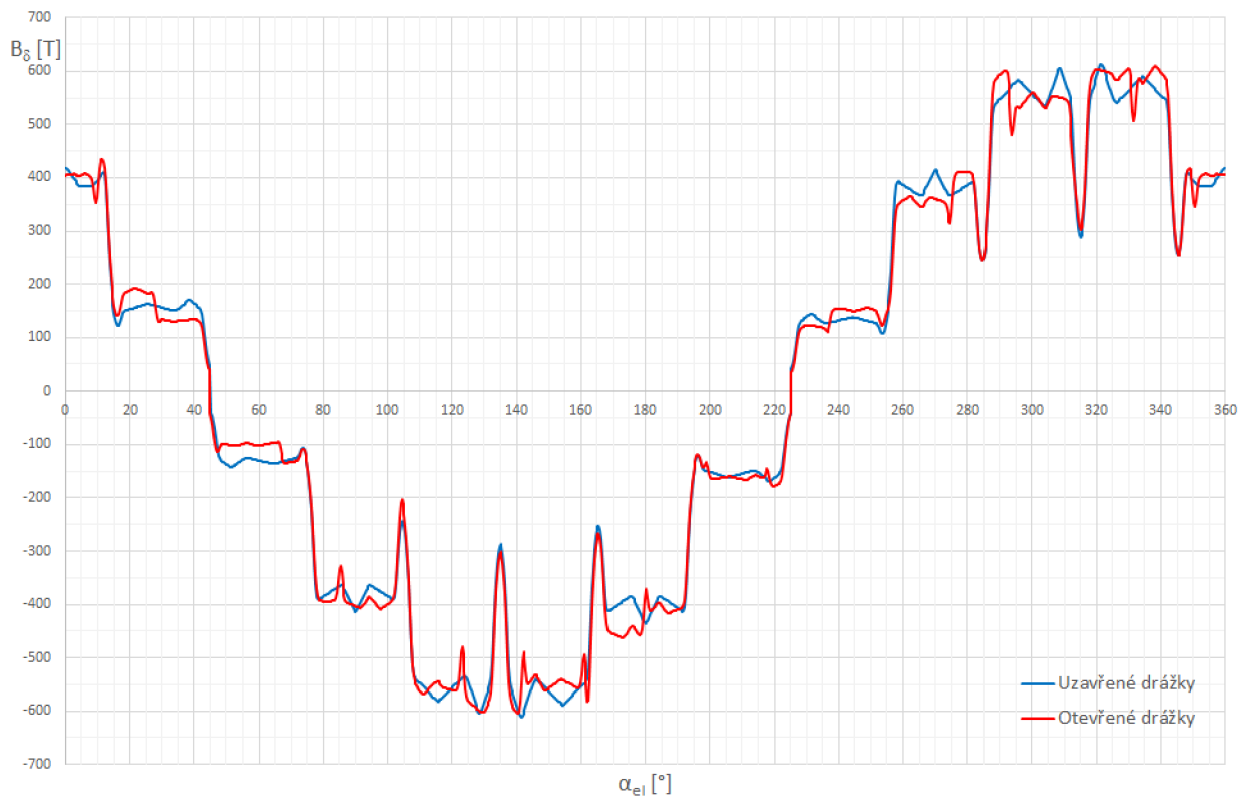


Obrázek 4-4 Rozložení magnetického pole ve stavu naprázdno

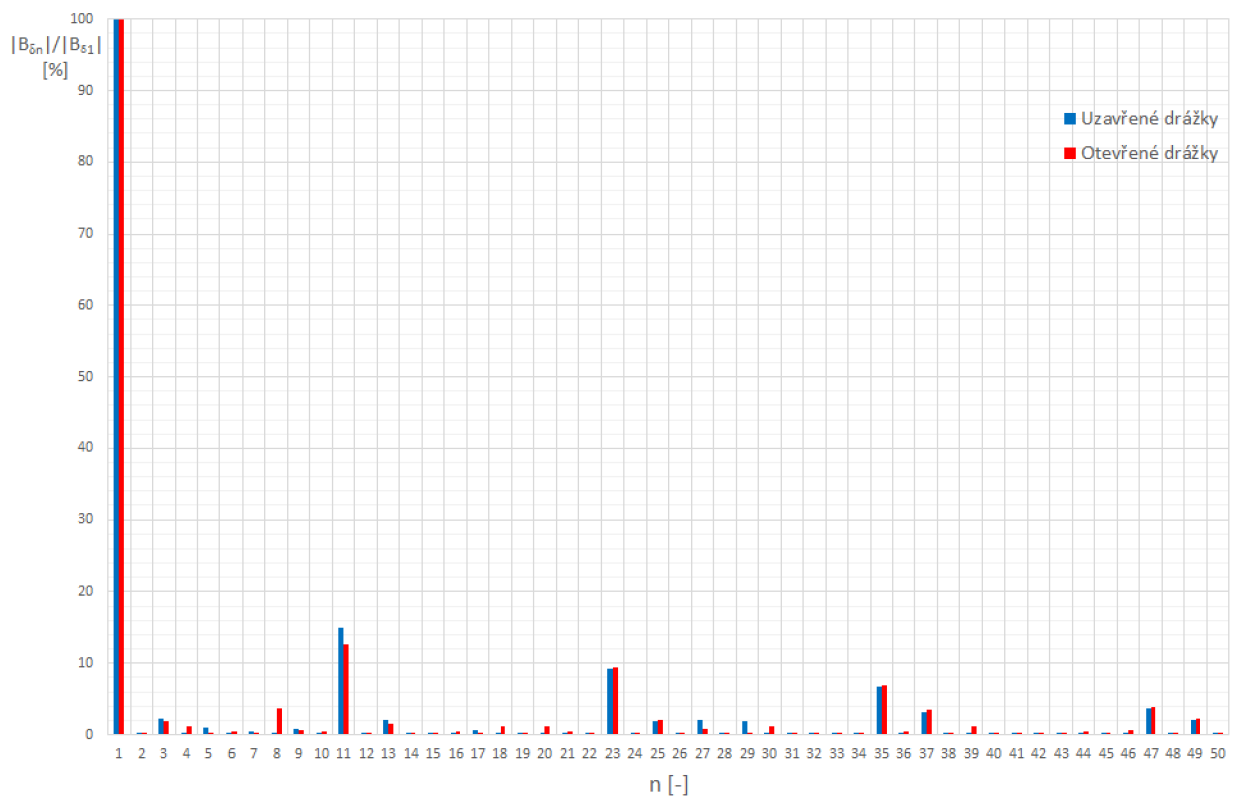


Obrázek 4-5 Průběh magnetické indukce nad rotorovými tyčemi při simulaci naprázdno



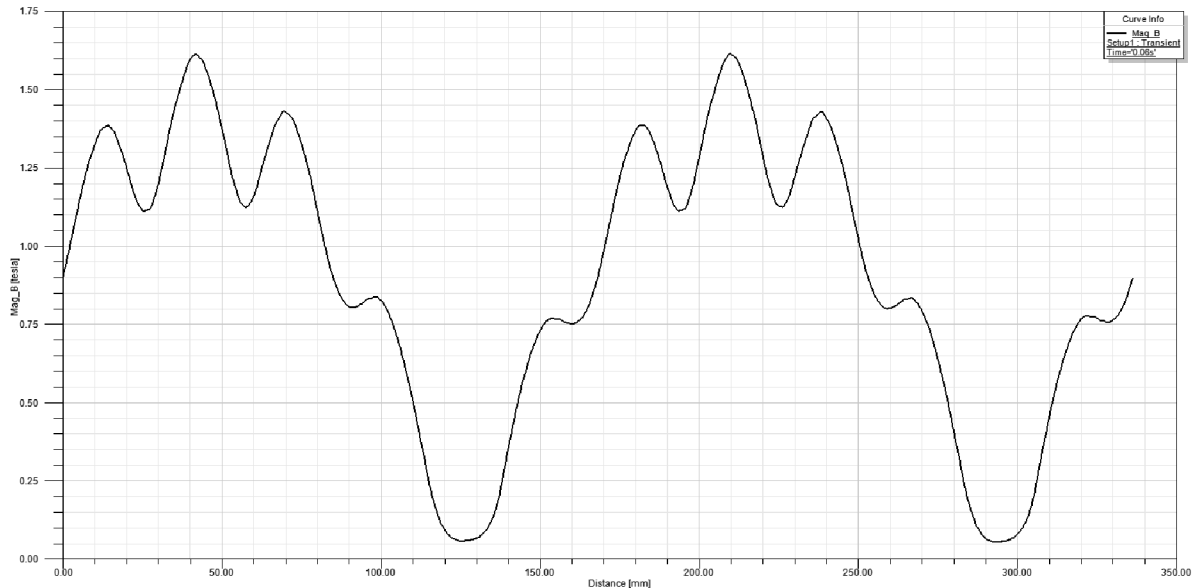


Obrázek 4-6 Průběh magnetické indukce ve vzduchové mezeře



Obrázek 4-7 Amplitudové spektrum  $B_\delta$  pro prvních 50 harmonických

Výpočtem jsme si také ověřili, že se stroj nikde nepřesycuje, a tudíž by nikde nemělo docházet k výrazným ztrátám a zahřívání. Zároveň je také vidět, že maximální hodnota indukce ve jhu statoru dosahuje přibližně 1,6 T, což odpovídá návrhu uvedenému v kapitole 3.3.5 a naopak se liší od hodnoty vypočítání v RMXprt. Přesněji je tato situace znázorněna prostorovým průběhem absolutní hodnoty magnetické indukce ve středu jha statoru na obrázku 4-5. Z tohoto průběhu také byla stanovena střední hodnota magnetické indukce pro účely výpočtu ztrát v kapitole 3.4.1.



Obrázek 4-8 Průběh absolutní hodnoty magnetické indukce ve středu jha statoru

Další výsledky získané výpočtem stavu naprázdno jsou uvedeny v tabulce 4-2. Nejdůležitějším takto získaným údajem jsou ztráty v železe, které se však svojí hodnotou liší od hodnot dříve zjištěných analytickou metodou a modelem RMXprt. Nicméně vzhledem k empirické povaze předchozích výpočtů by hodnota zjištěná touto simulací měla být přesnější a lépe odpovídat realitě, protože vychází z reálného rozložení magnetického pole. Velikost přídatných ztrát není získána z výpočtu přímo, ale je vypočítána jako rozdíl příkonu, výkonu a zbývajících druhů ztrát dle rovnice (4-3). Můžeme také vidět, že obě konstrukční varianty dosahují téměř stejných výsledků i v oblasti ztrát.

$$P_{ad} = P_1 - P_2 - P_{CuS} - P_{CuR} - P_{fe} = 102,29 - 0 - 48,13 - 0 - 39,77 = 14,10W \quad (4-3)$$

Tabulka 4-2 Výsledky výpočtu v ANSYS Maxwell při chodu na prázdno

		Uzavřené drážky	Otevřené drážky
Otáčky	n [min <sup>-1</sup> ]	5160	5160
Fázové napětí	U [V]	213,62	213,62
Fázový proud	I [A]	3,38	3,38
Příkon	P <sub>1</sub> [W]	102,29	103,43
Moment	M [Nm]	0	0
Ztráty ve vinutí	P <sub>CuS</sub> [W]	48,13	45,71
Ztráty v rotoru	P <sub>CuR</sub> [W]	0	5,00
Ztráty v železe	P <sub>fe</sub> [W]	39,77	39,85
Přídavné ztráty	P <sub>ad</sub> [W]	14,10	12,87
Mechanický výkon	P <sub>2</sub> [W]	0	0

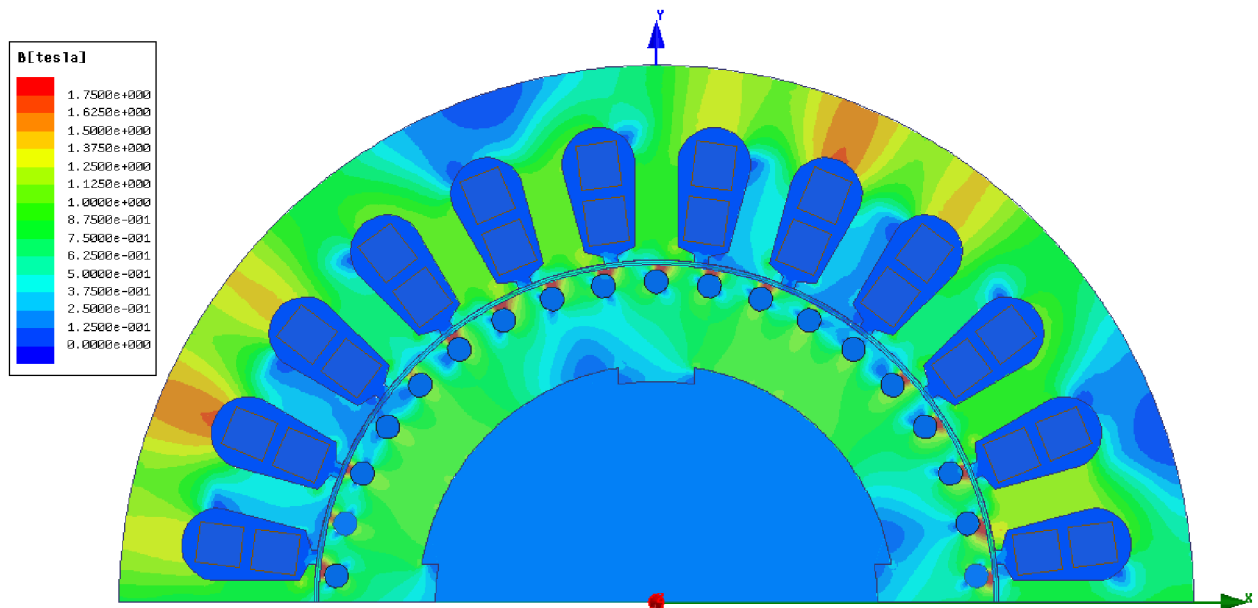
### 4.3.2 Chod při jmenovitých otáčkách

Jmenovitý chod stroje jsme simulovali při 5000 otáčkách za minutu. Ostatní nastavení pak byla shodná s předchozí simulací chodu naprázdno. Vypočítané hodnoty jsou uvedeny v tabulce 4-3. Zjištěné ztráty ve vinutí se přibližně shodují se ztrátami podle analytického výpočtu, nicméně výpočet v ANSYS Maxwell nezahrnuje mechanické ztráty, které byly uvažovány, takže lze očekávat, že reálné ztráty budou o něco vyšší. V případě této simulace pak jsou již rozdíly mezi oběma variantami rotorových drážek větší. Díky otevření drážek poměrně výrazně stoupl moment a tím pádem i mechanický výkon při stejných otáčkách. Potvrdil se tak předpoklad vycházející z rozdílných momentových charakteristik uvedených v kapitole 3.6. Díky lepšímu účinníku také klesl fázový proud, což se pozitivně projevilo na snížení ztrát ve vinutí statoru. Naproti tomu se zvýšily přídatné ztráty, které jsou však ale úměrné výkonu a při jeho případné regulaci by došlo k jejich snížení.

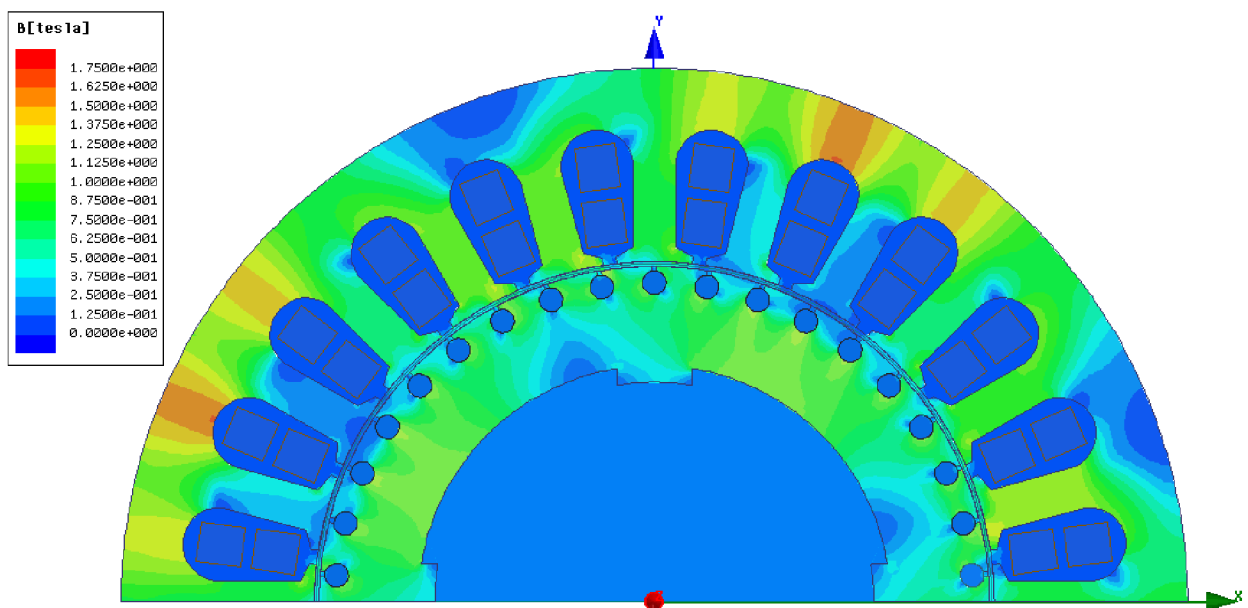
Na obrázcích 4-9 a 4-10 je pak vyobrazeno rozložení magnetického pole na konci simulace při jmenovitých otáčkách. Zde jsou také patrné významné rozdíly mezi oběma variantami stroje. V části rotoru nad uzavřenými drážkami dochází k výraznému zvýšení magnetické indukce, které je způsobeno relativně velkými proudy tekoucími rotorovými tyčemi. Takto vysoké sycení by mohlo způsobit výrazné ztráty na povrchu rotoru a v návaznosti na to také vyšší zahřívání. Na obrázku 4-10 je pak vidět, že otevření drážek tento problém účinně eliminovalo a indukce nad rotorovými tyčemi nedosahuje vyšších hodnot než v jiných částech stroje. Detailní srovnání průběhů magnetické indukce v tomto prostoru je zobrazeno na obrázku 4-11. Z něj je možné vidět, že opět došlo k výraznému snížení maximální hodnoty magnetické indukce z cca 2,07 T na přibližně 1,38 T. Toto snížení je o to významnější, protože v případě druhé hodnoty se pohybujeme ještě v kolenu magnetizační křivky použitého plechu, zatímco původní hodnota je již daleko za ním. Potvrdili jsme tak výrazně pozitivní vliv otevření drážek na rotoru na chod celého stroje.

Tabulka 4-3 Výsledky výpočtu v ANSYS Maxwell při jmenovitých otáčkách

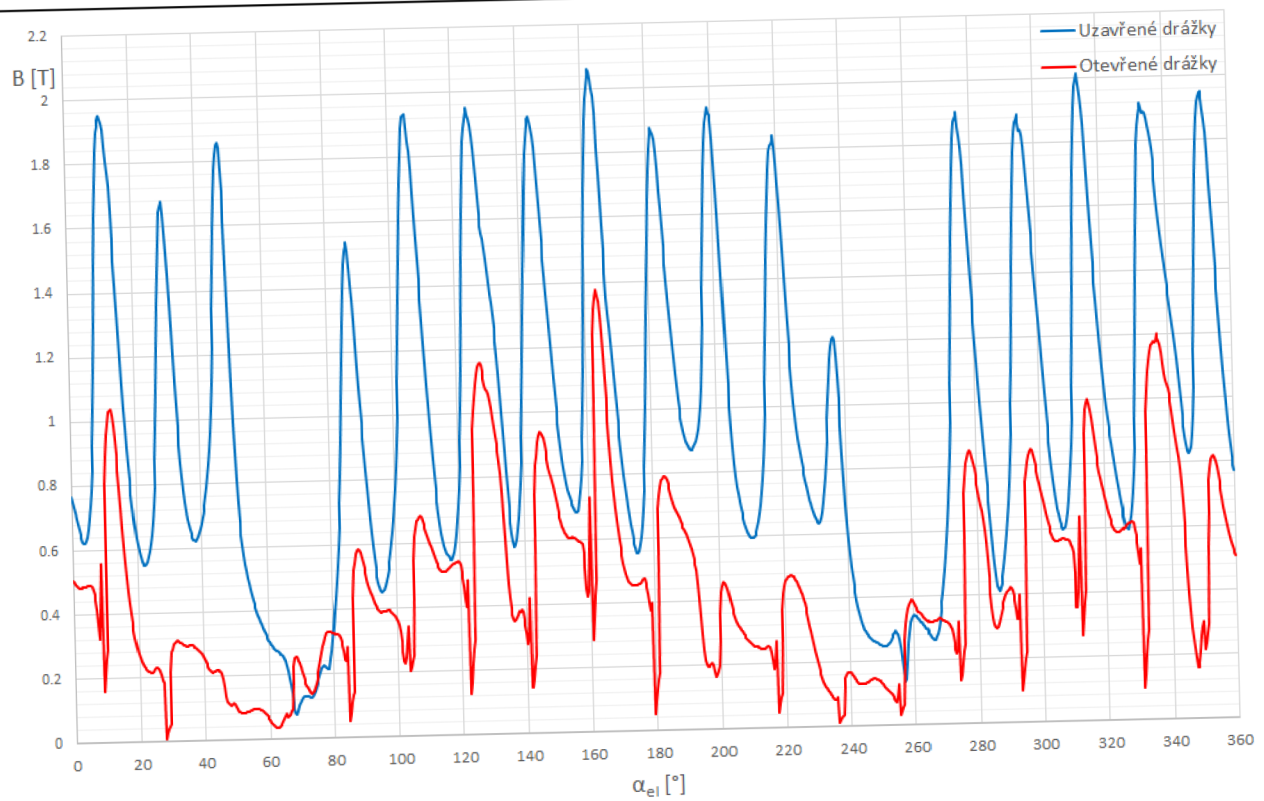
		Uzavřené drážky	Otevřené drážky
Otáčky	$n$ [ $\text{min}^{-1}$ ]	5000	5000
Fázové napětí	$U$ [V]	213,62	213,62
Fázový proud	$I$ [A]	5,51	5,30
Příkon	$P_1$ [W]	2327,55	2469,94
Moment	$M$ [Nm]	3,98	4,22
Ztráty ve vinutí	$P_{\text{CuS}}$ [W]	123,13	113,59
Ztráty v rotoru	$P_{\text{CuR}}$ [W]	43,60	41,22
Ztráty v železe	$P_{\text{Fe}}$ [W]	42,18	41,97
Přídavné ztráty	$P_{\text{ad}}$ [W]	33,88	62,30
Mechanický výkon	$P_2$ [W]	2084,76	2210,86



Obrázek 4-9 Rozložení magnetického pole při jmenovitých otáčkách stroje s uzavřenými rotorovými drážkami



Obrázek 4-10 Rozložení magnetického pole při jmenovitých otáčkách stroje s otevřenými rotorovými drážkami



Obrázek 4-11 Průběh magnetické indukce nad rotorovými tyčemi při 5000 otáčkách



## ZÁVĚR

V rámci diplomové práce jsme měli za úkol navrhnout motor o výkonu 2000 W a rychlosti 5000 ot/min pro přímý pohon čerpadla pro kaskádní čerpání kapalin pro aplikaci zejména v hlubinných vrtech. V úvodní kapitole je nejprve stručně popsán celý systém čerpání kapalin a konstrukční umístění námi navrhovaného motoru. Následně jsme zvolili vhodný typ motoru pro tuto aplikaci a jeho základní parametry – konkrétně jsme se rozhodli pro 4 pólový asynchronní motor napájený střídavým napětím 3x400 V. Při volbě typu motoru jsme museli brát ohled na náročnost zamýšlené aplikace a složitost konstrukce celého systému, a proto jsme dali přednost jednoduchému asynchronnímu motoru před synchronním strojem s permanentními magnety, který se jinak jevil také jako vhodná volba. Volba počtu pólů pak byla kompromisem mezi snahou snížit napájecí frekvenci s ohledem na ztráty v železe a snahou zkrátit čela vinutí vzhledem k aktivní délce stroje s ohledem na ztráty ve vinutí. Právě ve snaze zkrátit čela vinutí jsme se zabývali i možností použití soustředěného vinutí. Zjistili jsme však, že aplikace tohoto typu vinutí bez použití permanentních magnetů není vhodná.

V kapitole 3 jsme pak provedli samotný výpočet asynchronního motoru. Při něm jsme hned v úvodu museli kvůli zadanému požadavku na rozměr vnitřního průměru rotoru odchytil od obecných doporučení pro poměr délky svazku železa a průměru rotoru, díky čemuž má výsledný stroje do značné míry nestandardní diskový tvar. Ze stejných důvodů jsme také použili poměrně nízké sycení v oblasti zubů statoru a rotoru a stroj tak s ohledem na fyzikální možnosti železa není zcela optimálně využit. Na druhou stranu se však toto snížení magnetických indukací pozitivně projevilo na velikosti ztrát v železe a na hodnotě účinníku. V ostatních ohledech jsme se pak již snažili držet standardních doporučení pro návrh asynchronního motoru. Navržený motor jsme také analyzovali s ohledem na velikost ztrát a magnetických napětí. Nebylo však možné stanovit přesnou hodnotu účinnosti, protože díky nové unikátní konstrukci čerpadlového systému zatím nejsou známě všechny parametry potřebné pro stanovení mechanických ztrát. Přesnější hodnoty bude možné stanovit až kontrolním měřením po výrobě prototypu. V práci ze stejných důvodů také není uveden teplotní výpočet – stroj by měl být ochlazován přímo čerpanou kapalinou, parametry tohoto proudění však zatím nejsou známé. Správnost ostatních výpočtů je ověřena pomocí programu RMXprt. Po konzultaci s výrobcem motoru a s kolegy ze strojní fakulty navrhuující zbyvajících části čerpadla jsme také provedli několik konstrukčních úprav.

Ve 4. kapitole je pak ještě provedena důkladnější analýza magnetického pole stroje. K tomu byl použit program ANSYS Maxwell využívající pro své výpočty metodu konečných prvků. Je uveden stručný postup nastavení modelu a analýzy i s odůvodněním volby některých parametrů. Výpočtem jsme ověřili, že stroj by se v žádné části neměl přesycovat a tudíž by ani nemělo docházet k přehřívání způsobenému zvýšenými ztrátami v rotoru. V kapitole je také uvedeno podrobnější srovnání vlivu otevření rotorových drážek na chod stroje, zejména pak pozitivnímu vlivu na snížení sycení v oblasti nad rotorovými tyčemi. Díky tomuto opatření bylo dosaženo všeobecně lepšího chodu stroje – zvýšení účinnosti i účinníku i možnosti zatížení větším zátěžným momentem.

V příloze C jsou pak uvedeny rozměrové náčrtky navrženého stroje, které by měli být využity pro výrobu prototypu, se kterým následně bude ve spolupráci se Strojní fakultou VUT v Brně ověřena funkčnost celého kaskádního systému čerpání kapalin.



## LITERATURA

- [1] PYRHÖNEN, Juha, Tapani JOKINEN a Valéria HRABOVCOVÁ. *Design of rotating electrical machines*. Second edition. Chichester, West Sussex, United Kingdom: Wiley, 2014, 614 pages. ISBN 978-1-118-70162-1.
- [2] KOPYLOV, Igor Petrovič. *Stavba elektrických strojů*. 1. vyd. Praha: Státní nakladatelství technické literatury, 1988, 685 s.
- [3] Cogent Power Ltd. *Electrical Steel Non Oriented Fully Processed*. Sweden, 2011. Dostupné také z: <http://perso.uclouvain.be/ernest.matagne/ELEC2311/T2006/NOFP.pdf>
- [4] BOLDEA, Ion a Syad A. NASAR. *The induction machine handbook*. Boca Raton: CRC Press, 2002, 950 p. ISBN 08-493-0004-5.
- [5] ONDRŮŠEK, Čestmír. *Elektrické stroje*. Brno, elektronická přednáška.
- [6] MATYSKA, Pavel. *Synchronní reluktanční motory v regulovaných pohonech* [online]. 2013, [cit. 2015-10-25]. Dostupné z: <http://www.abb-conversations.com/cs/files/2013/06/Synchronn%C3%AD-reluktan%C4%8Dn%C3%AD-motory.pdf>
- [7] LEE, Su-Jin, Jung-Pyo HONG a Woo-Kyo JANG. Characteristics comparison of BLDC motor according to the lead angles. 2012 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference [online]. IEEE, 2012, : 879-883 [cit. 2015-10-25]. DOI: 10.1109/VPPC.2012.6422706. ISBN 978-1-4673-0954-7. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=6422706>
- [8] K.K.Han, D. Y. Lee, G.H.Kang, K.B. Jang, H.K. Shin, and G.T. Kim: "The Design of Rotor and Notch to Improve the Operation Characteristics in Spoke type BLDC Motor", Proceedings of Int. Conf. on Electrical Machines and Systems, pp.3121-3125(2008).
- [9] VACUUMSCHMELZE. *Vacoflux 50 Data Sheet: laboratory data*. 2009.
- [10] LAHNE, Hans-Christian, Oleg MOROS a Dieter GERLING. Design considerations when developing a 50000 rpm high-speed high-power machine. In: *2015 17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'15 ECCE-Europe)*. IEEE, 2015, s. 1-10. DOI: 10.1109/EPE.2015.7311716. ISBN 978-9-0758-1522-1. Dostupné také z: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=7311716>
- [11] Resistivity, Conductivity and Temperature Coefficients for Common Materials. The Engineering ToolBox [online]. 2016 [cit. 2016-04-04]. Dostupné z: <https://www.citacepro.com/dokument/iykRrW8J8h6WT0tL>
- [12] POCHYLÝ, F.; HALUZA, M.; HUDEC, M.; ONDRŮŠEK, Č.; Vysoké učení technické v Brně, Brno, CZ: Hybridní čerpačí systém. 29274, užitečný vzor. (2016)



- 
- [13] ISHAK, D., Z.Q. ZHU a D. HOWE. Comparison of PM Brushless Motors, Having Either All Teeth or Alternate Teeth Wound. IEEE Transactions on Energy Conversion [online].2006, (21), 95-103[cit.2016-04-20] DOI: 10.1109/TEC.2005.853765.ISBN 10.1109/TEC.2005.853765. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=1597325>
- [14] LIBERT, F. a J. SOULARD. Investigation on Pole-Slot Combinations for Permanent-Magnet Machines with Concentrated Windings [online]. Stockholm: Royal Institute of Technology [cit. 2015-11-16]. Dostupné z: <http://citeseerx.ist.psu.edu/viewdoc/download?doi=10.1.1.508.1648&rep=rep1&type=pdf>
- [15] VAN DER GIET, M., K. KASPER, R. W. DE DONCKER a K. HAMEYER. Material parameters for the structural dynamic simulation of electrical machines: revue littéraire mensuelle [online]. [cit. 2016-04-27]. DOI: 10.1109/ICEIMach.2012.6350314. ISBN 10.1109/ICEIMach.2012.6350314. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=6350314>
- [16] Saari J. Acta Polytechnica Scandinavica. Electrical Engineering Series No. 90. Helsinki 1998. 73 p. Published by the Finnish Academy of Technology. ISBN 952-5148-43-2. ISSN 0001-6845. UDC 621.313 [cit. 2016-05-11]. Dostupné z: <http://lib.tkk.fi/Diss/199X/isbn9512255766/isbn9512255766.pdf>
- [17] Air Density and Specific Weight. The Engineering ToolBox [online]. [cit. 2016-05-11]. Dostupné z: [http://www.engineeringtoolbox.com/air-density-specific-weight-d\\_600.html](http://www.engineeringtoolbox.com/air-density-specific-weight-d_600.html)
- [18] Dry Air Properties. The Engineering ToolBox [online]. [cit. 2016-05-11]. Dostupné z: [http://www.engineeringtoolbox.com/dry-air-properties-d\\_973.html](http://www.engineeringtoolbox.com/dry-air-properties-d_973.html)
- [19] ČSN EN 50160. Charakteristiky napětí elektrické energie dodávané z veřejné distribuční sítě. Ed. 3. Úřad pro technickou normalizaci, metrologii a státní zkušebnictví, 2010.





---

## **PŘÍLOHY**

PŘÍLOHA A: B-H KŘIVKA PLECHU M250-35A

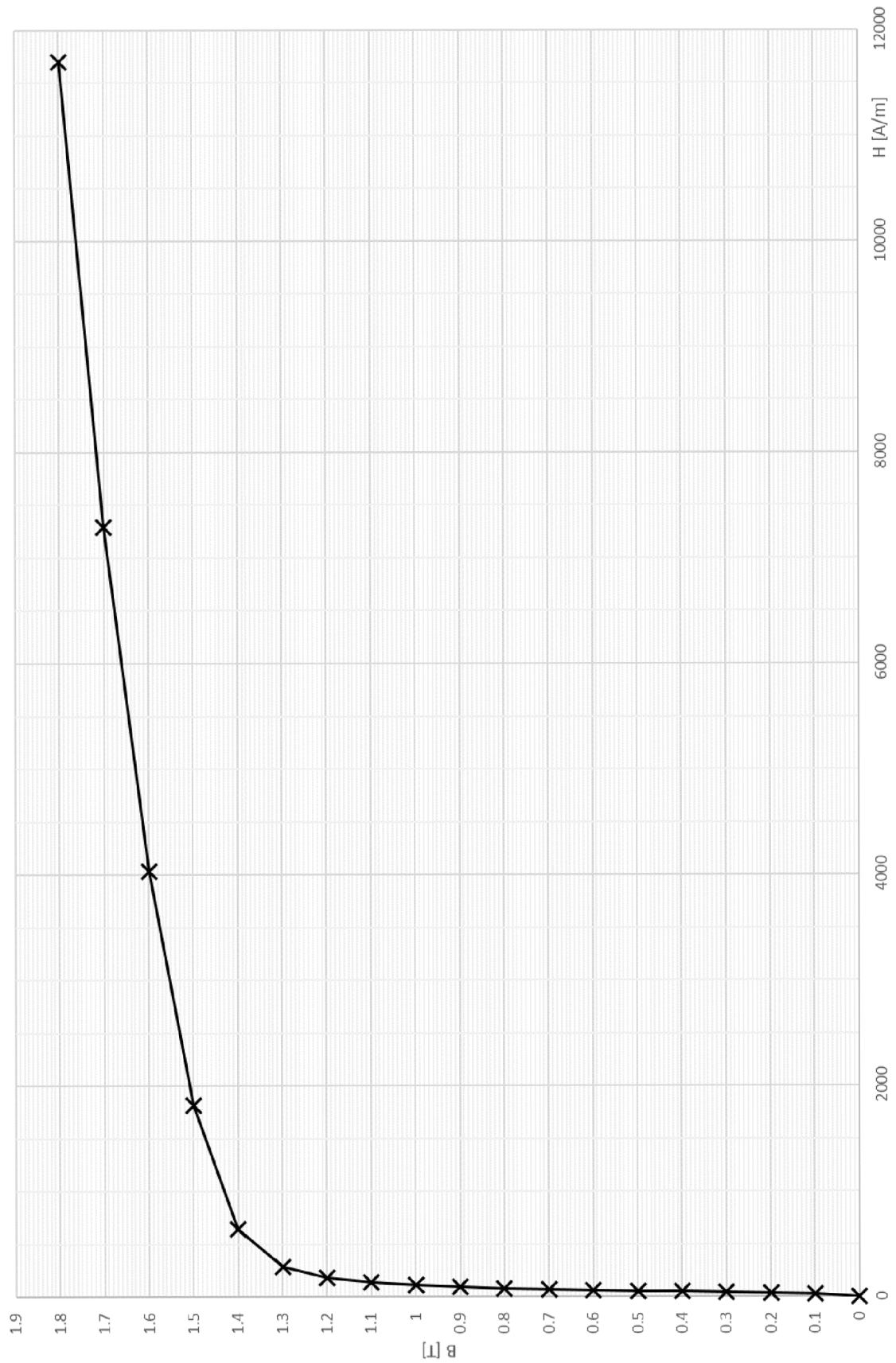
PŘÍLOHA B: SCHÉMA VINUTÍ

PŘÍLOHA C: HLAVNÍ ROZMĚRY MOTORU

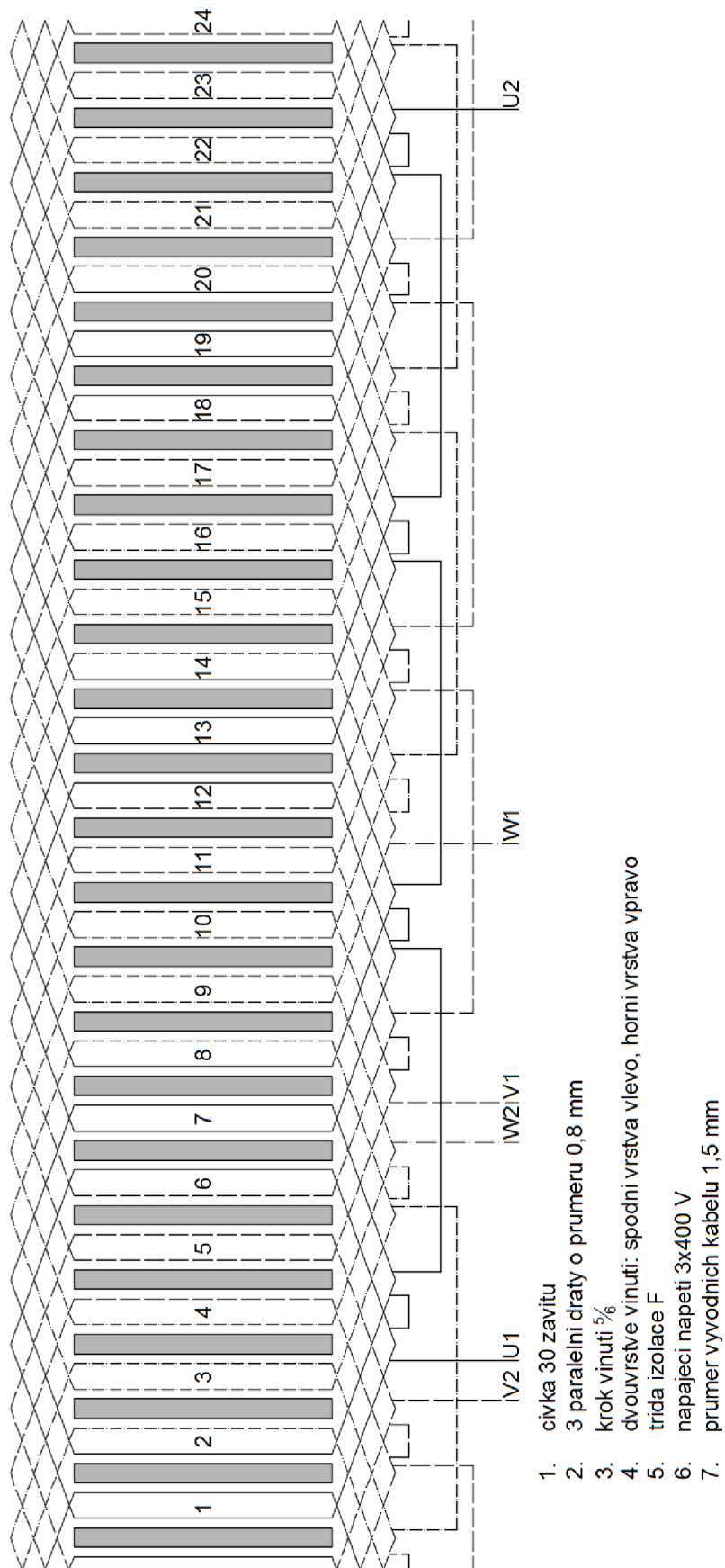
PŘÍLOHA D: VÝSLEDKY Z RMXPRT



## PŘÍLOHA A: B-H KŘIVKA PLECHU M250-35A

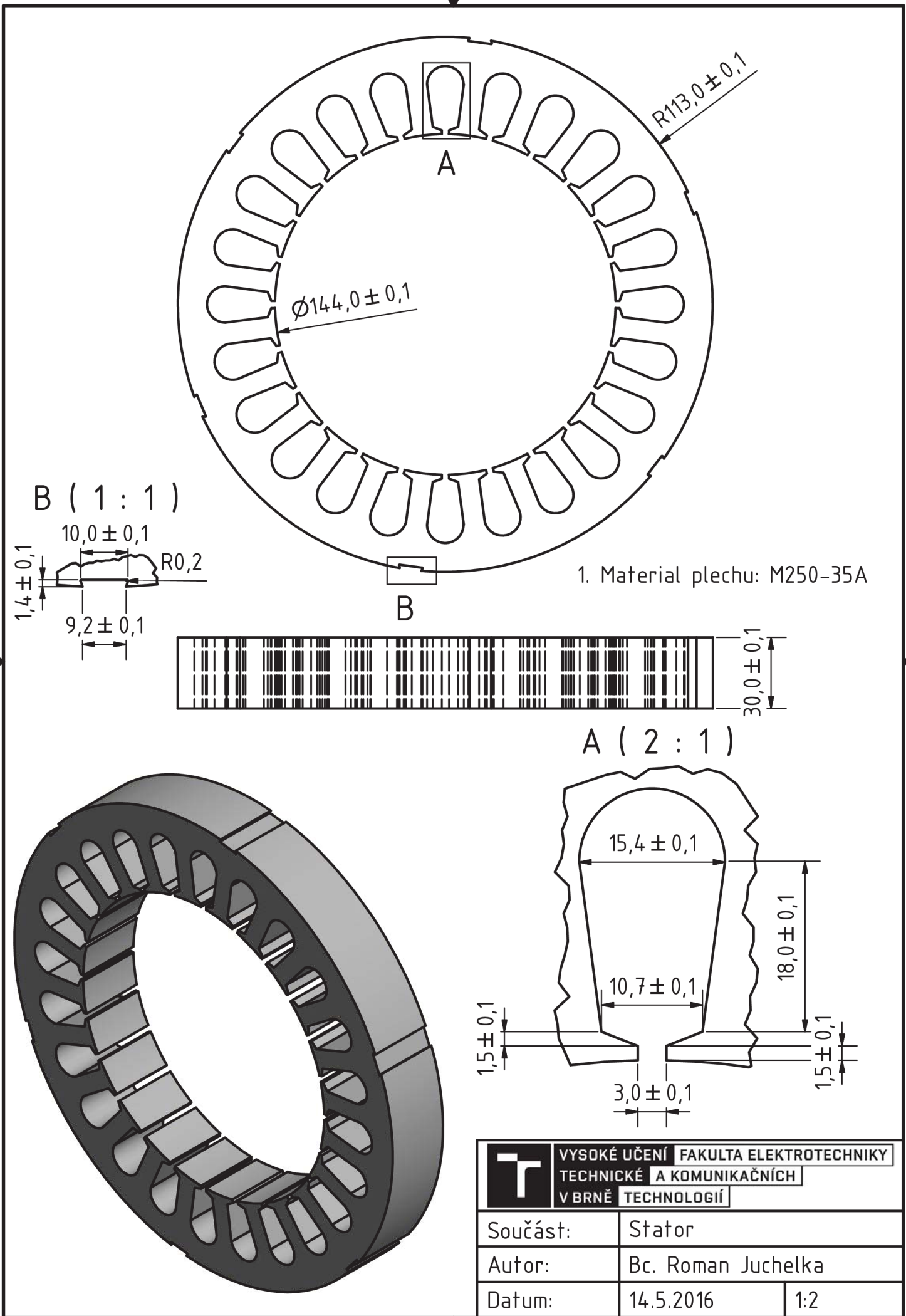


## PŘÍLOHA B: SCHÉMA VINUTÍ



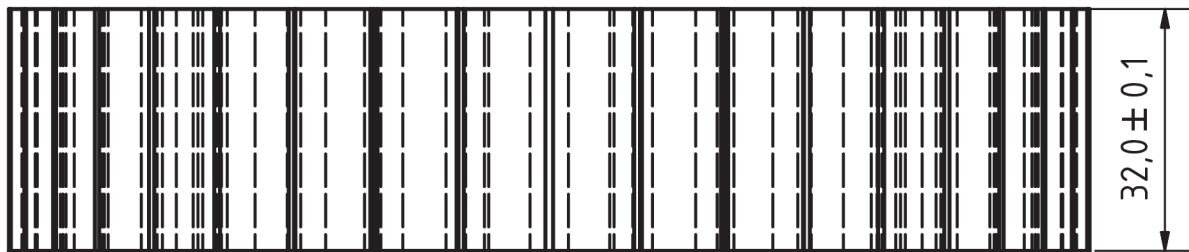
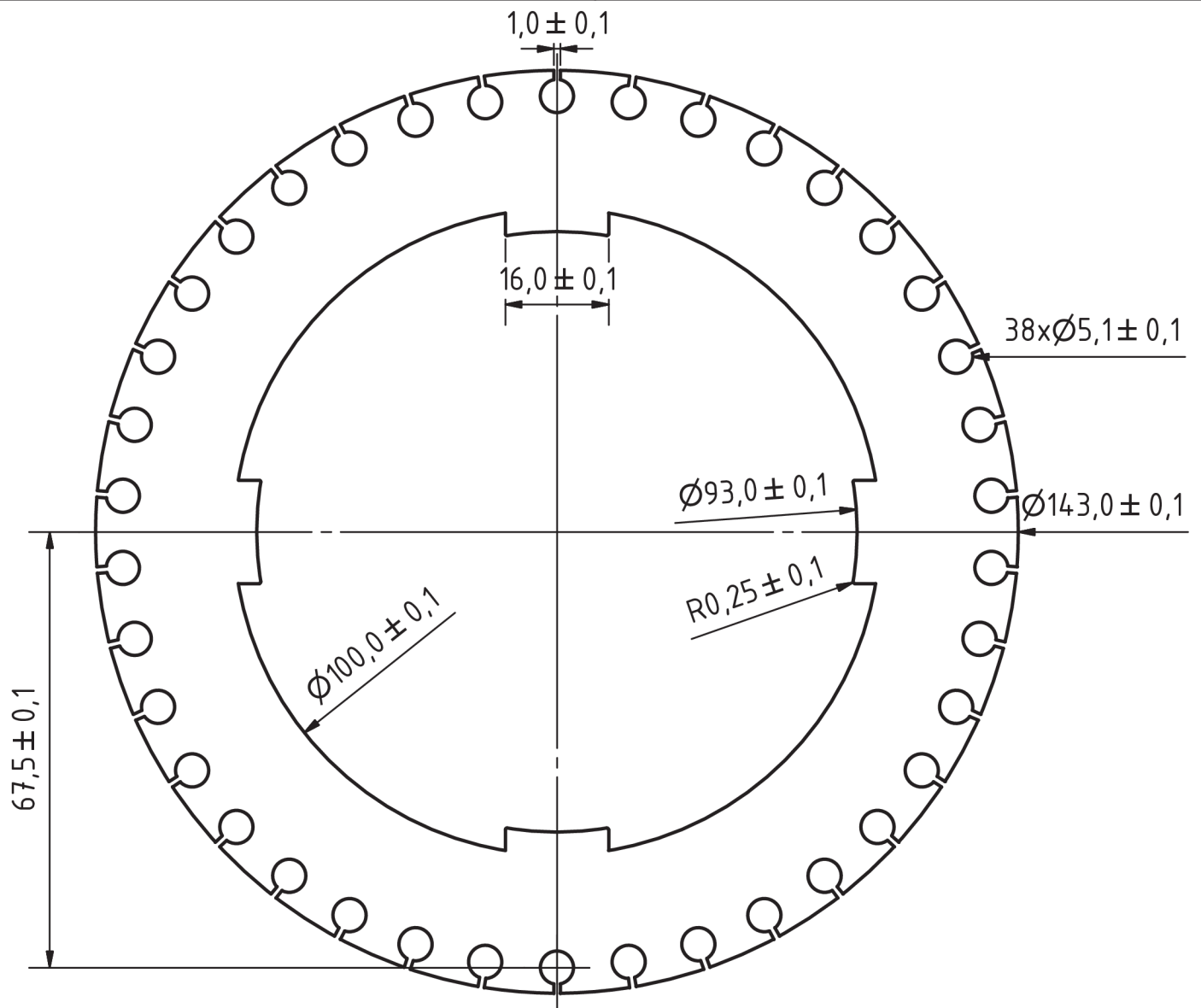


## **PŘÍLOHA C: HLAVNÍ ROZMĚRY MOTORU**



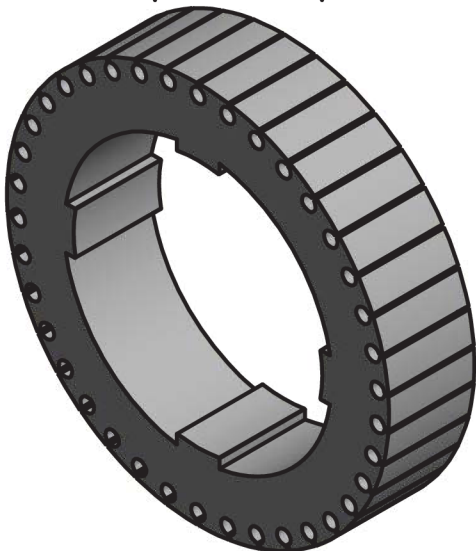
1. Material plechu: M250-35A


	<b>VYSOKÉ UČENÍ FAKULTA ELEKTROTECHNIKY</b> <b>TECHNICKÉ A KOMUNIKAČNÍCH</b> <b>V BRNĚ TECHNOLOGIÍ</b>	
	Součást:	Stator
	Autor:	Bc. Roman Juchelka
Datum:	14.5.2016	1:2

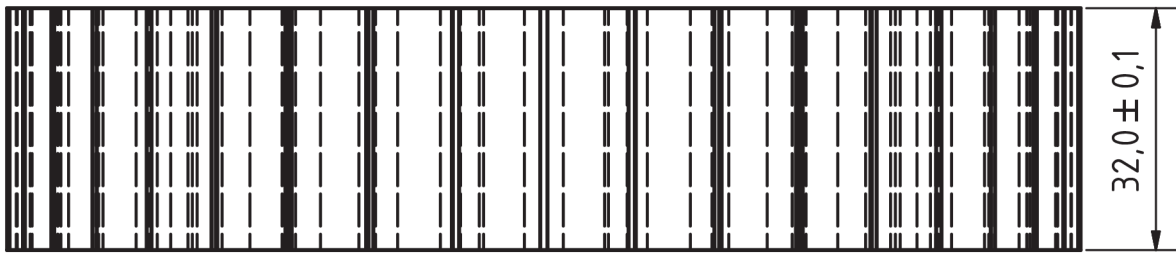
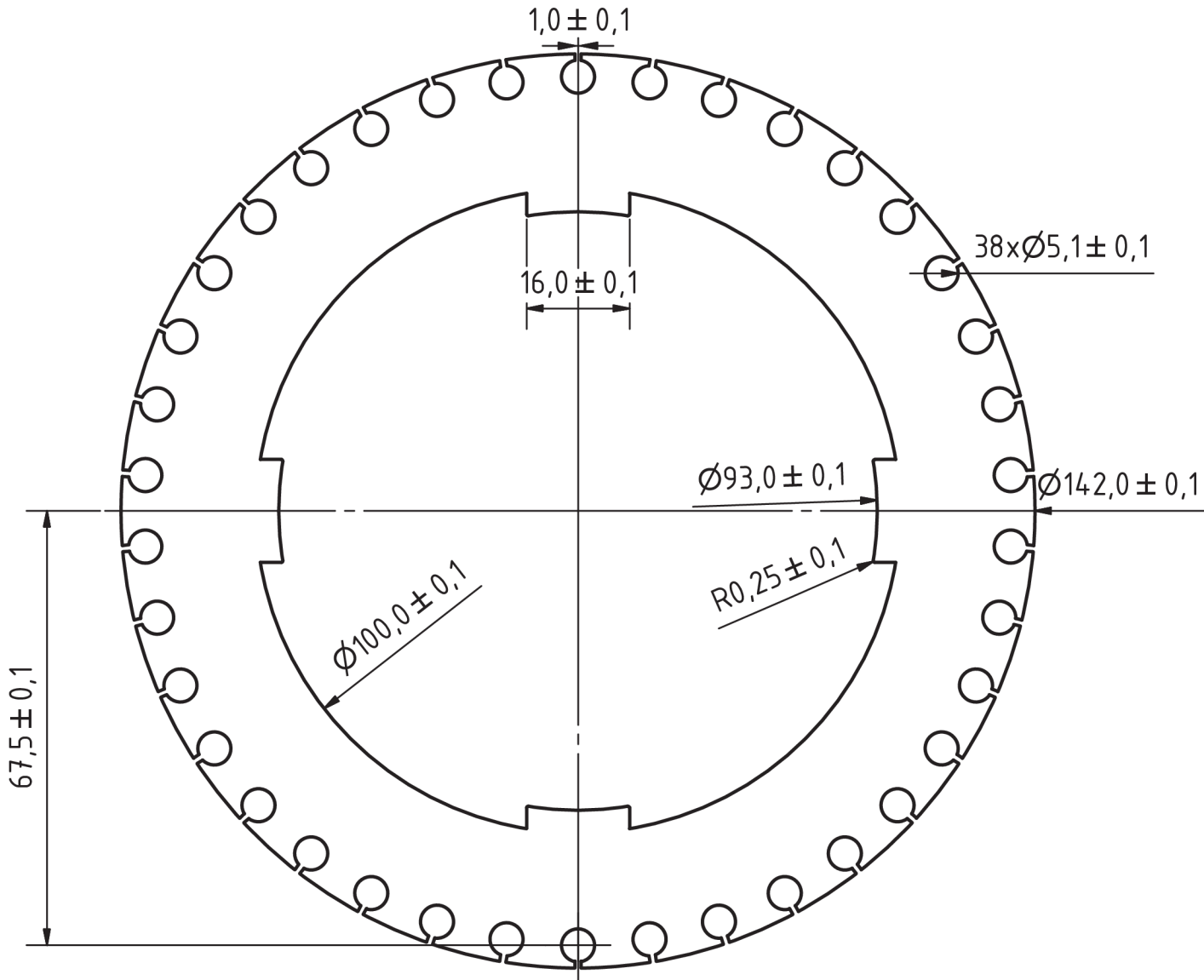


( 1 : 2 )

1. Material plechu: M250-35A

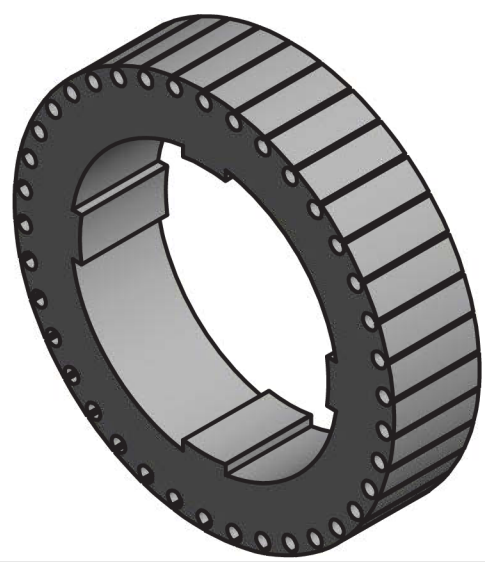


	VYSOKÉ UČENÍ FAKULTA ELEKTROTECHNIKY TECHNICKÉ A KOMUNIKAČNÍCH V BRNĚ TECHNOLOGIÍ	
	Součást:	Rotor pro laserovani
Autor:	Bc. Roman Juchelka	
Datum:	14.5.2016	1:1

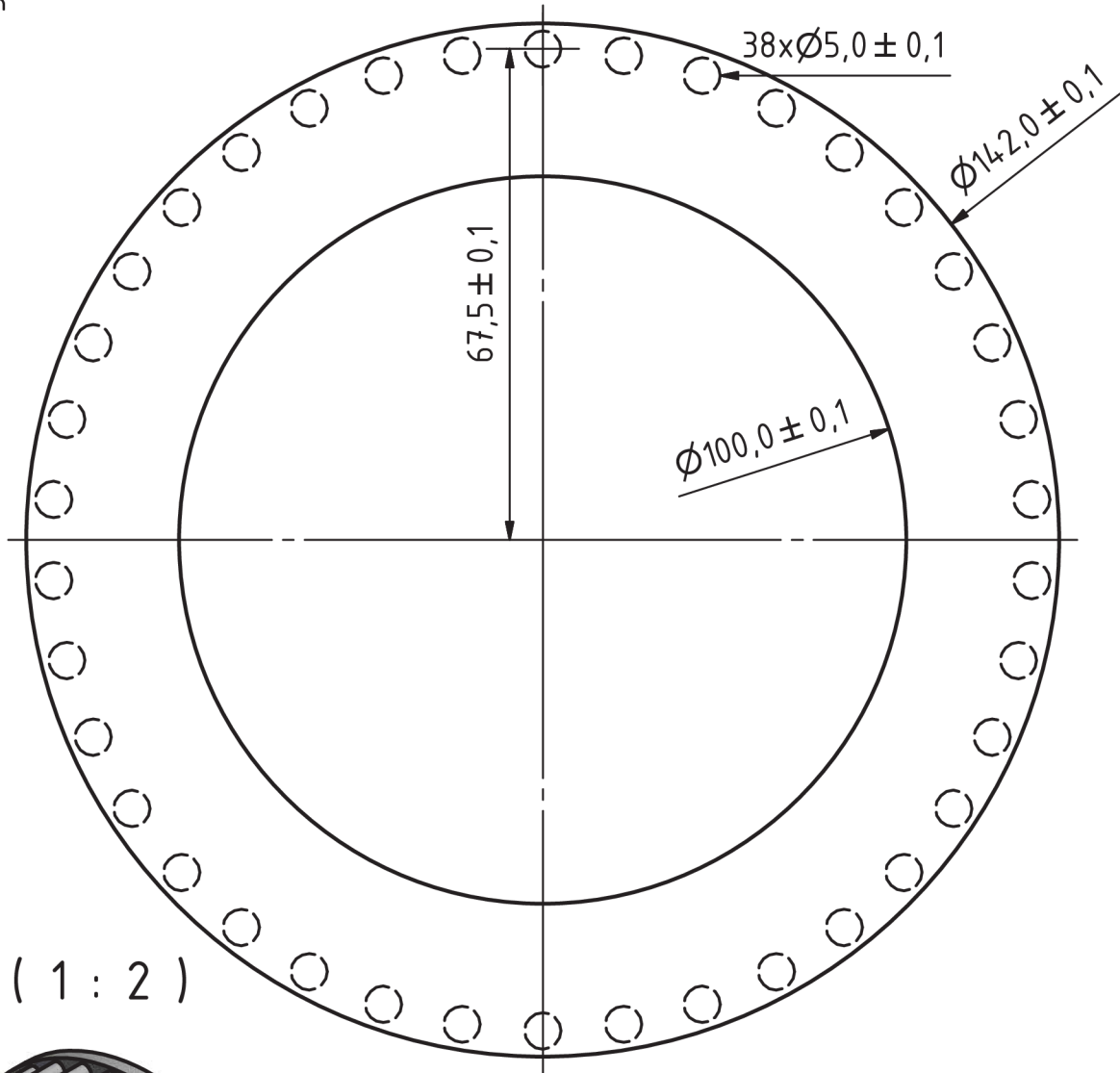
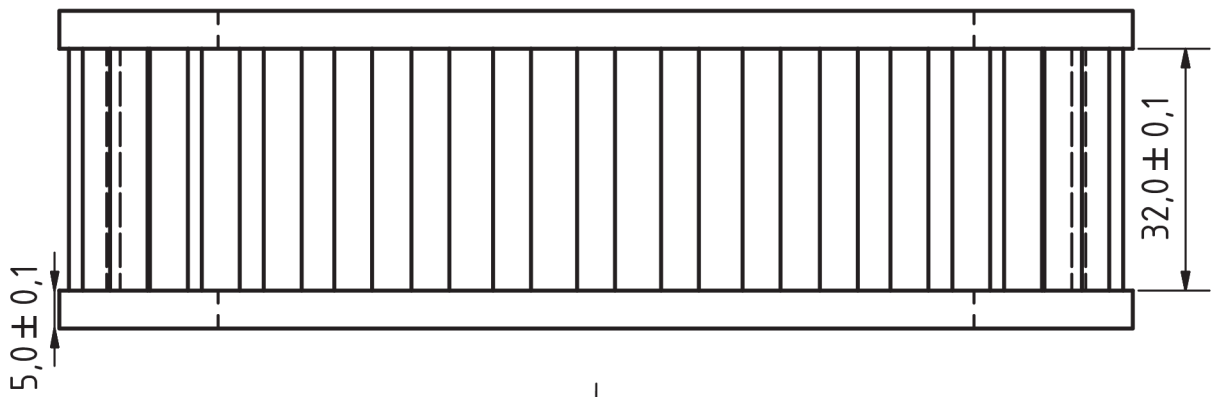


( 1 : 2 )

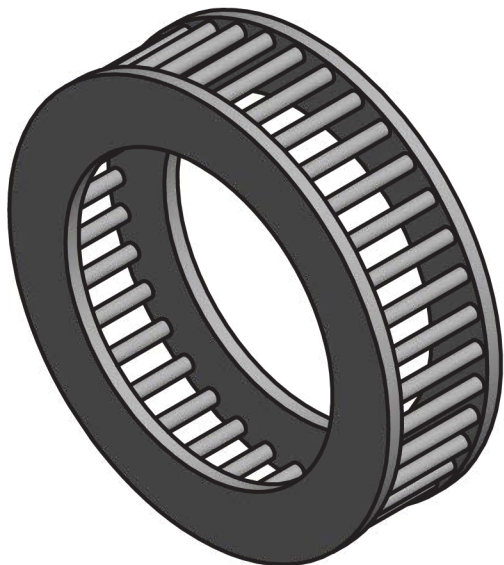
1. Material plechu: M250-35A



	VYSOKÉ UČENÍ FAKULTA ELEKTROTECHNIKY TECHNICKÉ A KOMUNIKAČNÍCH V BRNĚ TECHNOLOGIÍ	
	Součást:	Rotor po obrabeni
Autor:	Bc. Roman Juchelka	
Datum:	14.5.2016	1:1



( 1 : 2 )



	VYSOKÉ UČENÍ FAKULTA ELEKTROTECHNIKY TECHNICKÉ A KOMUNIKAČNÍCH V BRNĚ TECHNOLOGIÍ	
	Součást:	Rotorove vinuti
	Autor:	Bc. Roman Juchelka
Datum:	14.5.2016	1:1





## PŘÍLOHA D: VÝSLEDKY Z RMXPR T

GENERAL DATA	Uzavřené drážky		Otevřené drážky
	Vzduch	Voda	Vzduch
Given Output Power (kW):	2	2	2
Rated Voltage (V):	370	370	370
Winding Connection:	Wye	Wye	Wye
Number of Poles:	4	4	4
Given Speed (rpm):	5000	5000	5000
Frequency (Hz):	172	172	172
Stray Loss (W):	0	0	0
Frictional Loss (W):	0	0	0
Windage Loss (W):	200	1050	200
Operation Mode:	Motor	Motor	Motor
Type of Load:	Constant Power	Constant Power	Constant Power
Operating Temperature (C):	120	120	120
<b>STATOR DATA</b>			
Number of Stator Slots:	24	24	24
Outer Diameter of Stator (mm):	226	226	226
Inner Diameter of Stator (mm):	144	144	144
Type of Stator Slot:	2	2	2
Stator Slot			
hs0 (mm):	1,5	1,5	1,5
hs1 (mm):	1,5	1,5	1,5
hs2 (mm):	18	18	18
bs0 (mm):	3	3	3
bs1 (mm):	10,6661	10,6661	10,6661
bs2 (mm):	15,4056	15,4056	15,4056
Top Tooth Width (mm):	9	9	9
Bottom Tooth Width (mm):	9	9	9
Length of Stator Core (mm):	30	30	30
Stacking Factor of Stator Core:	0,95	0,95	0,95
Type of Steel:	M250-35A	M250-35A	M250-35A
Number of lamination sectors	0	0	0
Press board thickness (mm):	0	0	0
Magnetic press board	No	No	No
Number of Parallel Branches:	1	1	1
Type of Coils:	21	21	21
Coil Pitch:	5	5	5
Number of Conductors per Slot:	60	60	60
Number of Wires per Conductor:	3	3	3
Wire Diameter (mm):	0,8	0,8	0,8
Wire Wrap Thickness (mm):	0,11	0,11	0,11
Wedge Thickness (mm):	3	3	3
Slot Liner Thickness (mm):	0,5	0,5	0,5
Layer Insulation (mm):	0,5	0,5	0,5



ÚSTAV VÝKONOVÉ ELEKTROTECHNIKY A ELEKTRONIKY  
Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií  
Vysoké učení technické v Brně

---

Slot Area (mm <sup>2</sup> ):	342,595	342,595	342,595
Net Slot Area (mm <sup>2</sup> ):	265,729	265,729	265,729
Slot Fill Factor (%):	56,094	56,094	56,094
Limited Slot Fill Factor (%):	70	70	70
Wire Resistivity (ohm.mm <sup>2</sup> /m):	0,0217	0,0217	0,0217
Conductor Length Adjustment (mm):	0	0	0
End Length Correction Factor	1	1	1
End Leakage Reactance Correction Factor	1	1	1
<b>ROTOR DATA</b>			
Number of Rotor Slots:	38	38	38
Air Gap (mm):	1	1	1
Inner Diameter of Rotor (mm):	100	100	100
Type of Rotor Slot:	1	1	1
Rotor Slot			
hs0 (mm):	1	1	1
hs01 (mm):	1	1	0
hs2 (mm):	0	0	1
bs0 (mm):	0	0	
bs1 (mm):	5	5	5
bs2 (mm):	5	5	5
Cast Rotor:	No	No	No
Half Slot:	No	No	No
Length of Rotor (mm):	30	30	30
Stacking Factor of Rotor Core:	0,95	0,95	0,95
Type of Steel:	M250-35A	M250-35A	M250-35A
Skew Width:	0	0	0
End Length of Bar (mm):	1	1	1
Height of End Ring (mm):	20	20	20
Width of End Ring (mm):	5	5	5
Resistivity of Rotor Bar			
at 75 Centigrade (ohm.mm <sup>2</sup> /m):	0,0238964	0,0238964	0,0238964
Resistivity of Rotor Ring			
at 75 Centigrade (ohm.mm <sup>2</sup> /m):	0,0238964	0,0238964	0,0238964
Magnetic Shaft:	No	No	No
<b>MATERIAL CONSUMPTION</b>			
Armature Copper Density (kg/m <sup>3</sup> ):	8900	8900	8900
Rotor Bar Material Density (kg/m <sup>3</sup> ):	8933	8933	8933
Rotor Ring Material Density (kg/m <sup>3</sup> ):	8933	8933	8933
Armature Core Steel Density (kg/m <sup>3</sup> ):	7600	7600	7600
Rotor Core Steel Density (kg/m <sup>3</sup> ):	7600	7600	7600
Armature Copper Weight (kg):	3,40234	3,40234	3,40234
Rotor Bar Material Weight (kg):	0,213285	0,213285	0,223781
Rotor Ring Material Weight (kg):	0,673532	0,673532	0,673532



ÚSTAV VÝKONOVÉ ELEKTROTECHNIKY A ELEKTRONIKY  
Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií  
Vysoké učení technické v Brně

---

Armature Core Steel Weight (kg):	3,38041	3,38041	3,38041
Rotor Core Steel Weight (kg):	1,56746	1,56746	1,55951
Total Net Weight (kg):	9,23703	9,23703	9,23958
Armature Core Steel Consumption (kg):	7,83117	7,83117	7,83117
Rotor Core Steel Consumption (kg):	3,52755	3,52755	3,52755

**RATED-LOAD OPERATION**

Stator Resistance (ohm):	1,35332	1,35332	1,35332
Stator Resistance at 20C (ohm):	1,00028	1,00028	1,00028
Stator Leakage Reactance (ohm):	4,79997	4,80444	4,78387
Rotor Resistance (ohm):	1,45732	1,45733	1,4603
Rotor Resistance at 20C (ohm):	1,07715	1,07716	1,07935
Rotor Leakage Reactance (ohm):	7,53672	6,00207	2,69559
Resistance Corresponding to			
Iron-Core Loss (ohm):	1380,81	1380,81	1380,82
Magnetizing Reactance (ohm):	66,5008	66,9357	65,3555
Stator Phase Current (A):	5,39989	6,93071	5,1525

Current Corresponding to

Iron-Core Loss (A):	0,138113	0,134826	0,139373
Magnetizing Current (A):	2,86774	2,7813	2,94464
Rotor Phase Current (A):	4,01961	5,733	3,93514
Copper Loss of Stator Winding (W):	118,384	195,02	107,785
Copper Loss of Rotor Winding (W):	70,6391	143,696	67,8394
Iron-Core Loss (W):	79,0171	75,3008	80,4666
Frictional and Windage Loss (W):	199,936	1003,07	200,683
Stray Loss (W):	0	0	0
Total Loss (W):	467,976	1417,09	456,775
Input Power (kW):	2,4679	3,41706	2,45673
Output Power (kW):	1,99993	1,99998	1,99996
Mechanical Shaft Torque (N.m):	3,81999	3,87834	3,8153
Efficiency (%):	81,0375	58,5291	81,4072
Power Factor:	0,71315	0,76933	0,744008
Rated Slip:	0,0311117	0,045665	0,0299052
Rated Shaft Speed (rpm):	4999,46	4924,37	5005,69

**NO-LOAD OPERATION**

No-Load Stator Resistance (ohm):	1,35332	1,35332	1,35332
No-Load Stator Leakage Reactance (ohm):	4,80268	4,80808	4,78625
No-Load Rotor Resistance (ohm):	1,45731	1,45732	1,46029
No-Load Rotor Leakage Reactance (ohm):	30,9927	12,5281	2,70092
No-Load Stator Phase Current (A):	3,04919	3,76718	3,08009
No-Load Iron-Core Loss (W):	85,5934	83,1063	85,506
No-Load Input Power (W):	342,526	1261,59	343,022



ÚSTAV VÝKONOVÉ ELEKTROTECHNIKY A ELEKTRONIKY  
Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií  
Vysoké učení technické v Brně

---

No-Load Power Factor:	0,175286	0,522566	0,173779
No-Load Slip:	0,00271164	0,0144543	0,0027087
No-Load Shaft Speed (rpm):	5146,01	5085,42	5146,02

**BREAK-DOWN OPERATION**

Break-Down Slip:	0,2	0,22	0,21
Break-Down Torque (N.m):	11,692	10,6047	12,8265
Break-Down Torque Ratio:	3,06075	2,73434	3,36186
Break-Down Phase Current (A):	18,2531	19,0564	19,339

**LOCKED-ROTOR OPERATION**

Locked-Rotor Torque (N.m):	5,17709	5,1644	5,685
Locked-Rotor Phase Current (A):	26,3711	26,3335	27,4874
Locked-Rotor Torque Ratio:	1,35526	1,3316	1,49005
Locked-Rotor Current Ratio:	4,88364	3,79953	5,33477
Locked-Rotor Stator Resistance (ohm):	1,35332	1,35332	1,35332
Locked-Rotor Stator Leakage Reactance (ohm):	4,76416	4,7704	4,7456
Locked-Rotor Rotor Resistance (ohm):	1,46714	1,46714	1,46934
Locked-Rotor Rotor Leakage Reactance (ohm):	2,97745	2,98315	2,61249

**DETAILED DATA AT RATED OPERATION**

Stator Slot Leakage Reactance (ohm):	1,46636	1,4651	1,46657
Stator End-Winding Leakage Reactance (ohm):	2,38192	2,38192	2,38192
Stator Differential Leakage Reactance (ohm):	0,951697	0,957428	0,935385 0,94881
Rotor Slot Leakage Reactance (ohm):	5,80954	4,26857	
Rotor End-Winding Leakage Reactance (ohm):	1,03015	1,03015	1,06002
Rotor Differential Leakage Reactance (ohm):	0,698737	0,702945	0,686761 0
Skewing Leakage Reactance (ohm):	0	0	
Stator Winding Factor:	0,933013	0,933013	0,933013
Stator-Teeth Flux Density (Tesla):	1,13764	1,11175	1,14599
Rotor-Teeth Flux Density (Tesla):	1,04887	1,025	1,05519
Stator-Yoke Flux Density (Tesla):	1,31747	1,28749	1,3271
Rotor-Yoke Flux Density (Tesla):	1,23688	1,20874	1,24196
Air-Gap Flux Density (Tesla):	0,516023	0,504283	0,519812
Stator-Teeth Ampere Turns (A.T):	3,31413	3,05162	3,39886
Rotor-Teeth Ampere Turns (A.T):	0,398907	0,378232	0,398259
Stator-Yoke Ampere Turns (A.T):	14,5487	11,7985	15,8041



ÚSTAV VÝKONOVÉ ELEKTROTECHNIKY A ELEKTRONIKY  
Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií  
Vysoké učení technické v Brně

---

Rotor-Yoke Ampere Turns (A.T):	4,25563	3,80976	4,33457
Air-Gap Ampere Turns (A.T):	444,751	434,632	455,552
Correction Factor for Magnetic Circuit Length of Stator Yoke:	0,50637	0,525354	0,500268
Correction Factor for Magnetic Circuit Length of Rotor Yoke:	0,429707	0,44509	0,427017
Saturation Factor for Teeth:	1,00835	1,00789	1,00834
Saturation Factor for Teeth & Yoke:	1,05063	1,0438	1,05254
Induced-Voltage Factor:	0,892738	0,871496	0,900895
Stator Current Density (A/mm <sup>2</sup> ):	3,58091	4,59607	3,41686
Specific Electric Loading (A/mm):	17,1884	22,0611	16,4009
Stator Thermal Load (A <sup>2</sup> /mm <sup>3</sup> ):	61,55	101,395	56,0396
Rotor Bar Current Density (A/mm <sup>2</sup> ):	7,23797	10,3233	7,11664
Rotor Ring Current Density (A/mm <sup>2</sup> ):	4,31719	6,1575	4,2265
Half-Turn Length of Stator Winding (mm):	176,049	176,049	176,049

#### WINDING ARRANGEMENT

The 3-phase, 2-layer winding can be arranged in 9 slots as below:

AAAZZZBBB

Angle per slot (elec. degrees):	30	30	30
Phase-A axis (elec. degrees):	90	90	90
First slot center (elec. degrees):	0	0	0

#### TRANSIENT FEA INPUT DATA

For one phase of the Stator Winding:

Number of Turns:	240	240	240
Parallel Branches:	1	1	1
Terminal Resistance (ohm):	1,35332	1,35332	1,35332
End Leakage Inductance (H):	0,00220403	0,00220403	0,00220403

For Rotor End Ring Between Two Bars of One Side:

Equivalent Ring Resistance (ohm):	2,79E-06	2,78515E-06	2,78579E-06
Equivalent Ring Inductance (H):	3,26E-09	3,26181E-09	3,35637E-09

2D Equivalent Value:

Equivalent Model Depth (mm):	30	30	30
Equivalent Stator Stacking Factor:	0,95	0,95	0,95
Equivalent Rotor Stacking Factor:	0,95	0,95	0,95
Estimated Rotor Inertial Moment (kg m <sup>2</sup> ):	0,00934048	0,00934048	0,00934048