

**ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI  
FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ**

**KATEDRA ELEKTROMECHANIKY A VÝKONOVÉ ELEKTRONIKY**

# **DIPLOMOVÁ PRÁCE**

**Návrh trakčního asynchronního motoru pro kompaktní  
pohonnou jednotku**

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI  
Fakulta elektrotechnická  
Akademický rok: 2017/2018

## ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

(PROJEKTU, UMĚLECKÉHO DÍLA, UMĚLECKÉHO VÝKONU)

Jméno a příjmení: **Bc. Dominik HUTYRA**  
Osobní číslo: **E16N0054P**  
Studijní program: **N2612 Elektrotechnika a informatika**  
Studijní obor: **Průmyslová elektronika a elektromechanika**  
Název tématu: **Návrh trakčního asynchronního motoru pro kompaktní pohonnou jednotku**  
Zadávající katedra: **Katedra elektromechaniky a výkonové elektroniky**

### Z á s a d y p r o v y p r a c o v á n í :

1. Navrhněte asynchronní motor pro kompaktní pohonnou jednotku.
2. Proveďte analýzu stroje metodou konečných prvků.
3. Porovnejte výsledky obou metod a proveďte posouzení použitelnosti stroje pro daný účel.

Rozsah grafických prací: podle doporučení vedoucího

Rozsah kvalifikační práce: 40 - 60 stran

Forma zpracování diplomové práce: tištěná/elektronická

Seznam odborné literatury:

1. CIGÁNEK, L.: Stavba elektrických strojů SNTL, Praha, 1958.
2. PETROV, G. N.: Elektrické stroje 2. ACADEMIA, Praha, 1982.
3. KOPYLOV, I. P. a kol.: Stavba elektrických strojů SNTL, Praha, 1988.
4. MÜLLER, G.; VOGT, K.; PONICK, B.: Berechnung Elektrischer Maschinen- Wiley-Vch, Berlin, 2004.

Vedoucí diplomové práce:

Ing. Karel Hruška, Ph.D.


Katedra elektromechaniky a výkonové elektroniky

Datum zadání diplomové práce: 10. října 2017

Termín odevzdání diplomové práce: 24. května 2018

  
Doc. Ing. Jirí Hammerbauer, Ph.D.  
děkan



  
Prof. Ing. Václav Kůs, CSc.  
vedoucí katedry

V Plzni dne 10. října 2017

## **Abstrakt**

Předkládaná diplomová práce je zaměřena na návrh trakčního asynchronního stroje s klecí nakrátko, jenž je chlazen vzduchem, pro kompaktní pohonnou jednotku. Potenciál práce je nahradit stávající navrženou jednotku, tvořenou synchronním strojem s permanentními magnety s vodním chlazením. Návrh je proveden nejprve analyticky a poté za pomoci softwaru, který využívá metody konečných prvků. Výsledky byly vzájemně zkontrolovány a porovnány. Pro vypracování této diplomové práce byl použit software MATLAB, MS Office, Autodesk AutoCAD, Ansys.

## **Klíčová slova**

Asynchronní stroj, klec nakrátko, kompaktní pohonná jednotka, elektromagnetický návrh, metoda konečných prvků, trakční

**Abstract**

The submitted thesis is focused on the design of a traction squirrel cage asynchronous machine, cooled by air, for a compact traction unit. Potential of the thesis is to substitute currently designed unit, made up of synchronous machine with permanent magnets with water cooling. The design was performed firstly analytically and thereafter with the help of a software, which uses finite element method. The results were mutually controlled and compared. For elaboration of this thesis there was used software MATLAB, MS Office, Autodesk AutoCAD, Ansys.

**Key words**

Asynchronous machine, squirrel cage, compact traction unit, electromagnetic design, finite element method,

## **Prohlášení**

Prohlašuji, že jsem tuto diplomovou práci vypracoval samostatně, s použitím odborné literatury a pramenů uvedených v seznamu, který je součástí této diplomové práce.

Dále prohlašuji, že veškerý software, použitý při řešení této diplomové práce, je legální.

.....  
podpis

V Plzni dne 23.5.2018

Bc. Dominik Hutýra

## **Poděkování**

Tímto bych rád poděkoval vedoucímu diplomové práce doc. Ing. Karlovi Hruškovi, Ph.D. za cenné profesionální rady, odborný dohled, pomoc a vřelou komunikaci při zpracování diplomové práce. Dalším, komu bych rád poděkoval, jsou moji kolegové z oboru PE, za pomoc při návrhu a modelování stroje a především své rodině, která mě podporovala po celou dobu studia i při vypracování této práce.

# Obsah

<b>OBSAH .....</b>	<b>8</b>
<b>SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK .....</b>	<b>9</b>
<b>1 TRAKČNÍ POHONNÁ JEDNOTKA .....</b>	<b>13</b>
<b>2 NÁVRH TRAKČNÍHO ASYNCHRONNÍHO MOTORU .....</b>	<b>15</b>
2.1 ZADANÉ HODNOTY .....	15
2.2 VLASTNOSTI PLECHŮ POUŽITÝCH V MAGNETICKÉM OBVODĚ .....	15
2.3 NÁVRH ZÁKLADNÍCH ROZMĚRŮ.....	16
2.3.1 Návrh vinutí .....	16
2.3.2 Dopočet základních rozměrů .....	19
2.3.3 Upřesnění vnitřního výkonu.....	20
2.4 NÁVRH ROZMĚRŮ DRÁŽEK, ZUBŮ STATORU A VZDUCHOVÉ MEZERY .....	21
2.4.1 Průřez vodiče v drážce statoru.....	21
2.4.2 Návrh jha, zubu a drážky statoru .....	21
2.4.3 Návrh vzduchové mezery.....	23
2.5 VÝPOČET ROTORU .....	24
2.5.1 Návrh rotoru nakrátko .....	24
2.5.2 Rotorová drážka a zub .....	26
2.6 VÝPOČET MAGNETICKÉHO OBVODU .....	27
2.6.1 Carterův činitel, magnetické napětí ve vzduchové mezeře.....	27
2.6.2 Magnetické napětí zubů statoru a rotoru.....	29
2.6.3 Magnetické napětí jha statoru a rotoru .....	31
2.6.4 Magnetizační proud.....	31
2.7 VÝPOČET ODPORŮ A REAKTANCÍ STROJE .....	32
2.7.1 Odpor vinutí statoru.....	32
2.7.2 Odpor jedné fáze rotorového vinutí .....	33
2.7.3 Rozptylová reaktance statorového vinutí .....	34
2.7.4 Rozptylová reaktance klecového vinutí rotoru .....	35
2.7.5 Přepočtené hodnoty odporů a reaktancí.....	36
2.8 ZTRÁTY A ÚČINNOST .....	37
2.8.1 Ztráty v železe .....	37
2.8.2 Ztráty ve vinutí .....	40
2.8.3 Mechanické ztráty .....	40
2.8.4 Přídavné ztráty při zatížení .....	41
2.8.5 Účinnost.....	41
2.9 NÁHRADNÍ SCHÉMA.....	42
2.9.1 Vypočtené hodnoty.....	42
2.9.2 Chod naprázdno, odpor $R_{Fe}$ .....	42
2.9.3 Skluz a moment stroje .....	43
<b>3 KONTROLA NÁVRHU STROJE METODOU KONEČNÝCH PRVKŮ .....</b>	<b>45</b>
3.1 POROVNÁNÍ NÁHRADNÍCH PARAMETRŮ STROJE.....	45
3.2 POROVNÁNÍ MAGNETICKÝCH INDUKČÍ STROJE .....	48
3.3 NUMERICKÉ MODELOVÁNÍ STROJE PŘIPOJENÉHO NA JMENOVITÉ OTÁČKY STROJE.....	51
3.4 NUMERICKÉ MODELOVÁNÍ STROJE PRO PŘÍMÉ PŘIPOJENÍ K SÍTI, ROZBĚH ZE STAVU NAKRÁTKO K JMENOVITÝM OTÁČKÁM .....	53
3.5 POROVNÁNÍ VÝSLEDKŮ ANALYTICKÝCH VÝPOČTŮ A METODY KONEČNÝCH PRVKŮ.....	55
<b>ZÁVĚR .....</b>	<b>56</b>
<b>SEZNAM LITERATURY A INFORMAČNÍCH ZDROJŮ .....</b>	<b>58</b>
<b>PŘÍLOHY.....</b>	<b>1</b>



## Seznam symbolů a zkratek

Symbol	Název veličiny	Jednotka
$2p$	Počet pólů	-
$2u$	Počet cívkových stran v drážce	-
$A$	Lineární obvodová proudová hustota	A/m
$a$	Počet paralelních větví	-
$a_{kn}$	Výška kruhu nakrátko	m
$B$	Délka přímé části cívky při výstupu z drážky do ohybu čela	m
$B_{01}, B_{02}$	Amplituda pulzací indukce ve vzduchové mezeře nad hlavami zubů statoru/rotoru	T
$B_{z1}$	Skutečná magnetická indukce v zubu statoru	T
$B_{z2}$	Skutečná magnetická indukce v zubu rotoru	T
$B_{z1}$	Zdánlivá magnetická indukce v zubu statoru	T
$B_{z2}$	Zdánlivá magnetická indukce v zubu rotoru	T
$b_{01}$	Šířka otevření drážky statoru	m
$b_{02}$	Šířka otevření drážky rotoru	m
$b_{d11}$	Šířka drážky u paty zubu statoru	m
$b_{d12}$	Šířka užší části drážky statoru	m
$b_{d21}$	Průměr zaoblení horní části drážky rotoru	m
$b_{d22}$	Průměr zaoblení dolní části drážky rotoru	m
$b_c$	Střední šířka cívky	m
$b_i$	Vyložení drážky	m
$B_{j1}$	Magnetická indukce ve jhu statoru	T
$B_{j2}$	Magnetická indukce ve jhu rotoru	T
$b_{kn}$	Šířka kruhu nakrátko	m
$B_{p1}$	Amplituda pulzací indukce ve středním průřezu statoru	T
$B_{p2}$	Amplituda pulzací indukce ve středním průřezu rotoru	T
$b_{z1}$	Šířka zubu statoru	m
$b_{z2}$	Šířka zubu rotoru	m
$B_\delta$	Magnetická indukce ve vzduchové mezeře	T
$C$	Essonův činitel	V <sub>Amin</sub> /m <sup>3</sup>
$c_1$	Komplexní činitel	-
$\cos\varphi$	Účinnost	-
$D_1$	Vrtání statoru	m
$D_2$	Průměr rotoru	m
$D_e$	Vnější průměr statoru	m
$D_h$	Průměr hřídele	m
$D_i$	Vnitřní průměr statoru	m
$d_i$	Oboustranný přírůstek izolace vodiče	m
$D_{kn}$	Průměr k vnitřní hraně kruhu nakrátko	m
$d_v$	Průměr vodiče	m
$d_{vi}$	Průměr izolovaného vodiče	m
$f_1$	Napájecí frekvence	Hz
$f_2$	Rotorová frekvence	Hz
$F_m$	Magnetické napětí magnetického obvodu	A
$h_{01}$	Výška otevření drážky statoru	m
$h_{02}$	Výška otevření drážky rotoru	m
$h_{11}$	Aktivní výška drážky statoru	m
$h_{12}$	Výška vodiče bez izolace vyložení drážky	m
$h_{13}$	Vyložení drážky statoru	m
$h_{21}$	Rozteč mezi středy zaoblení drážky rotoru	m
$h_{d1}$	Výška drážky statoru	m
$h_{d2}$	Výška drážky rotoru	m
$h_{j1}$	Výška jha statoru	m

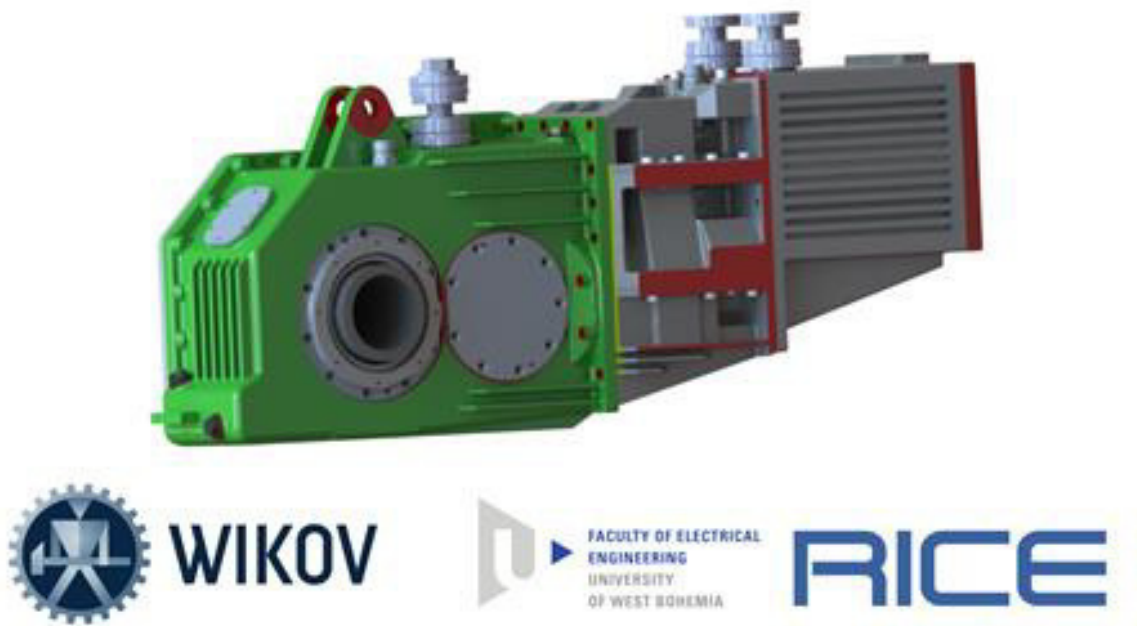
$h_{j2}$	Výška jha rotoru	m
$h_{kl}$	Výška klínové části drážky statoru	m
$H_{z1}$	Magnetická intenzita v zubu statoru	A/m
$h_{z1}$	Výška zubu statoru	m
$H_{z2}$	Magnetická intenzita v zubu rotoru	A/m
$h_{z2}$	Výška zubu rotoru	m
$I_0$	Proud naprázdno	A
$I_{0\check{e}}$	Činná složka proudu naprázdno	A
$I_{0j}$	Jalová složka proudu naprázdno	A
$I_{1N}$	Jmenovitý proud statoru	A
$I_2, I_t$	Proud v tyčích klece	A
$I_{kn}$	Proud v kruzích nakrátko	A
$I_z$	Záběrný proud	A
$I_\mu$	Magnetizační proud	A
$i_\mu$	Poměrná hodnota magnetizačního proudu k jmenovitému proudu	-
$J_1$	Proudová hustota statoru	A/m <sup>2</sup>
$J_2$	Proudová hustota rotoru	A/m <sup>2</sup>
$J_{kn}$	Proudová hustota v kruzích nakrátko	A/m <sup>2</sup>
$K$	Počet cívkových svazků	-
$k_{01}, k_{02}$	Činitel, respektující vliv opracování povrchu hlav zubů statoru/rotoru	-
$K_1$	Počet cívek ve svazku	-
$k_B$	Činitel tvaru pole	-
$k_c, k_{c1}, k_{c2}$	Carterův činitel	-
$K_\check{e}$	Koeficient prodloužení čela	m
$k_d$	Činitel odlehčení, udávající poměr drážky a zubu	-
$k_{dj}, k_{dz}$	Činitel uvažující vliv nerovnoměrnosti rozložení toku v částech magnetického obvodu a vliv technologie statorového svazku	-
$k_E$	Činitel poměru indukovaného napětí	-
$k_{Fe}$	Činitel plnění železa	-
$k_h$	Činitel pro výpočet průměru hřídele	-
$k_r$	Činitel rozlohy	-
$K_v$	Činitel	-
$k_v$	Činitel vinutí	-
$k_T$	Činitel plnění drážky	-
$k_v$	Činitel kroku	-
$k_z$	Činitel nasycení zubů	-
$k_\beta, k'_\beta$	Činitel, respektující krok vinutí	-
$k_\mu$	Činitel nasycení magnetického obvodu	-
$k_{\sim}$	Činitel zvětšení odporu působením skinefektu	-
$L_1$	Délka efektivních vodičů jedné fáze vinutí	m
$l_1$	Délka statoru	m
$l_2$	Délka rotoru	m
$l_{av}$	Střední délka závitů	m
$l_\check{e}$	Délka čela vinutí	m
$l_d$	Délka drážkové části	m
$l_e$	Délka statorového balení	m
$l_{Fe}$	Délka železa	m
$l_{j1}$	Střední délka magnetické indukční čáry ve jhu statoru	m
$l_{j2}$	Střední délka magnetické indukční čáry ve jhu rotoru	m
$l_{kn}$	Délka části kruhu nakrátko	m
$l_p$	Tloušťka plechu	m
$l_v$	Vyložení čela	m

$L_\mu$	Magnetizační indukčnost	H
$m$	Počet fází	-
$m'$	Počet matematických fází	-
$M(s)$	Průběh momentu	Nm
$m_{i1}$	Hmotnost železa jha statoru	kg
$m_{i2}$	Hmotnost železa jha rotoru	kg
$M_{max}$	Moment zvratu	Nm
$M_N$	Jmenovitý moment	Nm
$M_z$	Záběrný moment	Nm
$m_{z1}$	Hmotnost železa zubů statoru	kg
$m_{z2}$	Hmotnost železa zubů rotoru	kg
$n$	Čítec zlomku $q$	-
$N_1$	Počet závitů v sérii jedné fáze statoru	-
$N_2$	Počet závitů v sérii jedné fáze rotoru	-
$N_c$	Počet závitů jedné cívky	-
$n_p$	Počet vodičů	-
$n_N$	Jmenovité otáčky	ot/min
$n_s$	Synchronní otáčky	ot/min
$p$	Počet pólů stroje	-
$p_i$	Činitel převodu proudů	-
$P_2$	Výkon na hřídeli	W
$P_i$	Příkon stroje	W
$p_{pl}$	Počet plechů	-
$p_z$	Převod asynchronního stroje	-
$p_{\delta p1}, p_{\delta p2}$	Hustota povrchových ztrát statoru/rotoru	W/m <sup>2</sup>
$q$	Počet drážek na pól a fázi	-
$Q_1$	Počet drážek statoru	-
$Q_2$	Počet drážek rotoru	-
$R_1$	Odpor vinutí statoru	$\Omega$
$r_1$	Poměrná hodnota odporu statorového vinutí	-
$R_2$	Odpor jedné fáze rotoru nakrátko	$\Omega$
$R_{2t}$	Odpor tyče rotoru	$\Omega$
$R_{Fe}$	Odpor příčné větve	$\Omega$
$r_{Fe}$	Poměrná hodnota odporu příčné větve	-
$R_{kn}$	Odpor části kruhu nakrátko	$\Omega$
$R'_2$	Odpor jedné fáze rotoru nakrátko přepočtený na počet závitů statorového vinutí	$\Omega$
$r'_2$	Poměrná hodnota odporu rotorového vinutí	-
$s$	skluz	-
$S_c$	Počet cívkových svazků	-
$S'_d$	Plocha drážky pro vinutí	m <sup>2</sup>
$S_{ef}$	Průřez efektivního vodiče	m <sup>2</sup>
$S_i$	Vnitřní výkon	VA
$S_i$	Plocha, kterou zaujímá drážková izolace	m <sup>2</sup>
$S_{kn}$	Plocha kruhu nakrátko	m <sup>2</sup>
$s_{max}$	Maximální skluz	-
$s_N$	jmenovitý skluz	-
$S_t$	Plocha tyče rotoru	m <sup>2</sup>
$S_v$	Průřez jednoho vodiče	m <sup>2</sup>
$S_{vl}$	Plocha vložek mezi vrstvami vinutí	m <sup>2</sup>
$t_{d1}$	Drážková rozteč statoru	m
$t_{d2}$	Drážková rozteč rotoru	m
$t_p$	Pólová rozteč	m
$t_{pd}$	Pólová rozteč v počtu drážek	m
$U_i$	Indukované napětí	V
$U_{IN}$	Fázové napětí	V
$U_{mi1}$	Magnetické napětí jha statoru	A
$U_{mi2}$	Magnetické napětí jha statoru	A

$U_s$	Sdružené napětí	V
$U_{mz1}$	Magnetické napětí v zubu statoru	A
$U_{mz2}$	Magnetické napětí v zubu rotoru	A
$U_{m\delta}$	Magnetické napětí ve vzduchové mezeře	A
$V_d$	Počet vodičů v drážce	-
$X_{1\sigma}$	Rozptylová reaktance vinutí statoru	$\Omega$
$x_1$	Poměrná rozptylová reaktance statoru	-
$X_{2\sigma}$	Rozptylová reaktance vinutí rotoru	$\Omega$
$X_\mu$	Magnetizační reaktance	$\Omega$
$X'_{2\sigma}$	Rozptylová reaktance vinutí rotoru přepočtený na statorové vinutí	$\Omega$
$x_2$	Poměrná rozptylová reaktance rotoru	$\Omega$
$x_\mu$	Poměrná hodnota magnetizační reaktance	-
$y$	Cívkový krok vinutí	-
$y_1$	Přední cívkový krok	-
$y_{1d}$	Přední cívkový krok v počtu drážek na pól	-
$y_2$	Spojkový krok	-
$y_k$	Fiktivní komutátorový krok	-
$Z_{1h}$	Impedance příčné větve	$\Omega$
$Z_{1N}$	Impedance jmenovitého stavu	$\Omega$
$\alpha$	Úhel, mezi proudy rotorových tyčí	$^\circ$
$\alpha_{el}$	Elektrický úhel	-
$\alpha_\delta$	Činitel pólového krytí	-
$\alpha_{Cu}$	Teplotní součinitel měrné rezistivity pro měď	1/K
$\beta$	Činitel zkrácení kroku	-
$\gamma_1, \gamma_2$	Činitel pro výpočet Carterova činitele	W
$\delta$	Velikost vzduchové mezery	m
$\Delta b_d, \Delta h_d$	Vůle na složení plechů	m
$\Delta p_{1,0}$	Ztrátové číslo	W/kg
$\Delta P$	Celkové ztráty	W
$\Delta P_{OPWM}$	Ztráty naprázdno při PWM	W
$\Delta P_{1,2}$	Celkové ztráty zvýšené o 20%	W
$\Delta P_{Fe}$	Celkové ztráty v železe	W
$\Delta P_{Feh}$	Hlavní ztráty v železe	W
$\Delta P_{Fed}$	Dodatečné ztráty v železe	W
$\Delta P_{FePWM}$	Celkové ztráty v železe při napájení PWM	W
$\Delta P_{j0}$	Ztráty ve vinutí naprázdno	W
$\Delta P_{j1}$	Ztráty ve vinutí statoru	W
$\Delta P_{j2}$	Ztráty ve vinutí rotoru	W
$\Delta P_d$	Přídavné ztráty	W
$\Delta P_{mech}$	Mechanické a ventilační ztráty	W
$\Delta P_{\delta p1}, \Delta P_{\delta p2}$	Povrchové ztráty ve statoru/rotoru	W
$\eta$	Účinnost	-
$\lambda_{\varepsilon1}, \lambda_{\varepsilon2}$	Činitel magnetické vodivosti čel vinutí statoru/rotoru	-
$\lambda_{d1}, \lambda_{d2}$	Činitel magnetické vodivosti drážkového rozptylu statorového/rotorového vinutí	-
$\lambda_{dif2}$	Činitel magnetické vodivosti diferenčního rozptylu rotorového vinutí	-
$\mu_0$	Permeabilita vakua	H/m
$\rho_{Fe}$	Hustota plechu	kg/m <sup>3</sup>
$\rho_{Cu9}$	Měrný rezistivita mědi při 20°C	$\Omega$ m
$\rho_{Cu165}$	Měrný rezistivita mědi při 165°C	$\Omega$ m
$\tau_{dif1}$	Činitel diferenčního rozptylu	-
$\Phi$	Magnetický indukční tok	Wb
$\omega$	Úhlová rychlost	rad/s
$\vartheta$	Pracovní teplota	$^\circ$ C

## 1 Trakční pohonná jednotka

Dnešní trend a cíl hromadné dopravy osob moderních měst je zaměřit se na „čistý“ systém. Klíčovými komponenty tohoto systému jsou trolejbusy, metro, elektrické autobusy, příměstské tramvaje a nízkopodlažní tramvaje. Hlavním komfortním parametrem u těchto vozidel městské hromadné dopravy je především nízkopodlažnost. Plná nízkopodlažnost zajišťuje pohodlnou přepravu cestujících, včetně handicapovaných osob, seniorů, rodičů s dětmi, atd. Unikátní řešení kompaktní pohonné jednotky vzniklo na Fakultě elektrotechnické Západočeské univerzity v Plzni a jeho industrializace probíhá ve spolupráci s průmyslovým partnerem WIKOW MGI. a. s. Toto řešení umožňuje stavět zcela novou generaci výše uvedených vozidel hromadné dopravy, zejména pak nízkopodlažních tramvajů. [1]



**Obr. 1.1** – Kompaktní pohonná jednotka [2]

Původní myšlenka pohonu byla použít synchronní stroj s permanentními magnety s vodním chlazením. Tento stroj se ukázal jako velmi využitelný ale těžký a složitý na údržbu.

Vynález se skládá z vysokorychlostního elektrického pohonu s polovodičovým měničem, vysokootáčkovým střídavým strojem a převodovkou. Celá sestava se díky vyvinuté technologii zaintegrovala do jedné kompaktní pohonné jednotky ve společném pouzdře. Vynález je chráněn mezinárodní patentovou přihláškou. Hlavní výhodou nové kompaktní pohonné jednotky je snížení hmotnosti a rozměrů o cca 25 %, vůči konkurenci, při dosažení

stejných výkonových parametrů a srovnatelné ceny. Technologie umožňuje realizaci jak nápravového, tak i kolového pohonu. Pohon je pasivně chlazen, což je dalším technickým unikátem. Při pasivním chlazení, tak klesá hlučnost celého pohonu, což má dopad na životní prostředí v okolí jiných tratí.

Integrováním pohonu do jednoho celku byla výrazně zjednodušena montáž pohonu na podvozek, což vede ke snížení výrobních nákladů a času. Představení prvního prototypu nové pohonné jednotky na nejvýznamnější světové výstavě dopravní techniky INNOTRANS v Berlíně vzbudilo, velký zájem veřejnosti i potenciálních zákazníků a ukázalo, že zájem o tuto technologii je nejen v Evropě, ale i v Asii, Rusku a zámoří. [1]

## 2 Návrh trakčního asynchronního motoru

Cílem kapitoly je navrhnout trakční asynchronní motor s klecí nakrátko. Pokud není specifikováno jinak, postup a použité rovnice (s drobnými změnami nebo jiným označením) je možno najít v [4], [5], [6], [7], [8],

### 2.1 Zadané hodnoty

Navrhovaný motor je s kotvou nakrátko, třífázový, napájený ze střídače. Motor je navrhován pro zatížení S1 (trvalý chod):

výkon na hřídeli	$P_2 = 100 \text{ kW}$
sdíružené napětí	$U_s = 400 \text{ V}$
počet fází	$m = 3$
počet pólů	$2p = 6$
synchronní otáčky	$n_s = 3450 \text{ ot/min}$
vnější průměr statoru	$D_e = 0,24 \text{ m}$
druh vinutí	smyčkové, dvouvrstvé
spojení vinutí	Y

### 2.2 Vlastnosti plechů použitých v magnetickém obvodu

Plechý použité pro magnetický obvod statoru a rotoru jsou M250-35A s následujícími vlastnostmi:

ztrátové číslo ( $B = 1 \text{ T}, f = 50 \text{ Hz}$ )	$\Delta p_{1,0} = 0,98 \text{ W/kg}$
hustota plechů	$\rho_{Fe} = 7600 \text{ kg/m}^3$
tloušťka plechů	$l_p = 0,35 \text{ mm}$
činitel plnění železa	$k_{Fe} = 0,95$
BH charakteristika	viz Příloha 1

## 2.3 Návrh základních rozměrů

Pro výpočet si předběžně zvolíme hodnoty veličin potřebné k výpočtům. Jedná se o účinnost  $\eta$ , účinník  $\cos\varphi$  a činitel elektromagnetické síly  $k_E$ , který udává poměr indukovaného napětí  $U_i$  k fázovému napětí statoru  $U_{IN}$ .

$$\cos\varphi = 0,9$$

$$\eta = 0,94$$

$$k_E = 0,92$$

K určení základních rozměrů stroje je potřeba výpočtový vnitřní výkon  $S_i$ .

$$S_i' = P_2 \frac{k_E}{\eta \cdot \cos\varphi} = 100 \cdot \frac{0,92}{0,94 \cdot 0,9} \doteq 108,75 \text{ kVA} \quad (2.3.1)$$

Frekvence odpovídající synchronní rychlosti je stanovena ze synchronních otáček:

$$f_1 = \frac{n_s \cdot p}{60} = \frac{3450 \cdot 3}{60} = 172,5 \text{ Hz} \quad (2.3.2)$$

Vnější průměr statoru je limitován velikostí kostry pohonné jednotky. Vnější průměr statoru je  $D_e = 240 \text{ mm}$ . S ohledem na již existující motor s permanentními magnety volíme průměr vrtání statoru tak, aby byl stejný.

$$D_1 = 0,16 \text{ m} = 160 \text{ mm} \quad (2.3.3)$$

Pólová rozteč navrhovaného šestipólového stroje tím pádem vychází:

$$t_p = \frac{\pi \cdot D_1}{2p} = \frac{\pi \cdot 0,16}{6} = 0,084 \text{ m} = 84 \text{ mm} \quad (2.3.4)$$

Predběžně zvolíme drážkovou rozteč statorového vinutí  $t_{d1}' = 14 \text{ mm}$  a vypočteme počet drážek statoru  $Q_1$  a upřesníme hodnotu  $t_{d1}$ .

$$Q_1 = \frac{\pi \cdot D_1}{t_{d1}'} = \frac{\pi \cdot 0,16}{0,014} = 35,90 \doteq 36 \quad (2.3.5)$$

$$t_{d1} = \frac{\pi \cdot D_1}{Q_1} = \frac{\pi \cdot 0,16}{36} = 0,01396 \text{ m} \doteq 0,014 \text{ m} = 14 \text{ mm} \quad (2.3.6)$$

### 2.3.1 Návrh vinutí

Pro výpočet základních rozměrů je potřeba určit činitel statorového vinutí  $k_{v1}$ , který získáme z navrženého vinutí. Pro výpočet použijeme výpočet pomocí Tingleyho schéma a pro kontrolu analytický výpočet.



Statorové vinutí:

počet drážek	$Q_1 = 36$
počet pólů	$2p = 6$
počet fází	$m = 3$
matematický počet fází	$m' = 6$
počet cívkových stran v drážce	$2u = 2$
počet paralelních větví	$2a = 6$
druh vinutí	smyčkové, se zkráceným krokem

Počet cívek:

$$K = Q \cdot u = 36 \cdot 1 = 36 \quad (2.3.7)$$

Počet drážek na pól a fázi:

$$q = \frac{Q_1}{2p \cdot m} = \frac{36}{6 \cdot 3} = 2 \quad (2.3.8)$$

Pólová rozteč v počtu drážek:

$$t_{pd} = \frac{Q_1}{2p} = \frac{36}{6} = 6 \quad (2.3.9)$$

Nyní si zvolíme činitel zkrácení kroku  $\beta$ , pomocí kterého lze potlačit vyšší harmonické.

Ideální činitel zkrácení kroku je  $\beta = \frac{5}{6} = 0,8\bar{3}$ .

Krok vinutí v počtu drážek:

$$y_{1d} = \beta \cdot t_{pd} = \frac{5}{6} \cdot 6 = 5 \quad (2.3.10)$$

Krok vinutí (v počtu cívkových stran):

$$y_1 = 2u \cdot y_{1d} + 1 = 2 \cdot 5 + 1 = 11 \quad (2.3.11)$$

Cívkový krok vinutí:

$$y = 2 \cdot y_k = 2 \cdot \frac{a}{p} = 2 \cdot \frac{3}{3} = 2 \quad (2.3.12)$$

Spojkový krok vinutí:

$$y_2 = y - y_1 = 2 - 11 = -9 \quad (2.3.13)$$

Počet cívkových svazků:

$$S_c = m' \cdot a = 6 \cdot 3 = 18 \quad (2.3.14)$$

Počet cívek ve svazku:

$$K_1 = \frac{K}{S_c} = \frac{36}{18} = 2 \quad (2.3.15)$$

Jeden ze způsobů výpočtu činitele statorového vinutí  $k_{v1}$  je pomocí Tingleyho schéma. K sestavení Tingleyho schématu jsou všechny údaje známy. Tingleyho schéma je tabulka o  $2p = 6$  řádcích a  $m \cdot n = 3 \cdot 2 = 6$  sloupcích ( $q = \frac{n}{c} = \frac{2}{1} \Rightarrow n = 2$ ) pro šest matematických fází.

	A A'		C' C		B B'	
+	1	3	5	7	9	11
	2	4	6	8	10	12
-	13	15	17	19	21	23
	14	16	18	20	22	24
+	25	27	29	31	33	35
	26	28	30	32	34	36
-	37	39	41	43	45	47
	38	40	42	44	46	48
+	49	51	53	55	57	59
	50	52	54	56	58	60
-	61	63	65	67	69	71
	62	64	66	68	70	72

**Tab. 2. 1** – Tingleyho schéma

Osy dvou sousedních drážek svírají elektrický úhel:

$$\alpha_{el} = \frac{180^\circ}{m \cdot n} = \frac{180^\circ}{6 \cdot 2} = 30^\circ \quad (2.3.16)$$

Průměrem cosinů úhlů mezi osami cívkových stran a osou fáze dostaneme činitel vinutí  $k_{v1}$ :

$$k_{v1} = \frac{12 \cdot \cos 0^\circ + 12 \cdot \cos 30^\circ}{24} \doteq 0,933 \quad (2.3.17)$$

Činitel vinutí lze také určit analyticky, součinem činitele kroku a činitele rozlohy,  $k_v = k_y \cdot k_r$ .

Činitel kroku reprezentuje zmenšení indukovaného napětí vlivem změny kroku oproti pólové rozteči, vypočítá se dle vztahu:

$$k_y = \sin\left(\beta \cdot \frac{\pi}{2}\right) = \sin\left(\frac{5}{6} \cdot \frac{\pi}{2}\right) \doteq 0,966 \quad (2.3.18)$$

Činitel rozlohy vyjadřuje zmenšení indukovaného napětí rozložením cívkových stran do  $q$  drážek, lze ho vypočítat takto:

$$k_r = \frac{\sin \frac{\pi}{2 \cdot m}}{q \cdot \sin \frac{\pi}{2 \cdot m \cdot q}} = \frac{\sin \frac{\pi}{2 \cdot 3}}{2 \cdot \sin \frac{\pi}{2 \cdot 3 \cdot 2}} \doteq 0,966 \quad (2.3.19)$$

Činitel vinutí tím pádem vychází:

$$k_{v1} = k_y \cdot k_r = 0,966 \cdot 0,966 \doteq 0,933 \quad (2.3.20)$$

Činitel vinutí  $k_{v1}$  vyšel totožný v obou případech.

### 2.3.2 Dopočet základních rozměrů

Pro výpočet délky satorového paketu  $l_{Fe}$  se vychází z výkonové rovnice, která udává vztah mezi základními rozměry, výkonem a otáčkami stroje.

$$S'_i = C' \cdot D_1^2 \cdot l_e \cdot n_s \quad (2.3.21)$$

Neznámou v rovnici je Essonův činitel  $C$ , reprezentující elektromagnetické využití stroje. Dán vztahem

$$C' = \frac{\pi^2}{60} \cdot \alpha_\delta \cdot B'_\delta \cdot A' \cdot k_B \cdot k_{v1} \quad (2.3.22)$$

kde  $\alpha_\delta$  je činitel pólového krytí,  $B_\delta$  amplituda magnetické indukce ve vzduchové mezeře,  $A$  lineární proudová hustota,  $k_B$  činitel tvaru pole a  $k_{v1}$  činitel satorového vinutí. Předběžně se určí hodnoty  $B'_\delta$  a  $A'$ , které se později upřesní.

$$B'_\delta = 0,82 \text{ T}, \quad A' = 40350 \text{ A/m} \quad (2.3.23)$$

Činitel pólového krytí  $\alpha_\delta$  a činitel tvaru pole  $k_B$  jsou u asynchronních strojů dány zploštěním křivky pole ve vzduchové mezeře, způsobeném nasycením zubů satoru a rotoru a dostatečně přesně mohou být vypočteny až po výpočtu magnetického obvodu. Proto je před tímto výpočtem výhodnější předpokládat pole sinusové a vliv zploštění uvažovat při výpočtu magnetického napětí jednotlivých úseků magnetického obvodu. Hodnoty těchto činitelů se tedy předběžně volí [4]:

$$\alpha_\delta = \frac{2}{\pi} \doteq 0,64; \quad k_B = \frac{\frac{1}{\sqrt{2}}}{\frac{2}{\pi}} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \doteq 1,11 \quad (2.3.24)$$

Teď lze vypočítat hodnotu Essonova činitele, která je pouze předběžná. Hodnota Essonova činitele se později ještě upřesní:

$$C' = \frac{\pi^2}{60} \cdot \alpha_\delta \cdot B'_\delta \cdot A' \cdot k_B \cdot k_{v1} = \frac{\pi^2}{60} \cdot \frac{2}{\pi} \cdot 0,82 \cdot 40350 \cdot \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \cdot 0,933 \doteq 3590,65 \text{ VAmin/m}^3 \quad (2.3.25)$$

Dosazením do rovnice (2.3.21) získáme přibližnou délku satorového paketu:

$$l_e = \frac{S'_i}{C' \cdot D_1^2 \cdot n_s} = \frac{108,75 \cdot 10^3}{3590,65 \cdot 0,16^2 \cdot 3450} \doteq 0,343 \text{ m} = 343 \text{ mm} \quad (2.3.26)$$

Tloušťka použitého plechu  $l_p = 0,35$  mm. Počet plechů, který tvoří statorový paket, se určí jako:

$$p_{pl} = \frac{l_e}{l_p} = \frac{343}{0,35} = 980 \text{ plechů} \quad (2.3.27)$$

Hlavními rozměry stroje jsou  $D_I = 160$  mm a  $l_e = 343$  mm. Nyní je nutné upřesnit vnitřní výkon stroje. Statorový svazek je tvořen jedním paketem, tedy bez radiálních kanálů pro chlazení. To znamená, že  $l_e = l_{Fe1} = l_{Fe2} = l_1 = l_2$ .

### 2.3.3 Upřesnění vnitřního výkonu

V další fázi výpočtu se musí upřesnit hodnoty magnetické indukce ve vzduchové mezeře, lineární proudové hustoty a vnitřní výkon stroje.

První je nutno vypočítat proud statorovým vinutím a počet závitů spojených do série. Pro výpočet proudu se musí vypočítat fázové napětí  $U_{1N}$ :

$$U_{1N} = \frac{U_s}{\sqrt{3}} = \frac{400}{\sqrt{3}} \doteq 230,94 \text{ V} \quad (2.3.28)$$

Jmenovitý proud statoru je:

$$I_{1N} = \frac{P_2}{m_1 \cdot U_{1N} \cdot \eta \cdot \cos \varphi} = \frac{100 \cdot 10^3}{3 \cdot 230,94 \cdot 0,94 \cdot 0,9} \doteq 170,61 \text{ A} \quad (2.3.29)$$

Předběžný počet efektivních vodičů v drážce je:

$$V'_d = \frac{\pi \cdot D_1 \cdot A'}{I_{1N} \cdot Q_1} = \frac{\pi \cdot 0,16 \cdot 40350}{170,61 \cdot 36} \doteq 3,30 \quad (2.3.30)$$

Skutečný počet efektivních vodičů v drážce, když počet paralelních větví  $a = 3$ , je:

$$V_d = a \cdot V'_d = 3 \cdot 3,30 \doteq 10 \quad (2.3.31)$$

Počet závitů v sérii jedné fáze, tedy vychází:

$$N_1 = \frac{V_d \cdot Q_1}{2 \cdot a \cdot m} = \frac{10 \cdot 36}{2 \cdot 3 \cdot 3} \doteq 20 \quad (2.3.32)$$

Počet závitů jedné cívky, tím pádem:

$$N_c = N_1 \cdot \frac{a \cdot m}{Q_1 \cdot u} = 20 \cdot \frac{3 \cdot 3}{36 \cdot 1} \doteq 5 \quad (2.3.33)$$

Skutečná hodnota lineární proudové hustoty:

$$A = \frac{2 \cdot m \cdot N_1 \cdot I_{1N}}{\pi \cdot D_1} = \frac{2 \cdot 3 \cdot 20 \cdot 170,61}{\pi \cdot 0,160} \doteq 40730,14 \text{ A/m} \quad (2.3.34)$$

Magnetický indukční tok:

$$\Phi = \frac{k_E \cdot U_{1N}}{4 \cdot k_B \cdot N_1 \cdot f_1 \cdot k_{v1}} = \frac{0,92 \cdot 230,94}{4 \cdot 1,11 \cdot 20 \cdot 172,5 \cdot 0,933} \doteq 14,87 \cdot 10^{-3} \text{ wb} \quad (2.3.35)$$

Amplituda magnetické indukce ve vzduchové mezeře:

$$B_{\delta} = \frac{\Phi}{\alpha_{\delta} \cdot t_p \cdot l_e} = \frac{14,87 \cdot 10^{-3}}{0,64 \cdot 0,084 \cdot 0,343} \doteq 0,813 \text{ T} \quad (2.3.36)$$

Nyní se skutečnými hodnoty lineární proudové hustoty a magnetické indukce upřesníme i hodnotu Essonova činitele a vnitřního výkonu stroje:

$$C = \frac{\pi^2}{60} \cdot \alpha_{\delta} \cdot B_{\delta} \cdot A \cdot k_B \cdot k_{v1} = \frac{\pi^2}{60} \cdot \frac{2}{\pi} \cdot 0,813 \cdot 40730,14 \cdot \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \cdot 0,933 \\ \doteq 3593,53 \text{ VAmin/m}^3 \quad (2.3.37)$$

Skutečný vnitřní výkon stroje je:

$$S_i = C \cdot D_1^2 \cdot l_e \cdot n_s = 3593,53 \cdot 0,16^2 \cdot 0,343 \cdot 3450 \doteq 108,86 \text{ kVA} \quad (2.3.38)$$

Skutečné hodnoty  $A$ ,  $B_{\delta}$  a  $S_i$  jsme získali s minimální odchylkou.

## 2.4 Návrh rozměrů drážek, zubů statoru a vzduchové mezery

### 2.4.1 Průřez vodiče v drážce statoru

Předběžně si zvolíme velikost proudové hustoty, ze které vypočítáme průřez efektivního vodiče statorového vinutí. Předběžně zvolená hodnota proudové hustoty je  $J'_1 = 6 \text{ A/mm}^2$ . Předběžný průřez efektivního vodiče:

$$S'_{ef} = \frac{I_{1N}}{a \cdot J'_1} = \frac{170,61}{3 \cdot 6} = 9,48 \text{ mm}^2 \quad (2.4.1)$$

Průřez jednoho vodiče však volíme  $S_v = 3,14 \text{ mm}^2$ . Vodič se tedy bude skládat z více dílčích vodičů:

$$n_p = \frac{S'_{ef}}{S_v} = \frac{9,48}{3,14} \doteq 3,02 \Rightarrow n_p = 3 \quad (2.4.2)$$

Skutečný průřez efektivního vodiče je:

$$S_{ef} = n_p \cdot S_v = 3 \cdot 3,14 = 9,42 \text{ mm}^2 \quad (2.4.3)$$

Skutečná proudová hustota je potom:

$$J_1 = \frac{I_{1N}}{a \cdot n_p \cdot S_v} = \frac{170,61}{3 \cdot 3 \cdot 3,14} = 6,04 \text{ A/mm}^2 \quad (2.4.4)$$

Statorové vinutí volíme vsypávané, kruhového průřezu. Průměr dílčího vodiče vypočteme:

$$d_v = \sqrt{\frac{4 \cdot S_v}{\pi}} = \sqrt{\frac{4 \cdot 3,14}{\pi}} \doteq 2,0 \text{ mm} \quad (2.4.5)$$

### 2.4.2 Návrh jha, zubu a drážky statoru

Drážku volíme polozavřenou typu „L“. Drážka bude tedy lichoběžníková, vinutí zajištěné klínem a zub obdélníkový.

Pro začátek si zvolíme zdánlivou indukci v zubu statoru  $B'_{z1} = 1,74 \text{ T}$  a indukci ve jhu statoru  $B_{j1} = 1,4 \text{ T}$ . Šířka zubu statoru je:

$$b_{z1} = \frac{B_{\delta} \cdot t_{d1} \cdot l_e}{B'_{z1} \cdot l_{Fe1} \cdot k_{Fe}} = \frac{0,813 \cdot 0,014 \cdot 0,343}{1,74 \cdot 0,343 \cdot 0,95} \doteq 0,0069 \text{ m} = 6,9 \text{ mm} \quad (2.4.6)$$

Výška jha statoru je:

$$h_{j1} = \frac{\Phi}{2 \cdot B_{j1} \cdot l_{Fe1} \cdot k_{Fe}} = \frac{14,87 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 1,4 \cdot 0,343 \cdot 0,95} \doteq 0,0163 \text{ m} = 16,3 \text{ mm} \quad (2.4.7)$$

Motor navrhujeme bez axiálních kanálů pro chlazení. Výška jha statoru se v průběhu návrhu magnetického obvodu už nemusí upravovat.

Výška drážky statoru je:

$$h_{d1} = \frac{D_e - D_1}{2} - h_{j1} = \frac{240 - 160}{2} - 16,3 \doteq 23,7 \text{ mm} \quad (2.4.8)$$

Výška zubu statoru  $h_{z1}$  je stejná jako výška drážky statoru.  $h_{d1} = h_{z1} = 23,7 \text{ mm}$ .

Šířka drážky statoru u paty zubu je:

$$b_{d11} = \frac{\pi \cdot (D_1 + 2 \cdot h_{d1})}{Q_1} - b_{z1} = \frac{\pi \cdot (160 + 2 \cdot 23,7)}{36} - 6,9 \doteq 11,2 \text{ mm} \quad (2.4.9)$$

Šířka horní části drážky statoru je:

$$b_{d12} = \frac{\pi \cdot (D_1 + 2 \cdot h_{o1} - b_{o1}) - Q_1 \cdot b_{z1}}{Q_1 - \pi} = \frac{\pi \cdot (160 + 2 \cdot 0,5 - 3,5) - 36 \cdot 6,9}{36 - \pi} \doteq 7,5 \text{ mm} \quad (2.4.10)$$

kde výška otevření statorové drážky  $h_{o1}$  a šířka otevření statorové drážky byly zvoleny.  $h_{o1} = 0,5 \text{ mm}$ ,  $b_{o1} = 3,5 \text{ mm}$ .

Výška klínu statorové drážky:

$$h_{k1} = \frac{b_{d12} - b_0}{2} = \frac{7,5 - 3,5}{2} = 2 \text{ mm} \quad (2.4.11)$$

Aktivní výška drážky statoru je:

$$h_{11} = h_{d1} - (h_{o1} + h_{k1}) = 23,7 - (0,5 + 2) = 21,2 \text{ mm} \quad (2.4.12)$$

Dále je potřeba zkontrolovat, jestli navržené vinutí je proveditelné. Proveditelnost vinutí se kontroluje za pomoci činitele plnění drážky  $k_T$ , kde je nutné určit „světlou“ plochu drážky a vzít v úvahu plochu použité izolace. „Světlé“ rozměry drážky se určují s uvažováním vůlí na složení plechů  $\Delta b_d$ ,  $\Delta h_d = 0,1 \text{ mm}$

$$b'_{d11} = b_{d11} - \Delta b_d = 11,2 - 0,1 = 11,1 \text{ mm} \quad (2.4.13)$$

$$b'_{d12} = b_{d12} - \Delta b_d = 7,5 - 0,1 = 7,4 \text{ mm} \quad (2.4.14)$$

$$h'_{11} = h_{11} - \Delta h_d = 21,2 - 0,1 = 21,1 \text{ mm} \quad (2.4.15)$$

Plocha, kterou zaujímá drážková izolace, kde jednostranná tloušťka izolace v drážce je  $b_i = 0,55 \text{ mm}$ , je dána vztahem:

$$S_i = b_i \cdot (2 \cdot h_{d1} + b_{d11} + b_{d12}) = 0,55 \cdot (2 \cdot 23,7 + 11,2 + 7,5) = 36,36 \text{ mm}^2 \quad (2.4.16)$$

Plocha vložek mezi vrstvami vinutí v drážce je dána vztahem:

$$S_{vl} = (0,4 \cdot b_{d11} + 0,9 \cdot b_{d12}) = (0,4 \cdot 11,2 + 0,9 \cdot 7,5) = 11,23 \text{ mm}^2 \quad (2.4.17)$$

Plocha drážky, která zbývá pro vinutí je:

$$S'_d = \frac{b'_{d11} + b'_{d12}}{2} \cdot h'_{11} - S_i - S_{vl} = \frac{11,1 + 7,4}{2} \cdot 21,1 - 36,36 - 11,23 = 147,59 \text{ mm}^2 \quad (2.4.18)$$

Kontrolní hodnotou proveditelnosti vinutí je tedy činitel plnění drážky:

$$k_T = \frac{d_{vi}^2 \cdot V_d \cdot n_p}{S'_d} = \frac{2,075^2 \cdot 10 \cdot 3}{147,59} = 0,875 \quad (2.4.19)$$

kde  $d_{vi}$  je průměr izolovaného dílčího vodiče, který je  $d_{vi} = d_v + d_i = 2,0 + 0,075 = 2,075 \text{ mm}$ .

část	šířka [mm]	výška [mm]
rozměr vodiče	2,0	2,0
oboustranný přírůstek izolace vodiče	0,075	0,075
mezivložka	-	0,3
vyložení drážky	0,55	0,55
drážkový klín	-	3
konečný rozměr	7,5/11,2	23,7

**Tab. 2. 2** – Obsah statorové drážky

### 2.4.3 Návrh vzduchové mezery

Správná volba velikosti vzduchové mezery  $\delta$  v mnohém určuje energetické ukazatele asynchronního motoru. Čím je vzduchová mezera menší, tím je menší její magnetický odpor a magnetické napětí, tvořící hlavní část magnetomotorického napětí magnetického obvodu celého stroje. Proto zmenšení vzduchové mezery vede ke zmenšení magnetomotorického napětí a tím i magnetizačního proudu motoru, čímž se zvětšuje jeho  $\cos\varphi$  a zmenšují se ztráty ve vinutí statoru. Ovšem nadměrné zmenšení  $\delta$  vede k nárůstu amplitud pulzací indukce ve

vzduchové mezeře a v důsledku toho k zvětšení povrchových a pulzačních ztrát. Zároveň je příliš tenká vzduchová mezera technicky obtížně proveditelná.

Povrchové a pulzační ztráty v motorech závisí nejen na amplitudě, ale i na frekvenci pulsací indukce ve vzduchové mezeře. U rychloběžných motorů je frekvence pulsací vyšší než u pomaloběžných, neboť je úměrná otáčkám. Aby se tyto ztráty zmenšily, bývá vzduchová mezera  $\delta$  u rychloběžných strojů větší, čímž se zmenší amplituda pulsací indukce.

Vzduchová mezera se vypočte podle empirického vztahu:

$$\delta = \frac{D_1}{1,2} \cdot \left(1 + \frac{9}{2p}\right) \cdot 10^{-3} = \frac{0,16}{1,2} \cdot \left(1 + \frac{9}{6}\right) \cdot 10^{-3} \doteq 0,33 \text{ mm} \Rightarrow \delta = 0,5 \text{ mm} \quad (2.4.20)$$

## 2.5 Výpočet rotoru

### 2.5.1 Návrh rotoru nakrátko

Délka rotorového svazku se rovná délce statorového svazku tedy  $l_2 = l_1 = l_{Fe} = 0,343 \text{ m}$ . Jako první si určíme vnější průměr rotoru:

$$D_2 = D_1 - 2 \cdot \delta = 160 - 2 \cdot 0,5 = 159 \text{ mm} \quad (2.5.1)$$

Dále určíme počet drážek rotoru, který odečteme z tabulky [4]. V této tabulce je uvedeno několik možných variant počtu rotorových drážek pro dané  $Q_1$  a  $2p$ . Asynchronní motory mají obvykle  $Q_2 < Q_1$ . Má to řadu příčin technologického charakteru a svoji roli hraje rovněž fakt, že s růstem  $Q_2$  klesá proud v tyčích rotoru. Zároveň se při volbě  $Q_2 < Q_1$  omezují asynchronní momenty od vyšších harmonických více než při  $Q_2 > Q_1$ . Proto volíme  $Q_2 = 26$ .

Určíme si počet paralelních větví rotorového vinutí jako největší společný dělitel počtu drážek a pólpárů:

$$a_2 = D(Q_2; p) = 1 \quad (2.5.2)$$

Počet fází rotoru se určí jako:

$$m_2 = \frac{Q_2}{a_2} = \frac{26}{1} = 26 \quad (2.5.3)$$

Neboť při  $m_2 = Q_2$  patří ke každé fázi jedna tyč se dvěma částmi kruhů nakrátko, umístěnými na opačných stranách rotoru, má vinutí každé fáze  $\frac{1}{2}$  závitu, tj.  $N_2 = \frac{1}{2}$ . Činitel takového rotorového vinutí je  $k_{v2} = 1$ .

Proud v tyči se určí přes činitel přepočtu proudů:

$$p_i = \frac{m_1 \cdot N_1 \cdot k_{v1}}{m_2 \cdot N_2 \cdot k_{v2}} = \frac{2 \cdot a_2 \cdot m_1 \cdot N_1 \cdot k_{v1}}{Q_2} = \frac{2 \cdot 1 \cdot 3 \cdot 20 \cdot 0,933}{26} \doteq 4,31 \quad (2.5.4)$$



Pro výpočet proudu ve vinutí je nutno si ještě určit činitel uvažující vliv magnetizačního proudu a parametrů náhradního schématu na poměr  $I_1/I_2$ . Hodnotu  $k_i$  určíme z grafu [4].  $k_i = 0,92$ .

Proud rotorového vinutí je tedy:

$$I_2 = k_i \cdot I_1 \cdot p_i = 0,92 \cdot 170,61 \cdot 4,31 \doteq 676,50 \text{ A} \quad (2.5.5)$$

Jelikož počet paralelních větví rotorového vinutí je roven jedné, je proud rotorového vinutí roven proudu tyče  $I_2 = I_t$ .

Pro výpočet předběžného průřezu tyče rotoru je nutno zvolit proudovou hustotu. Vinutí je měděné. Předběžná lze zvolit proudovou hustotu  $J'_2 = 4 \text{ A/mm}^2$ . Předběžný průřez tyče rotoru je tedy:

$$S'_t = \frac{I_2}{J'_2} = \frac{676,50}{4} \doteq 169,13 \text{ mm}^2 \quad (2.5.6)$$

Tyče rotorového vinutí jsou rozprostřeny po obvodu rotoru. Proudové tyče jsou navzájem pootočené o úhel:

$$\alpha = \frac{2p \cdot \pi}{Q_2} = \frac{6 \cdot \pi}{26} \doteq 0,725 \text{ rad} = 41,54^\circ \quad (2.5.7)$$

Z fázorového diagramu si lze odvodit proud kruhem nakrátko:

$$\sin \frac{\alpha}{2} = \frac{I_2}{I_{kn}} \Rightarrow I_{kn} = \frac{I_2}{2 \cdot \sin \frac{\alpha}{2}} = \frac{676,50}{2 \cdot \sin \frac{41,54^\circ}{2}} \doteq 953,84 \text{ A} \quad (2.5.8)$$

Hustota proudu v kruzích  $J_{kn}$  se volí asi o 15 až 20% menší než hustota v tyčích. Kruhy mají lepší ochlazovací podmínky než tyče, fungují svým způsobem jako radiátory, které odvádějí teplo z tyčí a tím je ochlazují [4]. Kruhy mají obdélníkový tvar.

Předběžná proudová hustota v kruzích nakrátko je pak volena na:

$$J'_{kn} = 0,85 \cdot J_2 = 0,85 \cdot 4 = 3,4 \text{ A/mm}^2 \quad (2.5.9)$$

Předběžný průřez kruhů nakrátko je tedy:

$$S'_{kn} = \frac{I_{kn}}{J'_{kn}} = \frac{953,84}{3,4} \doteq 280,54 \text{ mm}^2 \quad (2.5.10)$$

Rozměry kruhů nakrátko se určí, až v další fázi výpočtu, kde se navrhne rotorový zub a drážka.

## 2.5.2 Rotorová drážka a zub

Drážky rotorového vinutí uvažujeme typu „V“. Drážka má tedy lichoběžníkový tvar, zub obdélníkový. Vinutí rotorové klece se skládá z měděných tyčí, které jsou indukčně spojeny s kruhy nakrátko.

Na začátku je potřeba spočítat si drážkovou rozteč rotoru:

$$t_{d2} = \frac{\pi \cdot D_2}{Q_2} = \frac{\pi \cdot 0,159}{26} = 0,01921 \text{ m} \doteq 0,019 \text{ m} = 19 \text{ mm} \quad (2.5.11)$$

Pro výpočet rozměrů drážky je nutné si vypočítat šířku zuby rotoru, která je omezena dovolenou zdánlivou magnetickou indukcí  $B'_{z2} = 1,75 \text{ T}$ . Šířka zuby:

$$b_{z2} = \frac{B_\delta \cdot t_{d2} \cdot l_e}{B'_{z2} \cdot l_{Fe2} \cdot k_{Fe}} = \frac{0,813 \cdot 0,019 \cdot 0,343}{1,75 \cdot 0,343 \cdot 0,95} \doteq 0,0094 \text{ m} = 9,4 \text{ mm} \quad (2.5.12)$$

Zvolené parametry drážky rotoru jsou otevření drážky  $b_{02} = 1,5 \text{ mm}$ , hloubka otevření drážky  $h_{02} = 1 \text{ mm}$ .

Průměr zaoblení horní části drážky rotoru:

$$b_{d21} = \frac{\pi \cdot (D_2 - 2 \cdot h_{02}) - Q_2 \cdot b_{z2}}{\pi + Q_2} = \frac{\pi \cdot (159 - 2 \cdot 1) - 26 \cdot 9,4}{\pi + 26} \doteq 8,5 \text{ mm} \quad (2.5.13)$$

Průměr zaoblení dolní části drážky rotoru:

$$b_{d22} = \sqrt{\frac{b_{d21}^2 \cdot \left(\frac{Q_2}{\pi} + \frac{\pi}{2}\right) - 4 \cdot S'_t}{\frac{Q_2}{\pi} - \frac{\pi}{2}}} = \sqrt{\frac{8,5^2 \cdot \left(\frac{26}{\pi} + \frac{\pi}{2}\right) - 4 \cdot 169,13}{\frac{26}{\pi} - \frac{\pi}{2}}} \doteq 2,4 \text{ mm} \quad (2.5.14)$$

Rozteč mezi středy zaoblení drážky rotoru:

$$h_{21} = (b_{d21} - b_{d22}) \cdot \frac{Q_2}{2 \cdot \pi} = (8,5 - 2,4) \cdot \frac{26}{2 \cdot \pi} \doteq 25,3 \text{ mm} \quad (2.5.15)$$

Rozměry drážky jsou známy. Nyní lze upřesnit průřez tyče:

$$\begin{aligned} S_t &= \frac{\pi}{8} \cdot (b_{d21}^2 + b_{d22}^2) + \frac{1}{2} \cdot (b_{d21} + b_{d22}) \cdot h_{21} \\ &= \frac{\pi}{8} \cdot (8,5^2 + 2,4^2) + \frac{1}{2} \cdot (8,5 + 2,4) \cdot 25,3 \doteq 168,52 \text{ mm}^2 \end{aligned} \quad (2.5.16)$$

Hloubka drážky rotoru:

$$h_{d2} = h_{21} + h_{02} + \frac{b_{d21}}{2} + \frac{b_{d22}}{2} = 25,3 + 1 + \frac{8,5}{2} + \frac{2,4}{2} = 31,75 \text{ mm} \quad (2.5.17)$$

Výška zuby statoru se počítá dle vztahu:

$$h_{z2} = h_{d2} - 0,1 \cdot b_{d22} = 31,75 - 0,1 \cdot 2,4 = 31,51 \text{ mm} \quad (2.5.18)$$

Dále je třeba upřesnit proudovou hustotu v tyči rotoru. Skutečná proudová hustota:

$$J_2 = \frac{I_2}{S_t} = \frac{676,50}{168,52} \doteq 4,01 \text{ A/mm}^2 \quad (2.5.19)$$

Proudová hustota a průřez kruhů nakrátko se také změní. Skutečná proudová hustota v kruzích nakrátko:

$$J_{kn} = 0,85 \cdot J_2 = 0,85 \cdot 4,01 \doteq 3,41 \text{ A/mm}^2 \quad (2.5.20)$$

Rozměry obdélníkových kruhů nakrátko se volí tak, aby výška kruhu nakrátko byla  $a_{kn} = 1,25 \cdot h_{d2}$ . Šířka kruhu nakrátko se vypočte jako zbývající rozměr z  $S'_{kn}$ .

Výška kruhu nakrátko:

$$a_{kn} = 1,25 \cdot h_{d2} = 1,25 \cdot 31,75 \doteq 39,69 \text{ mm} \quad (2.5.21)$$

Šířka kruhu nakrátko:

$$b_{kn} = \frac{S_{kn}}{a_{kn}} = \frac{280,54}{39,69} \doteq 7,07 \text{ mm} \quad (2.5.22)$$

Skutečný průřez kruhů nakrátko:

$$S_{kn} = a_{kn} \cdot b_{kn} = 39,69 \cdot 7,07 \doteq 280,61 \text{ mm}^2 \quad (2.5.23)$$

Průměr k vnitřní hraně kruhu nakrátko je:

$$D_{kn} = D_2 - a_{kn} = 159 - 39,69 = 119,31 \text{ mm} \quad (2.5.24)$$

Vnitřní průměr rotoru  $D_i$  je stejný jako průměr hřídele při přímém uložení svazku na hřídel, určí se vztahem:

$$D_i = D_h = k_h \cdot D_e = 0,23 \cdot 240 = 55,2 \text{ mm} \quad (2.5.25)$$

kde  $k_h$  je činitel pro výpočet průměru hřídele [4].

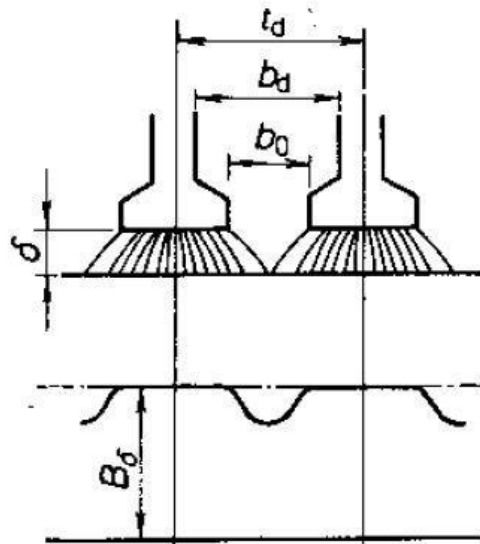
## 2.6 Výpočet magnetického obvodu

Nyní se zaměříme na výpočet magnetického obvodu. Jedná se především o výpočet magnetických napětí  $U_m$  v jednotlivých částech magnetického obvodu. Hodnoty magnetické intenzity závislé na magnetické indukci získáme z BH charakteristiky feromagnetického materiálu použitého ve výpočtu. BH charakteristika viz *Příloha 1*. Po výpočtu magnetických napětí bude následovat výpočet magnetizačního proudu.

### 2.6.1 Carterův činitel, magnetické napětí ve vzduchové mezeře

Ve většině případů povrch statoru a rotoru, vymežující vzduchovou mezeru, není hladký, ale má různé nerovnosti. Magnetický odpor jednotlivých částí takové vzduchové mezery je různý, a proto je rozdělení indukce na ploše mezery nerovnoměrné. Největší nerovnoměrnost vzniká v důsledku drážkování statoru a rotoru. Nad hlavami zubů se indukční čáry zhušťují a nad otevřením drážek se hustota indukčních čar zmenšuje (obr.). V křivce indukce vznikají poklesy. Magnetický odpor a magnetické napětí vzduchové mezery při nerovnoměrné indukci vzrůstají.

Zvětšení magnetického napětí se ve výpočtech respektuje zavedením činitele vzduchové mezery, tzv. Carterův činitel  $k_c$ . Tento činitel, získaný výpočtem polí v mezerách s různým vzájemným poměrem šířky zubů a drážek, ukazuje, o kolik vzrůstá magnetické napětí mezery při drážkovaném statoru nebo rotoru proti magnetickému napětí mezery dané hladkým povrchem. [4].



**Obr. 2.1** – Vysvětlení Carterova činitele [4]

Carterovy činitele se počítají zvlášť pro stator  $k_{c1}$  a rotor  $k_{c2}$ . V prvním případě se předpokládá, že povrch statoru je drážkovaný a rotor hladký a v druhém případě naopak, rotor je drážkovaný a stator hladký. Výsledný Carterův činitel se vypočte jako jejich součin.

Carterův činitel pro drážkovaný stator:

$$k_{c1} = \frac{t_{d1}}{t_{d1} - \gamma_1 \cdot \delta} = \frac{14}{14 - 4,083 \cdot 0,5} \doteq 1,17 \quad (2.6.1)$$

kde

$$\gamma_1 = \frac{\left(\frac{b_{01}}{\delta}\right)^2}{5 + \frac{b_{01}}{\delta}} = \frac{\left(\frac{3,5}{0,5}\right)^2}{5 + \frac{3,5}{0,5}} \doteq 4,083 \quad (2.6.2)$$

Carterův činitel pro drážkovaný rotor:

$$k_{c2} = \frac{t_{d2}}{t_{d2} - \gamma_2 \cdot \delta} = \frac{19}{19 - 1,125 \cdot 0,5} \doteq 1,03 \quad (2.6.3)$$

kde

$$\gamma_2 = \frac{\left(\frac{b_{02}}{\delta}\right)^2}{5 + \frac{b_{02}}{\delta}} = \frac{\left(\frac{1,5}{0,5}\right)^2}{5 + \frac{1,5}{0,5}} = 1,125 \quad (2.6.4)$$

Výsledný Carterův činitel je:

$$k_c = k_{c1} \cdot k_{c2} = 1,17 \cdot 1,03 \doteq 1,21 \quad (2.6.5)$$

Zavedeme pojem výpočtová vzduchová mezera:

$$\delta' = k_c \cdot \delta = 1,21 \cdot 0,5 \doteq 0,6 \text{ mm} \quad (2.6.6)$$

Magnetické napětí vzduchové mezery vyčteme jako:

$$U_{m\delta} = 2 \cdot H_\delta \cdot \delta' = \frac{2}{\mu_0} \cdot B_\delta \cdot \delta' = \frac{2}{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}} \cdot 0,813 \cdot 0,6 \cdot 10^{-3} \doteq 776,36 \text{ A} \quad (2.6.7)$$

kde  $\mu_0$  je permeabilita vakua.

## 2.6.2 Magnetické napětí zubů statoru a rotoru

Při výpočtu magnetického obvodu vycházíme z výpočtu magnetického toku jednoho pólu a indukce ve vzduchové mezeře a zjistíme skutečnou indukci v zubech statoru a rotoru.

Upřesněná zdánlivá magnetická indukce statoru:

$$B'_{z1} = \frac{B_\delta \cdot t_{d1} \cdot l_e}{b_{z1} \cdot l_{Fe1} \cdot k_{Fe}} = \frac{0,813 \cdot 0,014 \cdot 0,343}{0,0069 \cdot 0,343 \cdot 0,95} \doteq 1,74 \text{ T} \quad (2.6.8)$$

Upřesněná zdánlivá magnetická indukce rotoru:

$$B'_{z2} = \frac{B_\delta \cdot t_{d2} \cdot l_e}{b_{z2} \cdot l_{Fe2} \cdot k_{Fe}} = \frac{0,813 \cdot 0,014 \cdot 0,343}{0,0094 \cdot 0,343 \cdot 0,95} \doteq 1,75 \text{ T} \quad (2.6.9)$$

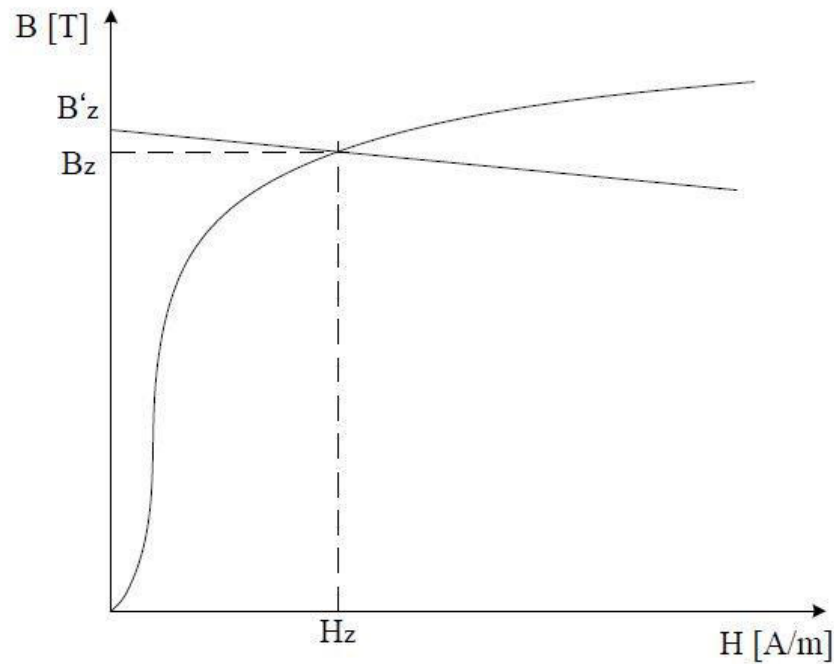
Při nasycení magnetického obvodu je část toku vytlačena i do drážky. Skutečnou indukci v zubu vysvětluje následující vztah:

$$B_z = B'_z - k_d \cdot \mu_0 \cdot H_z \quad (2.6.10)$$

kde  $B_z$  je skutečná indukce v zubu,  $B'_z$  je zdánlivá indukce v zubu, kde veškerý magnetický tok prochází zubem a  $k_d$  je činitel odlehčení, udávající jako poměr ploch příčných řezů drážky a zubu:

$$k_d = \frac{S_d}{S_z} = \frac{b_d \cdot l_{Fe}}{b_z \cdot l_{Fe} \cdot k_{Fe}} = \frac{b_d}{b_z \cdot k_{Fe}} \quad (2.6.11)$$

Skutečná indukce a jí odpovídající intenzita magnetického pole se vyšetří graficky, názorně na obr. 2.2. Pro danou zdánlivou indukci  $B'_z$  se sestrojí přímka, jejíž směrnice je  $\mu_0 \cdot k_d$ . Průsečík přímky a BH charakteristiky udává skutečnou indukci v zubu  $B_z$ . Princip výpočtu je stejný pro stator i rotor.



**Obr. 2.2** - Zdánlivá indukce v zubu [10]

Skript pro výpočet skutečných indukcí a intenzit odpovídajícím těmto indukcím byl vytvořen v programu MATLAB – viz *Příloha 3* [10].

$B'_{z1}$ [T]	$k_d$ [-]	$B_{z1}$ [T]	$H_{z1}$ [A/m]
1,74	1,14	1,728	8525

**Tab. 2.3** – Vypočtené hodnoty indukce a intenzity zubu ve statoru pomocí skriptu

$B'_{z2}$ [T]	$k_d$ [-]	$B_{z2}$ [T]	$H_{z2}$ [A/m]
1,75	0,95	1,739	9010

**Tab. 2.4** – Vypočtené hodnoty indukce a intenzity zubu v rotoru pomocí skriptu

Při konstantním průřezu zubu se předpokládám, že intenzita magnetického pole v něm  $H_z$  je též konstantní. Magnetické napětí v zubu statoru:

$$U_{mz1} = 2 \cdot H_{z1} \cdot h_{z1} = 2 \cdot 8525 \cdot 0,0237 \doteq 404,09 \text{ A} \quad (2.6.12)$$

Magnetické napětí v zubu rotoru:

$$U_{mz2} = 2 \cdot H_{z2} \cdot h_{z2} = 2 \cdot 9010 \cdot 0,0315 \doteq 567,63 \text{ A} \quad (2.6.13)$$

Činitel nasycení zubů  $k_z$ :

$$k_z = 1 + \frac{U_{mz1} + U_{mz2}}{U_{m\delta}} = 1 + \frac{404,09 + 567,63}{776,36} \doteq 2,25 \quad (2.6.14)$$

Pokud se činitel pohybuje nad doporučené hodnoty,  $k_z > 1,5 - 1,6$ , je nutné výpočet zkorigovat. V tomhle případě však změna rozměrů stroje nepřichází v úvahu, stroj je navrhován na maximální možné rozměry.

### 2.6.3 Magnetické napětí jha statoru a rotoru

Dalším výpočtem magnetického obvodu je výpočet magnetického napětí ve jhu statoru a rotoru. Technická literatura uvádí různé způsoby výpočtu. Zvolený výpočet [4] je jednodušší cesta pro získání magnetického napětí jha. Bereme v úvahu délku střední magnetické indukční čáry ve jhu statoru  $l_{j1}$  a rotoru  $l_{j2}$ .

Jako první upřesníme magnetickou indukci jha statoru:

$$B_{j1} = \frac{\Phi}{2 \cdot h_{j1} \cdot l_{Fe1} \cdot k_{Fe}} = \frac{15,51 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 0,017 \cdot 0,343 \cdot 0,95} \doteq 1,40 \text{ T} \quad (2.6.15)$$

Dále upřesnění magnetické indukce jha rotoru:

$$B_{j2} = \frac{\Phi}{2 \cdot h_{j2} \cdot l_{Fe2} \cdot k_{Fe}} = \frac{14,87 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 0,020 \cdot 0,343 \cdot 0,95} \doteq 1,14 \text{ T} \quad (2.6.16)$$

kde  $h_{j2}$  je výška jha rotoru a vypočte se jako:

$$h_{j2} = \frac{D_2 - D_i}{2} - h_{d2} = \frac{159 - 55,2}{2} - 31,75 = 20,15 \text{ mm} \quad (2.6.17)$$

Intenzity magnetického pole se určí z BH charakteristiky

	$B_j$ [T]	$H_j$ [A/m]
<b>stator</b>	1,40	642
<b>rotor</b>	1,14	150

**Tab. 2. 5** – Hodnoty intenzity magnetického pole, odečtené z BH charakteristiky

Nyní je potřeba spočítat délku střední magnetické indukční čáry ve jhu statoru a rotoru.

$$l_{j1} = \frac{\pi \cdot (D_e - h_{j1})}{2p} = \frac{\pi \cdot (240 - 16,3)}{6} \doteq 117,13 \text{ mm} \quad (2.6.18)$$

$$l_{j2} = \frac{\pi \cdot (D_h + h_{j2})}{2p} = \frac{\pi \cdot (55,2 + 20,15)}{6} \doteq 39,45 \text{ mm} \quad (2.6.19)$$

Magnetické napětí jha statoru a rotoru vypočteme dle:

$$U_{mj1} = H_{z1} \cdot l_{j1} = 642 \cdot 117,13 \cdot 10^{-3} \doteq 75,20 \text{ A} \quad (2.6.20)$$

$$U_{mj2} = H_{z2} \cdot l_{j2} = 150 \cdot 39,45 \cdot 10^{-3} \doteq 5,92 \text{ A} \quad (2.6.21)$$

### 2.6.4 Magnetizační proud

Abychom určili magnetizační proud, je nutné znát magnetické napětí podél celé magnetické čáry, tzn. celého magnetického obvodu:

$$\begin{aligned} F_m &= U_{m\delta} + U_{mz1} + U_{mz2} + U_{mj1} + U_{mj2} \\ &= 776,36 + 404,09 + 567,63 + 75,20 + 5,92 \doteq 1829,2 \text{ A} \end{aligned} \quad (2.6.22)$$

Magnetizační proud získáme ze vztahu:

$$I_{\mu} = \frac{p \cdot F_m}{0,9 \cdot m_1 \cdot N_1 \cdot k_{v1}} = \frac{3 \cdot 1829,2}{0,9 \cdot 3 \cdot 20 \cdot 0,933} \doteq 108,92 \text{ A} \quad (2.6.23)$$

Činitel nasycení magnetického obvodu:

$$k_{\mu} = \frac{F_m}{U_{m\delta}} = \frac{1829,2}{776,36} \doteq 2,36 \quad (2.6.24)$$

Poměrná hodnota magnetizačního proudu k jmenovitému proudu:

$$i_{\mu} = \frac{I_{\mu}}{I_{1N}} = \frac{108,92}{170,61} \doteq 0,64 \quad (2.6.25)$$

Tato hodnotu udává, že  $I_{\mu} = 0,64 \cdot I_{1N}$ . Tato hodnota je vysoká, ale jak je zmíněno výše, konstrukční parametry stroje jsou omezeny, korigování výpočtu neprovádíme.

## 2.7 Výpočet odporů a reaktancí stroje

Při návrhu asynchronního stroje je třeba znát odpory a rozptylové reaktance vinutí statoru  $R_1, X_{1\sigma}$ , rotoru  $R_2, X_{2\sigma}$ , magnetizační reaktanci  $X_{\mu}$  a fiktivní odpor, reprezentující ztráty v železe  $R_{Fe}$ . Pro názornost si zavedeme náhradní schéma asynchronního stroje (obr. 2.3). Náhradní schéma asynchronního stroje je sestaveno na základě převedení dějů točícího se stroje na stroj stojící.

### 2.7.1 Odpor vinutí statoru

Odpor vinutí statoru se počítá dle vztahu:

$$R_1 = k_{\sim} \cdot \rho_{Cu\vartheta} \cdot \frac{L_1}{S_{ef} \cdot a_1} \quad (2.7.1)$$

kde  $\rho_{\vartheta}$  je měrná rezistivita materiálu vinutí při pracovní teplotě, v našem případě se jedná o měď s pracovní teplotou  $\vartheta = 165^{\circ}\text{C}$ , dále  $L_1$  je celková délka efektivních vodičů jedné fáze vinutí. Další proměnná  $k_{\sim}$  je činitel zvětšení odporu působením povrchového jevu. Při napájení stroje z napěťového střídače můžeme uvažovat  $k_{\sim} = 1$  a v dalších výpočtech už tuto proměnnou nebudeme uvádět.

Měrná rezistivita mědi při teplotě  $20^{\circ}\text{C}$  je  $\rho_{Cu} = \frac{1}{58,5 \cdot 10^6} \Omega \cdot m$ . Měrná rezistivita mědi se při jiné teplotě změní a je třeba jí přepočítat na hodnotu při pracovní teplotě  $\vartheta = 165^{\circ}\text{C}$ :

Teplotní závislost měrné rezistivity je dána vztahem:

$$\begin{aligned} \rho_{Cu165} &= \rho_{Cu} \cdot [1 + \alpha_{Cu} \cdot (\vartheta - 20)] = \frac{1}{58,5 \cdot 10^6} \cdot \left[1 + \frac{1}{235} \cdot (165 - 20)\right] \\ &\doteq \frac{1}{36,2} \cdot 10^{-6} \Omega \cdot m \end{aligned} \quad (2.7.2)$$



kde  $\alpha_{Cu}$  je teplotní součinitel měrné rezistivity, pro měď  $\alpha_{Cu} = \frac{1}{235} K^{-1}$ .

Celková délka efektivních vodičů jedné fáze vinutí:

$$L_1 = l_{av} \cdot N_1 = 1,006 \cdot 20 = 20,12 \text{ m} \quad (2.7.3)$$

kde  $l_{av}$  je střední délka závitu vinutí a vypočítá se jako:

$$l_{av} = 2 \cdot (l_d + l_c) = 2 \cdot (0,343 + 0,16) = 1,006 \text{ m} \quad (2.7.4)$$

kde  $l_d$  je délka drážkové části a je rovna konstrukční délce statorového svazku  $l_d = l_l$ .  $l_c$  je délka čela. Délka čela pro vsypávané vinutí se určí jako:

$$l_c = K_c \cdot b_c + 2 \cdot B = 1,75 \cdot 0,08 + 2 \cdot 0,01 = 0,16 \text{ m} \quad (2.7.5)$$

kde  $B$  je délka přímé části cívky při výstupu z drážky od čela statorového svazku do začátku ohybu čela. U vsypávaných vinutí, zakládáných do drážek před zalisováním navinutého svazku do kostry, se volí  $B = 0,01$  m. Činitel pro šesti pólový stroj s izolovanými čely  $K_c = 1,75$ , určen z tabulky dle [4].  $b_c$  je střední šířka cívky určená na oblouku kružnice, procházející středy hloubky drážky:

$$b_c = \frac{\pi \cdot (D_1 + h_{d1})}{2p} \cdot \beta = \frac{\pi \cdot (160 + 23,7)}{6} \cdot \frac{5}{6} \doteq 80,15 \text{ mm} \quad (2.7.6)$$

Vyložení čel se počítá dle [4]:

$$l_v = K_v \cdot b_c + B = 0,62 \cdot 0,08 + 2 \cdot 0,01 \doteq 0,06 \text{ m} \quad (2.7.7)$$

kde činitel  $k_v$  je určen z tabulky dle [4]  $k_v = 0,62$ .

Odpor vinutí statoru:

$$R_1 = \rho_{Cu165} \cdot \frac{L_1}{S_{ef} \cdot \alpha_1} = \frac{1}{36,2} \cdot 10^{-6} \cdot \frac{20,12}{9,42 \cdot 10^{-6} \cdot 3} \doteq 19,667 \cdot 10^{-3} \Omega \quad (2.7.8)$$

## 2.7.2 Odpor jedné fáze rotorového vinutí

Jak, už bylo řečeno, za fázi rotorového vinutí se považuje jedna tyč a dvě části kruhů nakrátko. Proud v tyčích a v kruzích nakrátko jsou různé, a proto musí být jejich odpory pro výpočet celkového odporu přepočteny na jeden proud. Odpor tyče je:

$$R_{2t} = \rho_{Cu165} \cdot \frac{l_2}{S_t} = \frac{1}{36,2} \cdot 10^{-6} \cdot \frac{0,343}{168,52 \cdot 10^{-6}} \doteq 56,226 \cdot 10^{-6} \Omega \quad (2.7.9)$$

Pro výpočet odporu kruhů nakrátko je potřeba určit délku části kruhu nakrátko  $l_{kn}$ , kterou určíme z průměru ke kruhům. Délka části kruhu nakrátko:

$$l_{kn} = \frac{\pi \cdot D_{kn}}{Q_2} = \frac{\pi \cdot 119,31}{26} \doteq 14,42 \text{ mm} \quad (2.7.10)$$

Odpor části kruhu nakrátko:

$$R_{kn} = \rho_{Cu115} \cdot \frac{l_{kn}}{S_{kn}} = \frac{1}{36,2} \cdot 10^{-6} \cdot \frac{14,42 \cdot 10^{-3}}{280,61 \cdot 10^{-6}} \doteq 1,420 \cdot 10^{-6} \Omega \quad (2.7.11)$$

Odpor jedné fáze rotoru nakrátko  $R_2$  je fiktivní, získaný z podmínky rovnosti elektrických ztrát způsobených odporem  $R_2$ , vyvolaných proudem  $I_t$  a výsledných ztrát v tyči a kruzích nakrátko (jejich části) reálného stroje [4]:

$$R_2 \cdot I_t^2 = R_{2t} \cdot I_t^2 + 2 \cdot R_{kn} \cdot I_{kn}^2 \quad (2.7.12)$$

kde, proud  $I_t$  jak bylo řečeno dříve se rovná proudu  $I_2$ .

Za předpokladu, že

$$I_{kn} = \frac{I_2}{2 \cdot \sin \frac{\alpha}{2}} \quad (2.7.13)$$

dostaneme vztah:

$$R_2 = R_{2t} + 2 \cdot \frac{R_{kn}}{\left(2 \cdot \sin \frac{\alpha}{2}\right)^2} = 56,226 \cdot 10^{-6} + 2 \cdot \frac{1,420 \cdot 10^{-6}}{\left(2 \cdot \sin \frac{41,54^\circ}{2}\right)^2} \doteq 61,872 \cdot 10^{-6} \Omega \quad (2.7.14)$$

### 2.7.3 Rozptylová reaktance statorového vinutí

Pro určení rozptylové reaktance statorového vinutí je použit vztah z [4]:

$$\begin{aligned} X_{1\sigma} &= 2 \cdot \pi \cdot f_1 \cdot \left(2 \cdot \mu_0 \cdot N_1^2 \cdot \frac{l_e}{p \cdot q} \cdot (\lambda_{d1} + \lambda_{c1}) + \tau_{dif1} \cdot L_\mu\right) = \\ &= 2 \cdot \pi \cdot 172,5 \\ &\cdot \left(2 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 20^2 \cdot \frac{0,343}{3 \cdot 2} \cdot (1,348 + 0,228) + 0,024 \cdot 1,81\right. \\ &\left. \cdot 10^{-3}\right) \doteq 0,145 \Omega \end{aligned} \quad (2.7.15)$$

Činitel magnetické vodivosti drážkového rozptylu statorového vinutí  $\lambda_{d1}$ , se počítá dle vztahu, který je závislý na tvaru drážky a uložení vinutí v drážce [4]:

$$\begin{aligned} \lambda_{d1} &= \frac{h_{13}}{3 \cdot b_{d12}} \cdot k_\beta + \left(\frac{h_{12}}{b_{d12}} + \frac{3 \cdot h_{k1}}{b_{d12} + 2 \cdot b_{01}} + \frac{h_{01}}{b_{01}}\right) \cdot k'_\beta \\ &= \frac{0,0212 - 0,0004 - 0,00055}{3 \cdot 0,0075} \cdot 0,906 \\ &+ \left(\frac{0,0004}{0,0075} + \frac{3 \cdot 0,002}{0,0075 + 2 \cdot 0,0035} + \frac{0,0005}{0,0035}\right) \cdot 0,875 \doteq 1,348 \end{aligned} \quad (2.7.16)$$

kde,  $k_\beta$  a  $k'_\beta$  jsou činitele, respektující krok vinutí,  $h_{13}$  je výška vodiče bez izolace vyložení drážky,  $h_{12}$  je vyložení drážky,  $b_{d12}$  je šířka horní části drážky statoru.

Je – li krok dvouvrstvého vinutí zkrácen na  $\frac{2}{3} \leq \beta \leq 1$ , je činitel:

$$k'_\beta = \frac{1}{4} \cdot (1 + 3 \cdot \beta) = \frac{1}{4} \cdot \left(1 + 3 \cdot \frac{5}{6}\right) = 0,875 \quad (2.7.17)$$

Činitel  $k_\beta$  je dán vztahem:

$$k_\beta = \frac{1}{4} \cdot (1 + 3 \cdot k'_\beta) = \frac{1}{4} \cdot (1 + 3 \cdot 0,875) \doteq 0,906 \quad (2.7.18)$$

Činitel magnetické vodivosti rozptylu čel statorového vinutí je dán vztahem:

$$\lambda_{\xi 1} = 0,34 \cdot \frac{q}{l_e} (l_\xi - 0,64 \cdot \beta \cdot t_p) = 0,34 \cdot \frac{2}{0,343} \left( 0,16 - 0,64 \cdot \frac{5}{6} \cdot 0,084 \right) \doteq 0,228 \quad (2.7.19)$$

Pro výpočet rozptylové reaktance statoru je potřeba určit indukčnost diferenčního rozptylu statoru, kterou lze určit jako součin magnetizační indukčnosti a činitele diferenčního rozptylu, který lze určit z Görgešova obrazce vinutí. Pro vinutí tohoto motoru vychází  $\tau_{dif1} = 0,024$ . Magnetizační indukčnost určíme z [6]:

$$\begin{aligned} L_\mu &= \alpha_\delta \cdot \frac{2 \cdot \mu_0 \cdot t_p}{\pi \cdot p \cdot \delta \cdot k_c \cdot k_\mu} \cdot l_{Fe} \cdot (k_{v1} \cdot N_1)^2 \cdot \frac{m}{2} \\ &= 0,64 \cdot \frac{2 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 0,084}{\pi \cdot 3 \cdot 0,0005 \cdot 1,21 \cdot 2,35} \cdot 0,343 \cdot (0,933 \cdot 20)^2 \cdot \frac{3}{2} \\ &\doteq 1,81 \cdot 10^{-3} \text{ H} \end{aligned} \quad (2.7.20)$$

#### 2.7.4 Rozptylová reaktance klecového vinutí rotoru

Pro určení rozptylové reaktance statorového vinutí je použit vztah z [4]:

$$\begin{aligned} X_{2\sigma} &= 2 \cdot \pi \cdot \mu_0 \cdot f_1 \cdot l_e \cdot (\lambda_{d2} + \lambda_{\xi 2} + \lambda_{dif2}) \\ &= 2 \cdot \pi \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 172,5 \cdot 0,343 \cdot (1,89 + 0,05 + 2,62) \\ &\doteq 2,13 \cdot 10^{-3} \Omega \end{aligned} \quad (2.7.21)$$

Činitel magnetické vodivosti drážkového rozptylu rotorového vinutí  $\lambda_{d2}$  lze určit z empirického vztahu:

$$\begin{aligned} \lambda_{d2} &= \left[ \frac{h_{21}}{3 \cdot b_{d21}} \cdot \left( 1 - \frac{\pi \cdot b_{d21}^2}{8 \cdot S_t} \right)^2 + 0,66 - \frac{b_{02}}{2 \cdot b_{d21}} \right] \cdot k_d + \frac{h_{02}}{b_{02}} \\ &= \left[ \frac{0,0232}{3 \cdot 0,0085} \cdot \left( 1 - \frac{\pi \cdot 0,0085^2}{8 \cdot 163,92 \cdot 10^{-6}} \right)^2 + 0,66 - \frac{0,001}{2 \cdot 0,0085} \right] \cdot 1 \\ &\quad + \frac{0,001}{0,0015} \doteq 1,890 \end{aligned} \quad (2.7.22)$$

Činitel magnetické vodivosti rozptylu čel rotorového vinutí  $\lambda_{\xi 2}$  závisí na rozměrech a uspořádání kruhů nakrátko. Pro klec vyrobenou z měděných tyčí připájených ke kruhům nakrátko se činitel počítá dle vztahu:

$$\begin{aligned} \lambda_{\xi 2} &= \frac{2,3 \cdot D_{kn}}{Q_2 \cdot l_e \cdot \left( 2 \cdot \sin \frac{\alpha}{2} \right)^2} \cdot \log \frac{4,7 \cdot D_{kn}}{2 \cdot (a_{kn} + b_{kn})} = \\ &= \frac{2,3 \cdot 0,12162}{26 \cdot 0,343 \cdot \left( 2 \cdot \sin \frac{41,54}{2} \right)^2} \cdot \log \frac{4,7 \cdot 0,12162}{2 \cdot (0,03738 + 0,0073)} \\ &\doteq 0,05 \end{aligned} \quad (2.7.23)$$

Činitel magnetické vodivosti diferenčního rozptylu rotorového vinutí se počítá stejně jako u statorového vinutí dle vztahu:

$$\lambda_{dif2} = \frac{t_{d2}}{12 \cdot \delta \cdot k_c} \cdot \xi_2 = \frac{0,019}{12 \cdot 0,0005 \cdot 1,21} \cdot 1,001 \doteq 2,620 \quad (2.7.24)$$

kde činitel  $\xi_2$  se vypočte dle vztahu:

$$\xi_2 = 1 + \frac{1}{5} \cdot \left( \frac{\pi \cdot p}{Q_2} \right)^2 - \frac{\Delta_z}{1 - \left( \frac{p}{Q_2} \right)^2} = 1 + \frac{1}{5} \cdot \left( \frac{\pi \cdot 3}{26} \right)^2 - \frac{0,025}{1 - \left( \frac{p}{Q_2} \right)^2} \doteq 1,001 \quad (2.7.25)$$

$$\text{pro } \frac{b_{02}}{t_{d2}} = \frac{1,5}{19} \doteq 0,1 \text{ a } \frac{b_{02}}{\delta} = \frac{1,5}{0,5} = 3 \Rightarrow \Delta_z = 0,025 \quad (2.7.26)$$

### 2.7.5 Přepočtené hodnoty odporů a reaktancí

Odpor a rozptylová reaktance rotorového vinutí se musí přepočítat statorové vinutí. Pro tento přepočet je nutno zavést převod asynchronního stroje (pro odpory a reaktance)  $p_z$ :

$$p_z = \frac{m_1 \cdot (N_1 \cdot k_{v1})^2}{m_2 \cdot (N_2 \cdot k_{v2})^2} = 4 \cdot m_1 \cdot \frac{(N_1 \cdot k_{v1})^2}{Q_2} = 4 \cdot 3 \cdot \frac{(20 \cdot 0,933)^2}{26} \doteq 160,71 \quad (2.7.27)$$

Po dosazení známých veličin,  $m_2 = Q_2$ ,  $N_2 = \frac{1}{2}$ ,  $k_{v2} = 1$ , se vztah pozměnil.

Odpor  $R_2$  je pro další výpočty nutné přepočítat na počet závitů statorového vinutí:

$$R'_2 = R_2 \cdot p_z = 61,872 \cdot 10^{-6} \cdot 160,71 \doteq 9,943 \cdot 10^{-3} \Omega \quad (2.7.28)$$

Rozptylovou reaktanci  $X_{2\sigma}$  je třeba pro další výpočty nutné také přepočítat na statorové vinutí

$$X'_{2\sigma} = X_{2\sigma} \cdot p_z = 2,13 \cdot 10^{-3} \cdot 160,71 \doteq 0,342 \Omega \quad (2.7.29)$$

Odpor příčné větně náhradního schématu je fiktivní. Jeho zavedením do náhradního schématu je uvažován vliv ztrát v železe statoru na děje v asynchronním stroji, a proto je nutné hodnotu  $R_{Fe}$  dosadit takovou, aby ztráty v něm byly rovny ztrátám v železe v reálném stroji a vztáženým na jednu fázi. Potom:

$$R_{Fe} = \frac{m \cdot U_i^2}{\Delta P_{FePWM}} = \frac{3 \cdot 205,98^2}{1,2 \cdot 1490,74} \doteq 71,15 \Omega \quad (2.7.30)$$

neboť činné ztráty v železe jsou dány činnou složkou proudu naprázdno  $I_{0\zeta}$ . Ztráty v železe jsou vypočteny v kap. 2.8.1.

Indukované napětí:

$$U_i = U_{1N} - \sqrt{R_1^2 + X_{1\sigma}^2} \cdot I_{1N} = 230,94 - \sqrt{(19,664 \cdot 10^{-3})^2 + 0,145^2} \cdot 170,61 \quad (2.7.31) \\ \doteq 205,98 V$$

Magnetizační reaktance je dána vztahem dle [4]:

$$X_{\mu} = \frac{U_i}{I_{\mu}} = \frac{205,98}{108,92} \doteq 1,90 \, \Omega \quad (2.7.32)$$

Pro výpočet poměrných jednotek je potřeba si vypočítat impedanci jmenovité stavu:

$$Z_{1N} = \frac{U_{1N}}{I_{1N}} = \frac{230,94}{170,61} \doteq 1,354 \, \Omega \quad (2.7.33)$$

Poměrné jednotky odporů a reaktancí:

$$r_1 = \frac{R_1}{Z_{1N}} = \frac{19,667 \cdot 10^{-3}}{1,354} \doteq 0,015 \quad (2.7.34)$$

$$r_2' = \frac{R_2'}{Z_{1N}} = \frac{9,943 \cdot 10^{-3}}{1,354} \doteq 0,0076 \quad (2.7.35)$$

$$x_1 = \frac{X_{1\sigma}}{Z_{1N}} = \frac{0,145}{1,354} \doteq 0,107 \quad (2.7.36)$$

$$x_2' = \frac{X_{2\sigma}'}{Z_{1N}} = \frac{0,342}{1,354} \doteq 0,253 \quad (2.7.37)$$

$$x_{\mu} = \frac{X_{\mu}}{Z_{1N}} = \frac{1,90}{1,354} \doteq 1,403 \quad (2.7.38)$$

$$r_{Fe} = \frac{R_{Fe}}{Z_{1N}} = \frac{71,15}{1,354} \doteq 52,548 \quad (2.7.39)$$

## 2.8 Ztráty a účinnost

Při práci elektrického stroje se část přiváděného příkonu spotřebuje na oteplení vodičů (ztráty ve vinutí), přemagnetování magnetického pole (ztráty v železe), tření otáčejících se částí o vzduch, tření v ložiskách (mechanické a ventilační ztráty) apod. Pomocí těchto ztrát se určí účinnost stroje.

### 2.8.1 Ztráty v železe

Ztráty v železe se skládají ze dvou částí. První podíl ztrát v železe jsou hlavní ztráty v železe  $\Delta P_{Feh}$ . Druhý podíl ztrát v železe tvoří dodatečné ztráty v železe  $\Delta P_{Fed}$ .

Hlavní ztráty v železe  $\Delta P_{Feh}$  se počítají pouze ve statoru, neboť frekvence přemagnetování rotoru  $f_2 = s \cdot f_1$  je při chodu blízkém k jmenovitému velmi nízká a ztráty v železe rotoru jsou u při velkém sycení zanedbatelné.

Hlavní ztráty v železe se dle [4] počítají:

$$\begin{aligned}\Delta P_{Feh} &= \Delta p_{1,0} \cdot \left(\frac{f_1}{50}\right)^{1,5} \cdot (k_{dj} \cdot B_{j1}^2 \cdot m_{j1} + k_{dz} \cdot B_{z1}^2 \cdot m_{z1}) = \\ &= 0,98 \cdot \left(\frac{172,5}{50}\right)^{1,5} \cdot (1,6 \cdot 1,4^2 \cdot 28,37 + 1,8 \cdot 1,739^2 \cdot 14,58) \doteq \\ &\doteq 1057,12 \text{ W}\end{aligned}\quad (2.8.1)$$

kde  $\Delta p_{1,0}$  jsou měrné ztráty v železe při 50 Hz a 1 T, údaj z [Datasheet plechů],  $k_{dj}$  a  $k_{dz}$  jsou činitele uvažující vliv nerovnoměrnosti rozložení toku v částech magnetického obvodu a vliv technologie výroby statorového svazku, dle [4]  $k_{dj} = 1,6$  a  $k_{dz} = 1,8$ ,  $m_{j1}$  a  $m_{z1}$  jsou hmotnosti železa jha a zubů statoru.

Hmotnost železa jha statoru:

$$\begin{aligned}m_{j1} &= \pi \cdot (D_e - h_{j1}) \cdot h_{j1} \cdot l_{Fe1} \cdot \rho_{Fe} \cdot k_{Fe} = \\ &= \pi \cdot (0,24 - 0,0163) \cdot 0,0163 \cdot 0,343 \cdot 7600 \cdot 0,95 \doteq 28,37 \text{ kg}\end{aligned}\quad (2.8.2)$$

Hmotnost železa zubů statoru, předpokládá se zjednodušený tvar zubu, kde se neuvažuje zúžení pro drážkový klín:

$$\begin{aligned}m_{z1} &\cong h_{z1} \cdot b_{z1} \cdot Q_1 \cdot l_{Fe1} \cdot \rho_{Fe} \cdot k_{Fe} = 0,0237 \cdot 0,0069 \cdot 36 \cdot 0,343 \cdot 7600 \cdot 0,95 \\ &\doteq 14,58 \text{ kg}\end{aligned}\quad (2.8.3)$$

Dodatečné ztráty v železe vznikají při chodu naprázdno, lze je rozdělit na ztráty povrchové (ztráty v povrchové vrstvě hlav zubů statoru od pulsací indukce ve vzduchové mezeře) a pulsační ztráty v železe zubů (od pulsací indukce v zubech).

Pro určení povrchových ztrát se nejprve najde amplituda pulsací indukce ve vzduchové mezeře nad hlavami zubů statoru (rotoru)

$$B_{01(2)} = \beta_{01(2)} \cdot k_c \cdot B_\delta \quad (2.8.4)$$

Pro zuby statoru závisí  $\beta_{01}$  na poměru otevření drážek rotoru ke vzduchové mezeře  $\beta_{01} = f(b_{02}/\delta)$ , pro zuby rotoru závisí  $\beta_{02}$  na poměru otevření drážek statoru ke vzduchové mezeře  $\beta_{02} = f(b_{01}/\delta)$ . Závislost  $\beta_0 = f(b_0/\delta)$  je na obr. . Ze známé indukce  $B_0$  a frekvence pulsací indukce nad hlavami zubů, která je rovna  $Q_2 \cdot n$  pro stator a  $Q_1 \cdot n$  pro rotor, se počítá hustota povrchových ztrát, tj. ztráty vztažené na 1 m<sup>2</sup> povrchu hlav zubů statoru:

$$\begin{aligned}p_{\delta p1} &= 0,5 \cdot k_{01} \cdot \left(\frac{Q_2 \cdot n_s}{10000}\right)^{1,5} \cdot (B_{01} \cdot t_{d2} \cdot 10^3)^2 = \\ &= 0,5 \cdot 1,7 \cdot \left(\frac{26 \cdot 3450}{10000}\right)^{1,5} \cdot (0,226 \cdot 0,019 \cdot 10^3)^2 \doteq \\ &\doteq 421,05 \text{ W/m}^2\end{aligned}\quad (2.8.5)$$

rotoru

$$\begin{aligned}
 p_{\delta p2} &= 0,5 \cdot k_{02} \cdot \left( \frac{Q_1 \cdot n_s}{10000} \right)^{1,5} \cdot (B_{02} \cdot t_{d1} \cdot 10^3)^2 = \\
 &= 0,5 \cdot 1,7 \cdot \left( \frac{36 \cdot 3450}{10000} \right)^{1,5} \cdot (0,354 \cdot 0,014 \cdot 10^3)^2 \doteq \\
 &\doteq 913,83 \text{ W/m}^2
 \end{aligned} \tag{2.8.6}$$

kde  $k_{01}$ ,  $k_{02}$  je činitel, respektující vliv opracování povrchu hlav zubů statoru, rotoru. Předpokládáme, že se povrch neopracovává. Pro neopracovaný povrch se volí  $k_{01}$ ,  $k_{02}$  volí 1,4 – 1,8. Hodnoty činitele byly zvoleny  $k_{01(2)} = 1,7$ .

Amplituda pulsací indukce ve vzduchové mezeře nad hlavami zubů statoru:

$$B_{01} = \beta_{01} \cdot k_c \cdot B_\delta = 0,23 \cdot 1,21 \cdot 0,813 \doteq 0,226 \text{ T} \tag{2.8.7}$$

$$\text{pro } \frac{b_{02}}{\delta} = \frac{1,5}{0,5} = 3 \Rightarrow \beta_{01} = 0,23 \tag{2.8.8}$$

Amplituda pulsací indukce ve vzduchové mezeře nad hlavami zubů rotoru:

$$B_{02} = \beta_{02} \cdot k_c \cdot B_\delta = 0,36 \cdot 1,21 \cdot 0,813 \doteq 0,354 \text{ T} \tag{2.8.9}$$

$$\text{pro } \frac{b_{01}}{\delta} = \frac{3,5}{0,5} = 7 \Rightarrow \beta_{02} = 0,36 \tag{2.8.10}$$

Celkové povrchové ztráty ve statoru:

$$\begin{aligned}
 \Delta P_{\delta p1} &= p_{\delta p1} \cdot (t_{d1} - b_{01}) \cdot Q_1 \cdot l_{Fe1} = 421,05 \cdot (0,014 - 0,0035) \cdot 36 \cdot 0,343 \\
 &\doteq 54,59 \text{ W}
 \end{aligned} \tag{2.8.11}$$

Celkové povrchové ztráty v rotoru:

$$\begin{aligned}
 \Delta P_{\delta p2} &= p_{\delta p2} \cdot (t_{d2} - b_{02}) \cdot Q_2 \cdot l_{Fe2} = 913,83 \cdot (0,019 - 0,0015) \cdot 26 \cdot 0,343 \\
 &\doteq 142,62 \text{ W}
 \end{aligned} \tag{2.8.12}$$

Pro určení pulsačních ztrát se nejprve nalezne amplituda pulsací indukce ve středním průřezu zubu statoru, výpočet je dle [7]:

$$\begin{aligned}
 B_{p1} &= \frac{t_{d2}}{2 \cdot t_{d1}} \cdot k_{c1} \cdot (k_{c2} - 1) \cdot B_{z1} = \frac{0,019}{2 \cdot 0,014} \cdot 1,17 \cdot (1,03 - 1) \cdot 1,728 \\
 &\doteq 0,041 \text{ T}
 \end{aligned} \tag{2.8.13}$$

Pro určení pulsačních ztrát se nejprve nalezne amplituda pulsací indukce ve středním průřezu zubu rotoru:

$$\begin{aligned}
 B_{p2} &= \frac{t_{d1}}{2 \cdot t_{d2}} \cdot k_{c2} \cdot (k_{c1} - 1) \cdot B_{z2} = \frac{0,014}{2 \cdot 0,019} \cdot 1,03 \cdot (1,17 - 1) \cdot 1,739 \\
 &\doteq 0,112 \text{ T}
 \end{aligned} \tag{2.8.14}$$

Pulsační ztráty ve statorových zubech je:

$$\begin{aligned}\Delta P_{p1} &= 8,3 \cdot \frac{\Delta p_{1,5}}{2} \cdot \left(\frac{Q_2 \cdot n_s}{10000}\right)^2 \cdot \left(\frac{B_{p1}}{1,5}\right)^2 \cdot m_{z1} = \\ &= 8,3 \cdot \frac{2,35}{2} \cdot \left(\frac{26 \cdot 3450}{10000}\right)^2 \cdot \left(\frac{0,041}{1,5}\right)^2 \cdot 14,58 \doteq 8,55 \text{ W}\end{aligned}\quad (2.8.15)$$

kde,  $\Delta p_{1,5}$  je ztrátové číslo plechů při indukci 1,5 T,  $\Delta p_{1,5} = 2,38$  W/kg [Datasheet plechu]. Hlavní ztráty v železe tvoří ztráty vířivými proudy a hysterezní. Předpokládáme stejný vliv obou druhů ztrát, proto ztrátové číslo dělíme dvěma.

Pulsační ztráty v rotorových zubech je:

$$\begin{aligned}\Delta P_{p2} &= 8,3 \cdot \frac{\Delta p_{1,5}}{2} \cdot \left(\frac{Q_1 \cdot n_s}{10000}\right)^2 \cdot \left(\frac{B_{p2}}{1,5}\right)^2 \cdot m_{z2} = \\ &= 8,3 \cdot \frac{2,35}{2} \cdot \left(\frac{36 \cdot 3450}{10000}\right)^2 \cdot \left(\frac{0,112}{1,5}\right)^2 \cdot 19,07 \doteq 159,94 \text{ W}\end{aligned}\quad (2.8.16)$$

kde  $m_{z2}$  je hmotnost železa zubů rotoru, který se vypočítá dle vztahu:

$$\begin{aligned}m_{z2} &= h_{z2} \cdot b_{z2} \cdot Q_2 \cdot l_{Fe2} \cdot k_{Fe} \cdot \rho_{Fe} = 0,03151 \cdot 0,0094 \cdot 26 \cdot 0,343 \cdot 0,95 \cdot 7600 \\ &\doteq 19,07 \text{ kg}\end{aligned}\quad (2.8.17)$$

Celkové ztráty v železe se určí jako součet všech dosud vypočtených ztrát:

$$\begin{aligned}\Delta P_{Fe} &= \Delta P_{Feh} + \Delta P_{\delta p1} + \Delta P_{\delta p2} + \Delta P_{p1} + \Delta P_{p2} = \\ &= 1057,12 + 54,59 + 142,62 + 8,55 + 159,94 \doteq 1422,82 \text{ W}\end{aligned}\quad (2.8.18)$$

## 2.8.2 Ztráty ve vinutí

Ztráty ve vinutí vypočteme pro všechny fáze statoru (rotoru).

Ztráty ve statorovém vinutí:

$$\Delta P_{j1} = m_1 \cdot R_1 \cdot I_{1N}^2 = 3 \cdot 19,667 \cdot 10^{-3} \cdot 170,61^2 \doteq 1717,39 \text{ W}\quad (2.8.19)$$

Ztráty v rotorovém vinutí:

$$\Delta P_{j2} = m_2 \cdot R_2 \cdot I_2^2 = 26 \cdot 61,872 \cdot 10^{-6} \cdot 676,50^2 \doteq 736,21 \text{ W}\quad (2.8.20)$$

## 2.8.3 Mechanické ztráty

Ztráty na tření v ložiskách a ventilační ztráty v motorech s klecí nakrátko bez ventilačních kanálů se vypočítá dle [4].

$$\Delta P_{mech} = K_T \cdot \left(\frac{n_s}{10}\right)^2 \cdot D_e^4 = 0,988 \cdot \left(\frac{3450}{10}\right)^2 \cdot 0,24^4 \doteq 390,16 \text{ W}\quad (2.8.21)$$

kde  $K_T$  je činitel k výpočtu mechanických ztrát, dle [4]:

$$K_T = 1,3 \cdot (1 - D_e) = 1,3 \cdot (1 - 0,24) = 0,988\quad (2.8.22)$$



### 2.8.4 Přídavné ztráty při zatížení

Tyto ztráty vznikají v asynchronních motorech působením rozptylových toků, pulsací indukce ve vzduchové mezeře, další příčinou může být i to, že výsledné magnetické napětí vinutí statoru a rotoru má stupňovitý průběh atd. V rotorech nakrátko kromě toho vznikají ztráty způsobené příčnými proudy, tj. proudy mezi tyčemi, uzavírajícími se přes plechy rotorového svazku. Pro výpočet se stanoví střední hodnota přídavných ztrát při jmenovitém zatížení, 0,5% výkonu motoru:

$$\Delta P_d = 0,005 \cdot P_2 = 0,005 \cdot 100000 = 500 \text{ W} \quad (2.8.23)$$

### 2.8.5 Účinnost

Pro výpočet účinnosti je třeba znát celkové ztráty stroje:

$$\begin{aligned} \Delta P &= \Delta P_{Fe} + \Delta P_{j1} + \Delta P_{j2} + \Delta P_m + \Delta P_d \\ &= 1422,82 + 1717,39 + 736,21 + 390,16 + 500 = 4766,58 \text{ W} \end{aligned} \quad (2.8.24)$$

Pro celý výpočet bylo uvažováno sinusové napájení stroje, čemuž odpovídá i velikost ve vztahu (2.8.24). Ve skutečném provozu ale bude stroj napájen z napěťového střídače, kde je využívána pulsně šířková modulace (PWM), což vede k navýšení celkových ztrát až o 20% dle normy ČSN EN 60034 - 25.

$$\Delta P_{1,2} = 1,2 \cdot \Delta P = 1,2 \cdot 4766,58 \doteq 5719,90 \text{ W} \quad (2.8.25)$$

Účinnost stroje je vypočítána jako podíl výkonu a součtu výkonu se ztrátami, tedy příkonu.

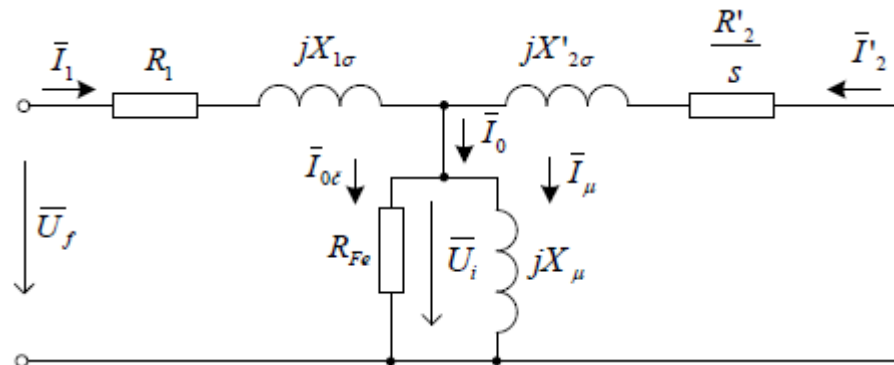
Účinnost stroje:

$$\eta = \frac{P_2}{P_2 + \Delta P_{1,2}} \cdot 100 = \frac{100000}{100000 + 5719,9} \cdot 100 \doteq 94,59 \% \quad (2.8.26)$$

Vypočtená účinnost stroje v porovnání s účinností předpokládanou, kterou jsme zvolili na začátku návrhu, se liší pouze o 0,59 %. Tato odchylka je zanedbatelná, tedy návrh považují za dokončený.

## 2.9 Náhradní schéma

Náhradní schéma asynchronního motoru se sestaví z vypočtených parametrů. V kapitole 2.7 bylo určeno téměř vše potřebné k sestavení náhradního schématu. Zbývající parametry, co chybí, jsou odpor příčné větve  $R_{Fe}$  a skluz stroje  $s$ .



Obr. 2.3 – Náhradní schéma asynchronního motoru [4]

### 2.9.1 Vypočtené hodnoty

V předchozích kapitolách byly vypočteny parametry náhradního schéma. Zde je přehled všech vypočtených hodnot.

Parametr	Velikost	Jednotka
$R_1$	$19,667 \cdot 10^{-3}$	$\Omega$
$R'_2$	$9,943 \cdot 10^{-3}$	$\Omega$
$X_{1\sigma}$	0,145	$\Omega$
$X'_{2\sigma}$	0,352	$\Omega$
$R_{Fe}$	71,15	$\Omega$
$X_\mu$	1,90	$\Omega$
$U_{IN}$	230,94	V
$U_i$	205,98	V
$I_{IN}$	170,61	A

Tab. 2.6 – Parametry náhradního schématu

### 2.9.2 Chod naprázdno, odpor $R_{Fe}$

Pro výpočet odporu příčné větve  $R_{Fe}$ , respektující ztráty v železe, je potřeba vypočítat činnou složku proudu naprázdno  $I_{0\varepsilon}$ . Rotorová rychlost se blíží synchronní rychlosti, skluz je téměř nulový a rotorovou větev náhradního schématu je možno zanedbat. Proud naprázdno  $I_0$  se skládá z již zmíněné činné složky proudu  $I_{0\varepsilon}$  a jalové složky  $I_\mu$ , tedy z magnetizačního proudu. Výpočet proudu naprázdno:

$$I_0 = \sqrt{I_{0\varepsilon}^2 + I_{0j}^2} = \sqrt{4,34^2 + 108,51^2} \doteq 108,84 \text{ A} \quad (2.9.1)$$

Ztráty naprázdno se skládají ze ztrát v železe, mechanických, které jsou konstantní, a ztrát ve vinutí, které jsou způsobené proudem naprázdno. Rotorovou větev neuvažujeme, tedy ztráty ve vinutí budou pouze statorové. Prozatím budeme uvažovat  $I_{0j} = I_{\mu}$ . Napájení motoru uvažujeme stále z PWM, tedy ztráty povýšené o 20%.

$$\begin{aligned}\Delta P_{0PWM} &= 1,2 \cdot \Delta P_0 = 1,2 \cdot (\Delta P_{j0} + \Delta P_{Fe} + \Delta P_m) = \\ &= 1,2 \cdot (699,96 + 1422,82 + 390,16) \doteq 3015,53 \text{ W}\end{aligned}\quad (2.9.2)$$

kde  $\Delta P_{j0}$  jsou ztráty ve vinutí naprázdno, které se počítají jako:

$$\Delta P_{j0} = m_1 \cdot R_1 \cdot I_{\mu}^2 = 3 \cdot 19,667 \cdot 10^{-3} \cdot 108,92^2 \doteq 699,96 \text{ W}\quad (2.9.3)$$

Činnou složku proudu naprázdno  $I_{0\check{c}}$  zjistíme dle vztahu:

$$I_{0\check{c}} = \frac{\Delta P_{0PWM}}{m_1 \cdot U_{1N}} = \frac{3015,53}{3 \cdot 230,94} \doteq 4,35 \text{ A}\quad (2.9.4)$$

Odpor příčné větve za použití činné složky proudu naprázdno:

$$R_{Fe} = \frac{\Delta P_{FePWM}}{m_1 \cdot I_{0\check{c}}^2} = \frac{1,2 \cdot \Delta P_{Fe}}{m_1 \cdot I_{0\check{c}}^2} = \frac{1,2 \cdot 1422,82}{3 \cdot 4,35^2} \doteq 30,22 \Omega\quad (2.9.5)$$

Odpor příčné větve se liší od původního vypočteného. Použijeme původní vypočtenou hodnotu  $R_{Fe}$  z indukovaného napětí.

### 2.9.3 Skluz a moment stroje

Pro dokončení náhradního schématu je potřeba určit skluz stroje  $s$ . V náhradním schématu je na skluzu závislý přepočtený rotorový odpor  $R'_2$ . Tento prvek respektuje odpor rotorové klece a mechanický výkon na hřídeli. Skluz se určí z momentové charakteristiky. Momentová charakteristika se vypočte pomocí parametrů náhradního schématu dle [9]:

$$M(s) = \frac{p \cdot m}{\omega_s} \cdot \frac{R'_2}{s} \cdot \frac{U_{1N}^2}{\left(R_1 + c_1 \cdot \frac{R'_2}{s}\right)^2 + (X_{1\sigma} + c_1 \cdot X'_{2\sigma})^2}\quad (2.9.6)$$

kde,  $c_1$  je komplexní činitel:

$$c_1 = |\bar{c}_1| = \left| 1 + \frac{R_1 + jX_{1\sigma}}{\bar{Z}_{1h}} \right| = \left| 1 + \frac{19,667 \cdot 10^{-3} + j0,145}{0,05 + j1,9} \right| = 1,074\quad (2.9.7)$$

Impedanci příčné větve  $\bar{Z}_{1h}$

$$\bar{Z}_{1h} = \frac{jX_{\mu} \cdot R_{Fe}}{R_{Fe} + jX_{\mu}} = \frac{j1,9 \cdot 71,15}{71,15 + j1,9} \doteq 0,05 + j1,9 \Omega\quad (2.9.8)$$

Jmenovitý skluz stroje se určí jako:

$$s_n \approx r'_2 = 0,0076\quad (2.9.9)$$

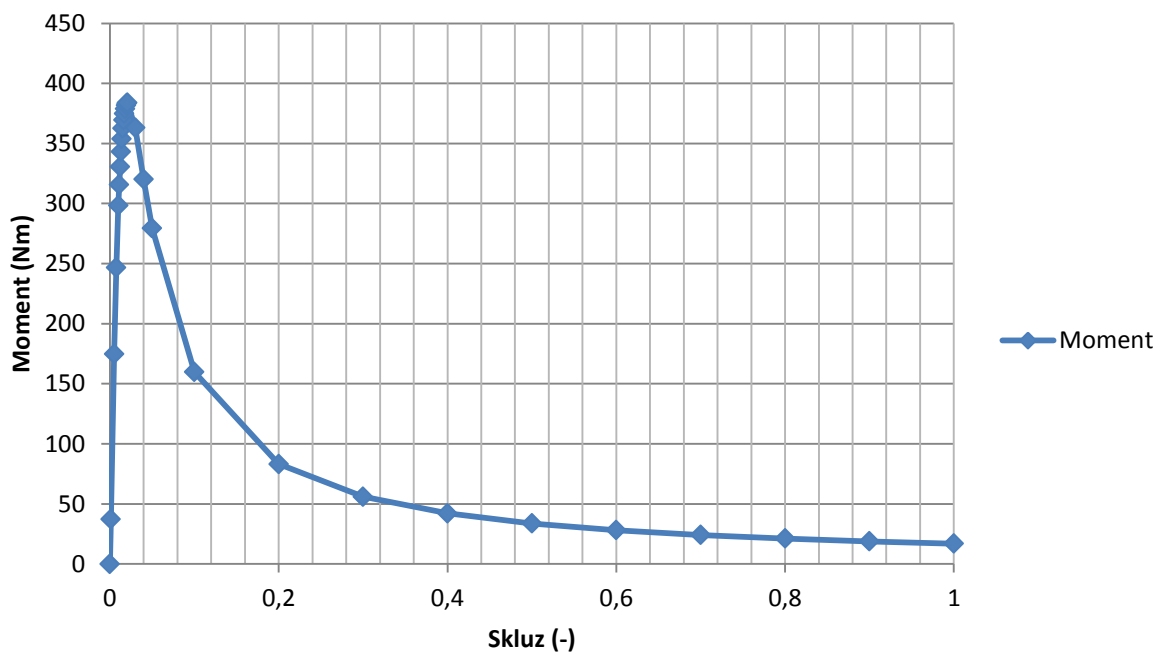
Skluz zvratu:

$$s_{max} = \frac{R'_2}{X_{1\sigma} + X'_{2\sigma}} = \frac{9,943 \cdot 10^{-3}}{0,145 + 0,346} = 0,0208 \quad (2.9.10)$$

Pro výpočet momentové charakteristiky byl využit program MS Excel, viz *Příloha 4*. Hodnoty získané z výpočtu, Maximální moment  $M_{max} = 383,97$  Nm, jmenovitý moment  $M_n = 246,80$  Nm. Mechanické otáčky rotoru  $n = 3424$  ot/min.

$$n = n_s \cdot (1 - s_n) = 3450 \cdot (1 - 0,0076) \doteq 3424 \text{ ot/min} \quad (2.9.11)$$

### Momentová charakteristika $M = f(s)$



**Obr. 2.4** – Graf momentu stroje, vypočtený dle [9]

### 3 Kontrola návrhu stroje metodou konečných prvků

V této kapitole se budeme věnovat porovnání výsledků parametrů stroje získané analytickým výpočtem, viz. kap. 2. a analytickým výpočtem ze softwaru RMxpert, který je podsystém softwaru Ansys pro modelování metodou konečných prvků (MKP).

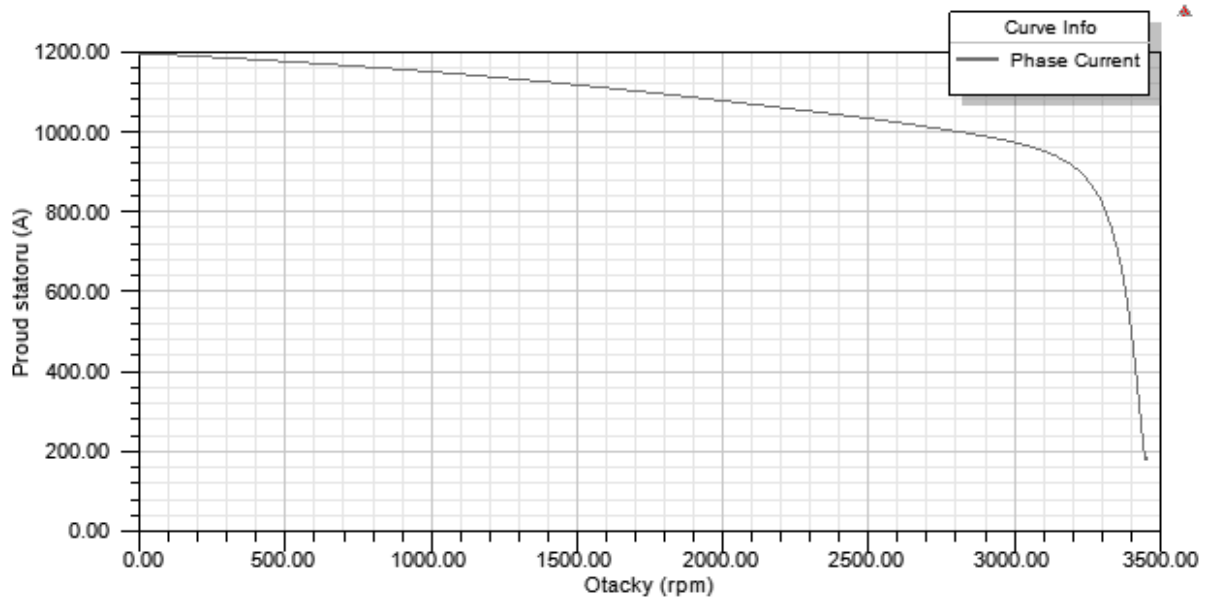
Dále porovnáme momentovou charakteristiku stroje analytického výpočtu a momentovou charakteristiku vygenerovanou za pomoci numerického modelování magnetických polí v Ansys Maxwell 2D Desing. Jako vstupní hodnoty byly použity hodnoty z RMxpert.

#### 3.1 Porovnání náhradních parametrů stroje

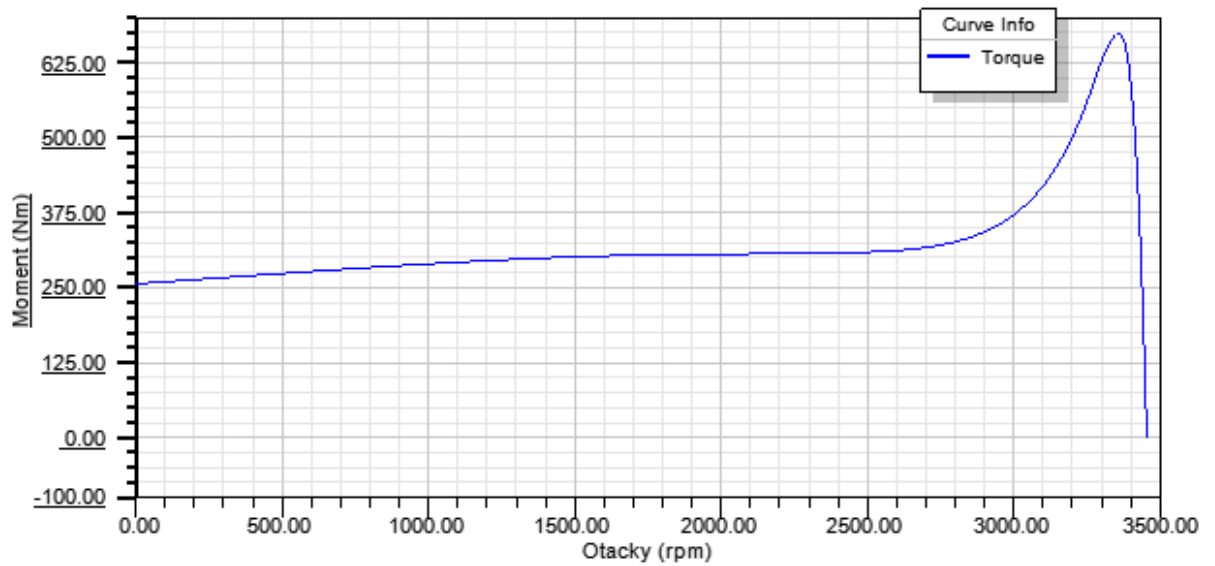
Náhradní parametry	Značka	Jednotky	Analytický výpočet	RMxpert
Odpor vinutí statoru	$R_1$	$\Omega$	$19,667 \cdot 10^{-3}$	$19,925 \cdot 10^{-3}$
Rozptylová reaktance statoru	$X_{1\delta}$	$\Omega$	0,145	0,117
Odpor klece rotoru	$R_2$	$\Omega$	$9,943 \cdot 10^{-3}$	$8,087 \cdot 10^{-3}$
Rozptylová reaktance rotoru	$X_{2\delta}$	$\Omega$	0,342	0,222
Magnetizační reaktance	$X_\mu$	$\Omega$	1,900	1,216
Odpor ztrát v železe	$R_{Fe}$	$\Omega$	71,150	71,370
Jmenovitý proud statoru	$I_{IN}$	A	170,610	244,675
Magnetizační proud	$I_\mu$	A	108,510	168,619
Jmenovitý moment	$M_N$	Nm	246,800	251,275
Účinnost	$\eta$	%	94,590	93,025

**Tab. 3.1** – Porovnání parametrů stroje

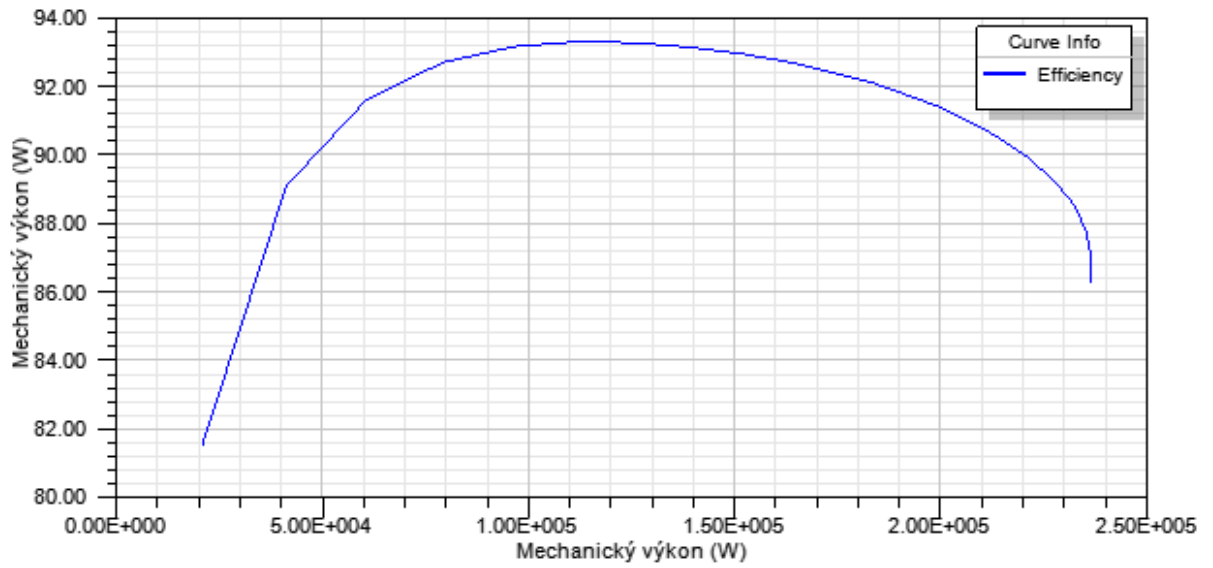
Při výpočtu se vycházelo ze stejných použitých materiálů jako u analytického výpočtu. Vodiče měděné, plechy Sura M250 – 35A dle *Přílohy 1*. Provozní teplota byla použita stejná. Rozměry stroje byly zadány dle výpočtu. Porovnáním odporů a reaktancí jsme dosáhli přijatelné přesnosti. Větší odchylky u reaktancí jsou způsobeny odlišností výpočtu magnetizační charakteristiky, dalším faktorem nepřesnosti výpočtu je výpočet střední hodnoty magnetické indukce v zubech statoru a rotoru. Tímto faktorem je ovlivněny i hodnoty proudů.



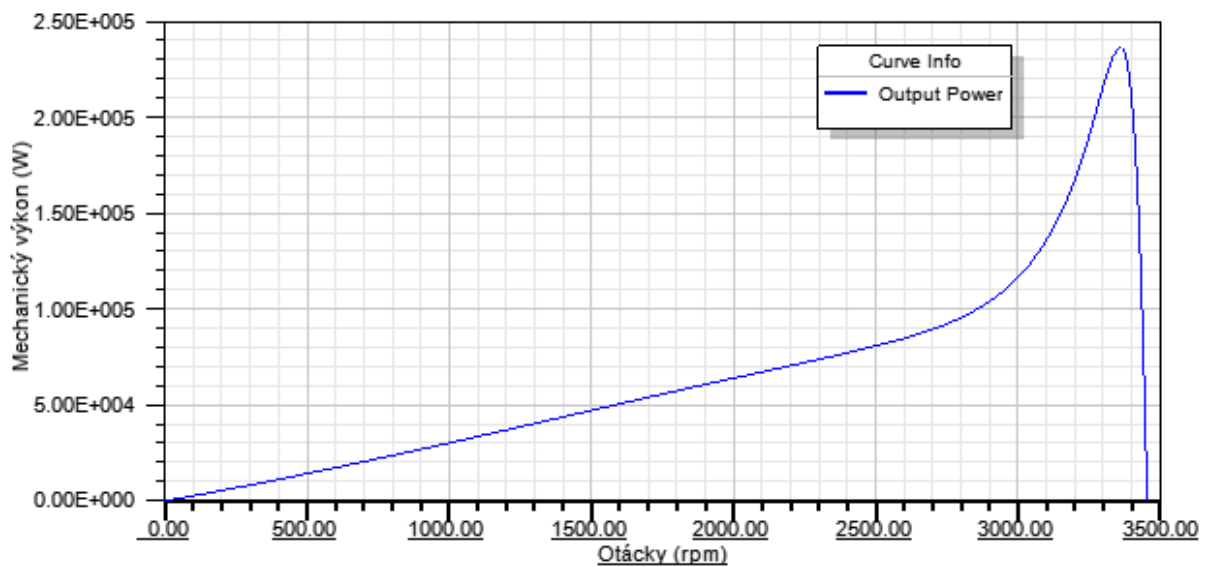
Obr. 3.1 – Průběh proudu závislého na otáčkách, vygenerováno z RMxpřt



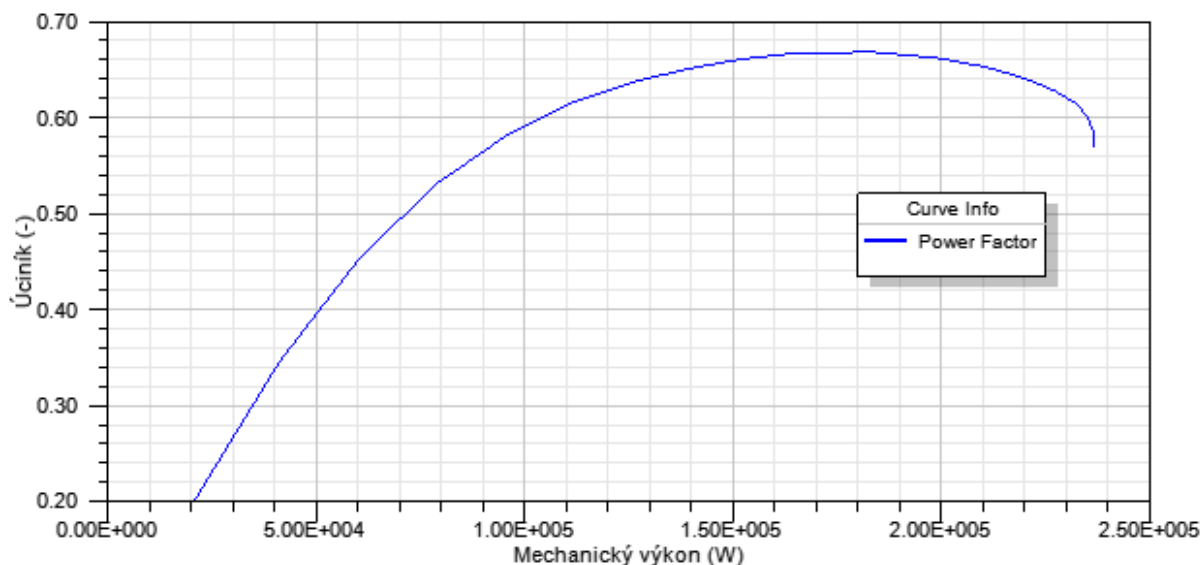
Obr. 3.2 – Moment stroje závislého na otáčkách, vygenerováno z RMxpřt.



Obr. 3.3 – Účinnost stroje závislá na mechanickém výkonu, vygenerováno z RMxprt



Obr. 3.4 – Mechanický výkon závislý na otáčkách, vygenerováno z RMxprt



Obr. 3.5 – Účinnost stroje závislý na mechanickém výkonu, vygenerováno z RMxpřt

### 3.2 Porovnání magnetických indukcí stroje

Náhradní parametry	Značka	Jednotka	Indukce navržená pro stav naprázdno	Indukce vypočtená pro jmenovitý stav z RMxpřt
Magnetická indukce v zubu statoru	$B_{z1}$	T	1,728	1,802
Magnetická indukce v zubu rotoru	$B_{z2}$	T	1,739	1,821
Magnetická indukce ve jhu statoru	$B_{j1}$	T	1,400	1,672
Magnetická indukce ve jhu rotoru	$B_{j2}$	T	1,14	0,561
Magnetická indukce ve vzduchové mezeře	$B_{\delta}$	T	0,813	0,846

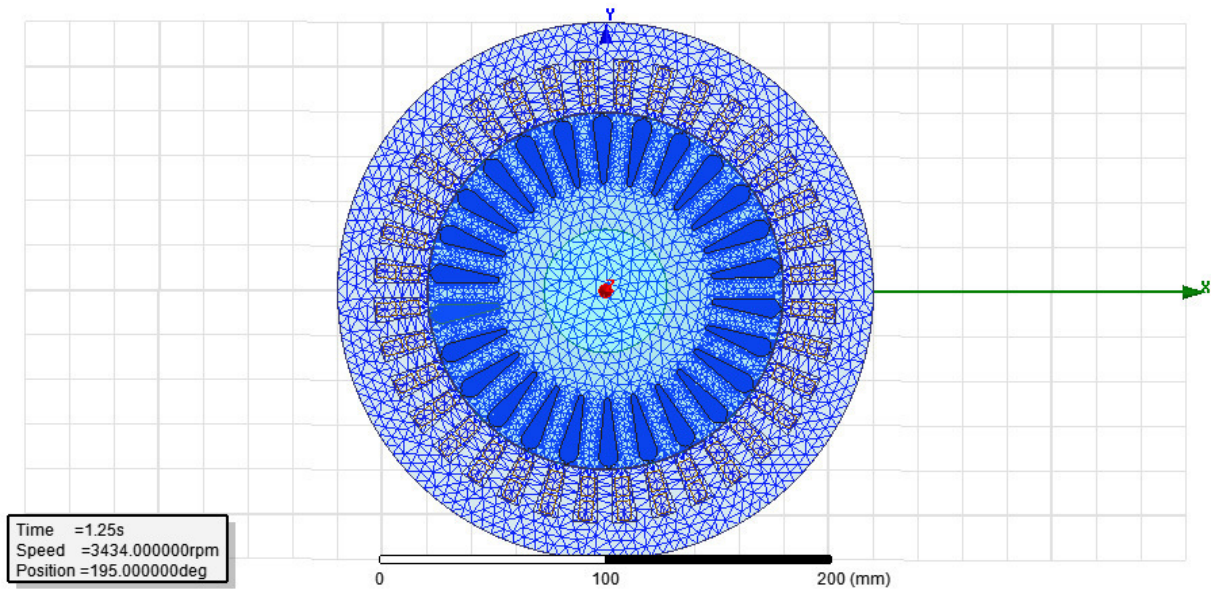
Tab. 3.2 – Porovnání indukcí stroje

Magnetickou indukci v jednotlivých částech obvodu se navrhuje pro velké přesycení zubů statoru a rotoru, proto aby bylo dosaženo lineární části magnetizační křivky, viz *Příloha 1*. Zvolené indukce jsou uvedeny v tab. 3.2, kde je k nim i doplněna vypočtená indukce v softwaru RMxpřt. Hodnoty vypočtené za pomoci RMxpřt softwaru jsou velmi ovlivněny volbou velikosti a materiálu hřídele. Ve výpočtu je použit hřídel z magnetické oceli, tudíž se jím uzavírá část magnetického toku ve jhu rotoru.

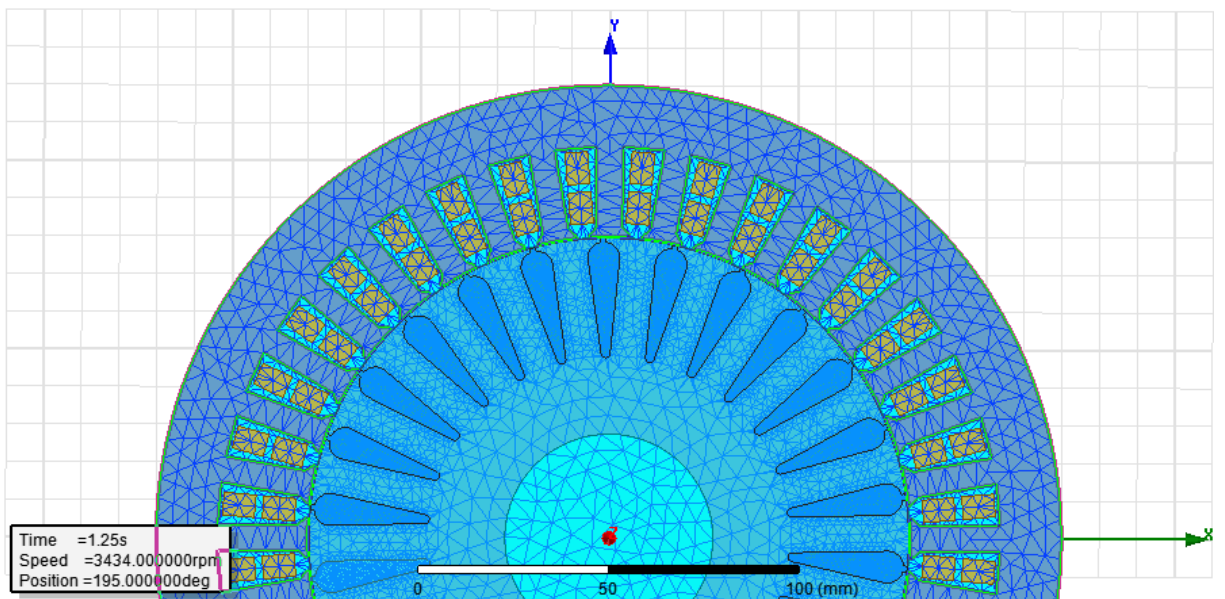
Grafické znázornění rozložení magnetických toků, znázornění sítě pro numerické modelování a siločar magnetického pole bylo vygenerováno z numerického modelování magnetických



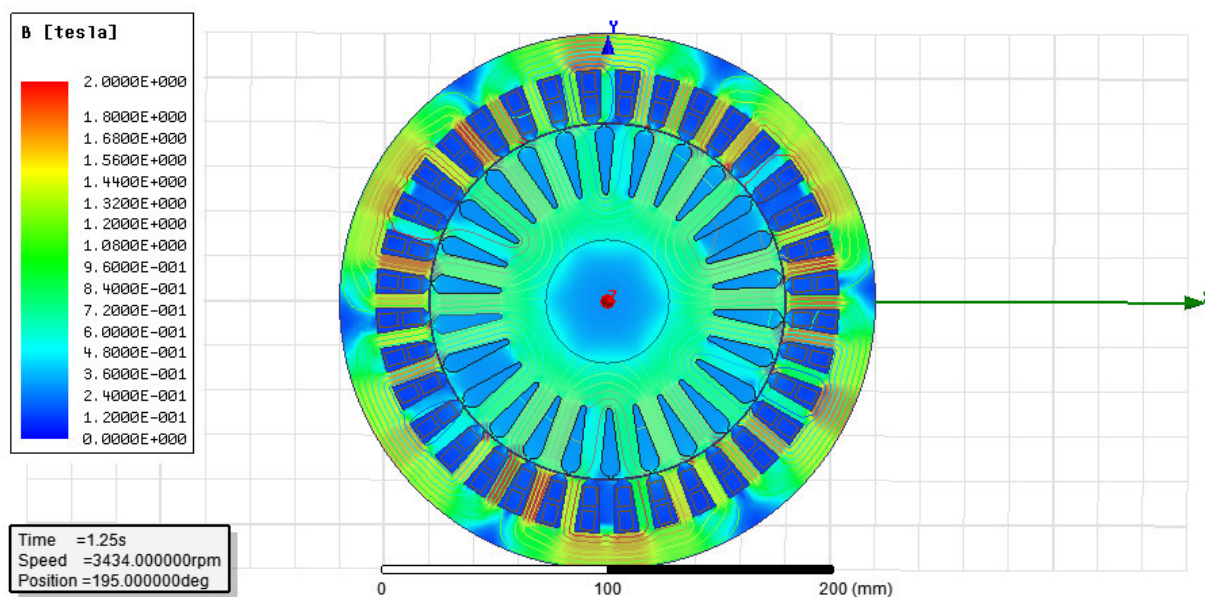
polí softwaru Ansys. Vstupní hodnoty a 2D zobrazení stroje bylo použito z výsledků ze softwaru RMxprt.



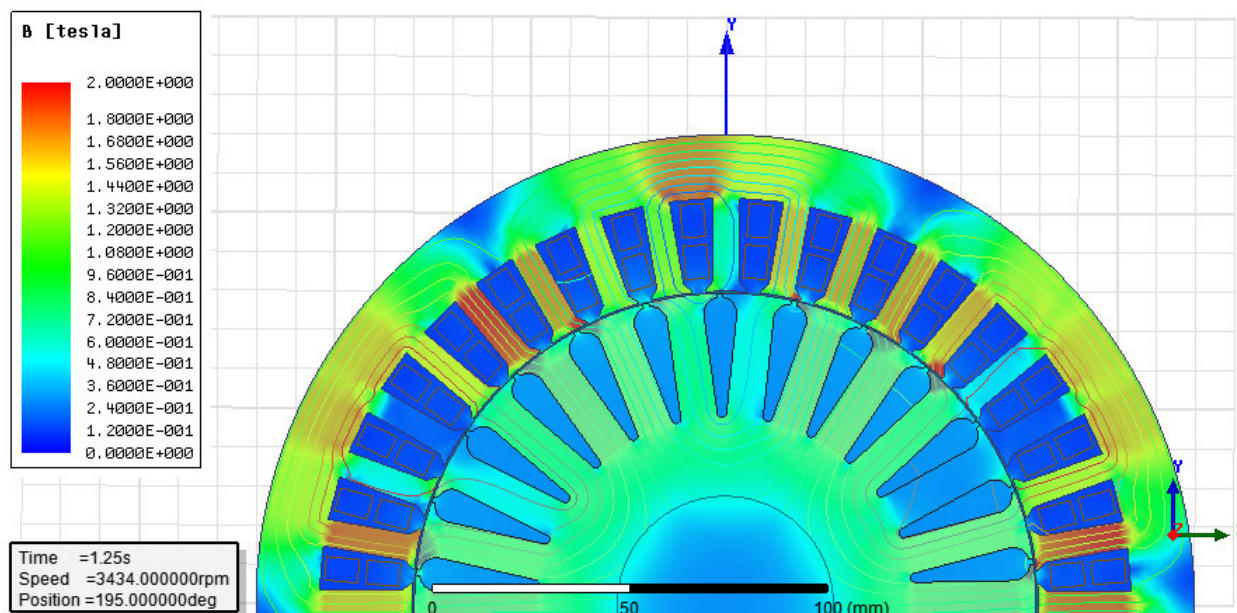
Obr. 3.6 – Vygenerovaná síť pro výpočet simulace v softwaru Ansys



Obr. 3.7 – Detail sítě pro výpočet

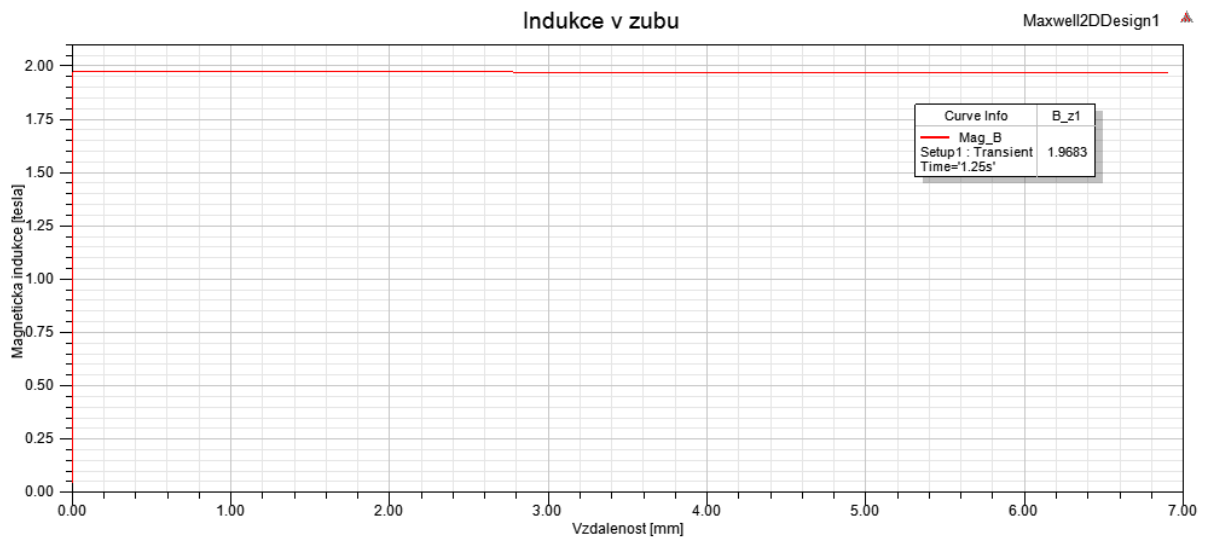


Obr. 3.8 – Grafické znázornění rozložení magnetického pole stroje



Obr. 3.9 – Detail rozložení magnetického pole stroje

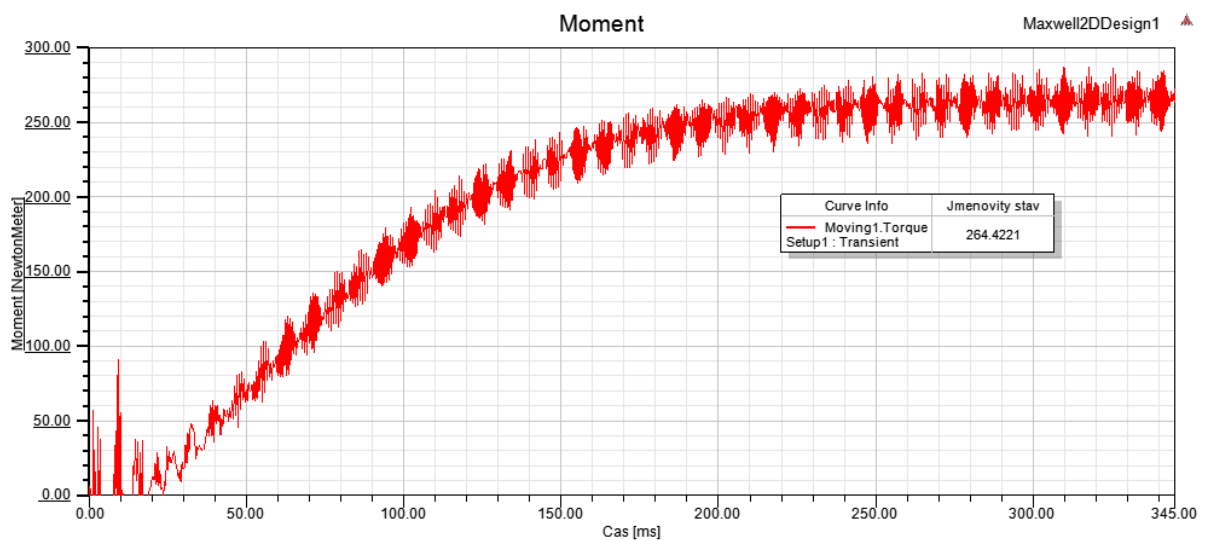
Analýzou stroje je vidět, že při jmenovitém chodu stroje dochází k ojedinělému přesycení krčku zubů. Velikost v nejvíce přesyceném místě stroje je zobrazena na dalším obrázku. Jak je vidět na obr. 3.9. Hodnota magnetické indukce v nejvíce přesyceném místě stroje přesahuje i hodnotu navrženou pro chod naprázdno. Je to dáno rozdíly ve vypočtených hodnotách. Hodnota proudu, která byla použita pro numerické modelování stroje, je ze softwaru RMxprt. Jeho velikost ovlivnila velikost této indukce.



**Obr. 3.10** – Hodnota magnetické indukce v nejvíce syceném místě stroje

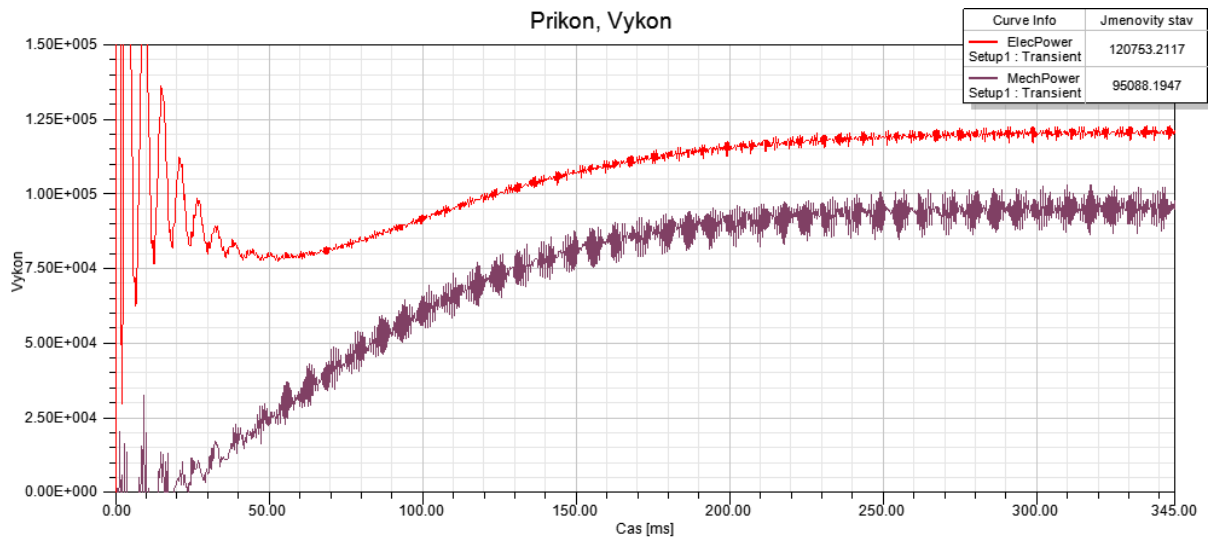
### 3.3 Numerické modelování stroje připojeného na jmenovité otáčky stroje

V této kapitole jsou zobrazeny průběhy veličin při přímém připojení motoru na napájecí napětí o frekvenci  $f = 172,5$  Hz. Výpočet probíhal po celou dobu pro jmenovité otáčky stroje. Tento výpočet byl proveden především kvůli porovnání jednotlivých parametrů stroje s parametry, získanými z analytického výpočtu.



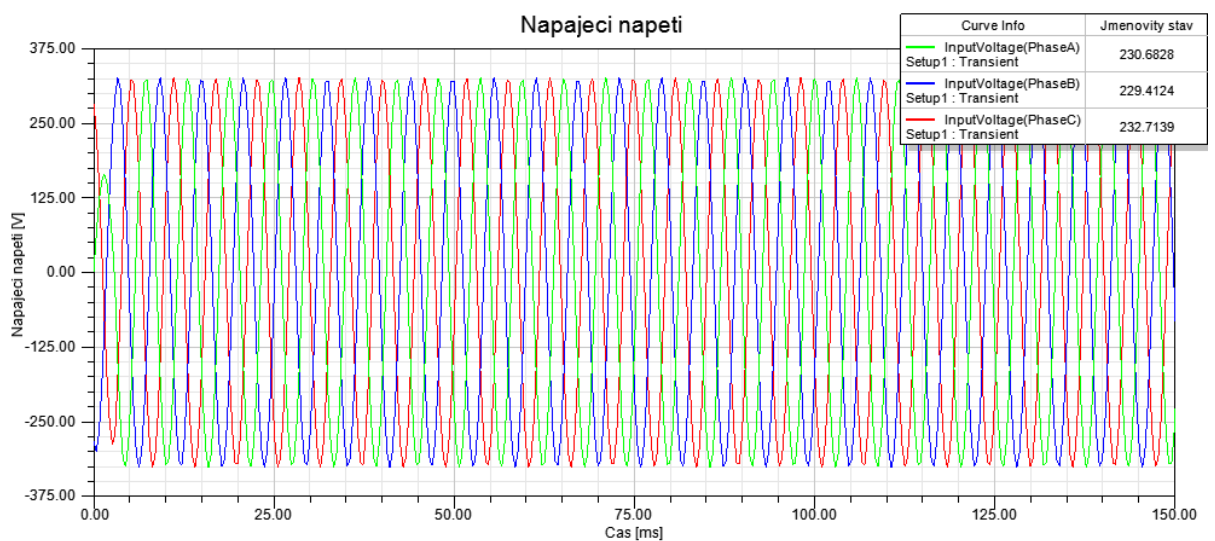
**Obr. 3.11** – Grafické zobrazení momentu pro jmenovitý stav momentu

Moment stroje zobrazený v obr. 3.11 je pro jmenovitý stav. Tento výpočet byl proveden pro připojení stroje rovnou na jmenovité otáčky. Kmitání viditelné v grafu je způsobeno citlivostí kroku simulace. Hodnota momentu je stanovena až po odeznění elektrického přechodového jevu, znázorněného na začátku grafu, tedy na začátku simulace.



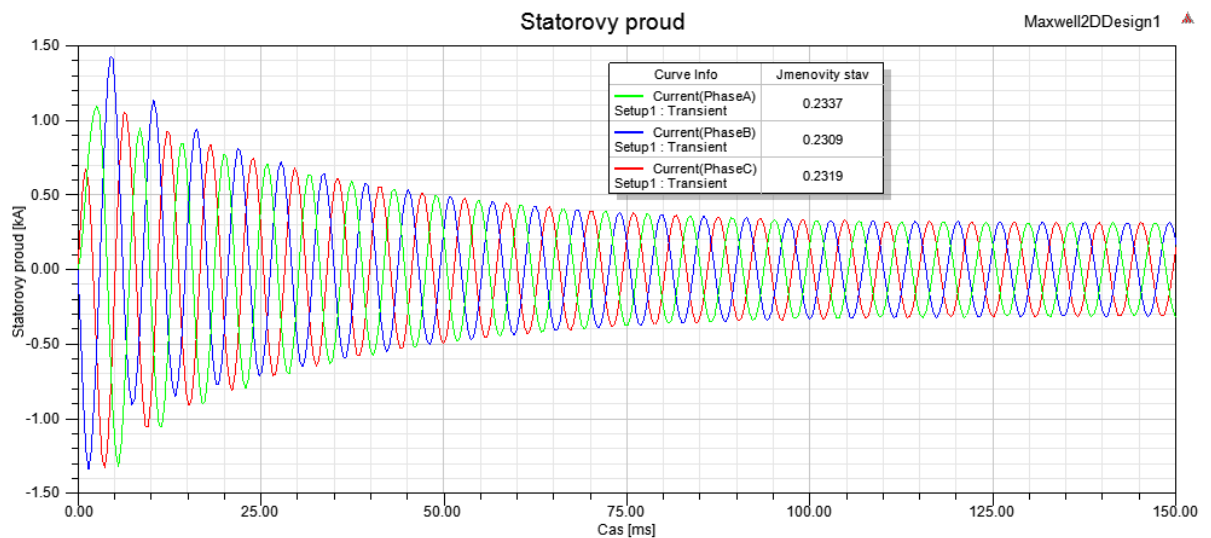
**Obr. 3.12** – Grafické zobrazení příkonu a mechanického momentu stroje

Na obr. 3.12 je zobrazen elektrický příkon stroje a mechanický výkon po připojení motoru na jmenovité otáčky stroje. Hodnoty příkonu a výkonu jsou stanoveny pro ustálený chod jmenovitého stavu, po odeznění přechodového jevu.



**Obr. 3.13** – Grafické zobrazení napájecího napětí stroje

Zobrazení napájecího napětí stroje je zobrazeno na obr. 3.13.

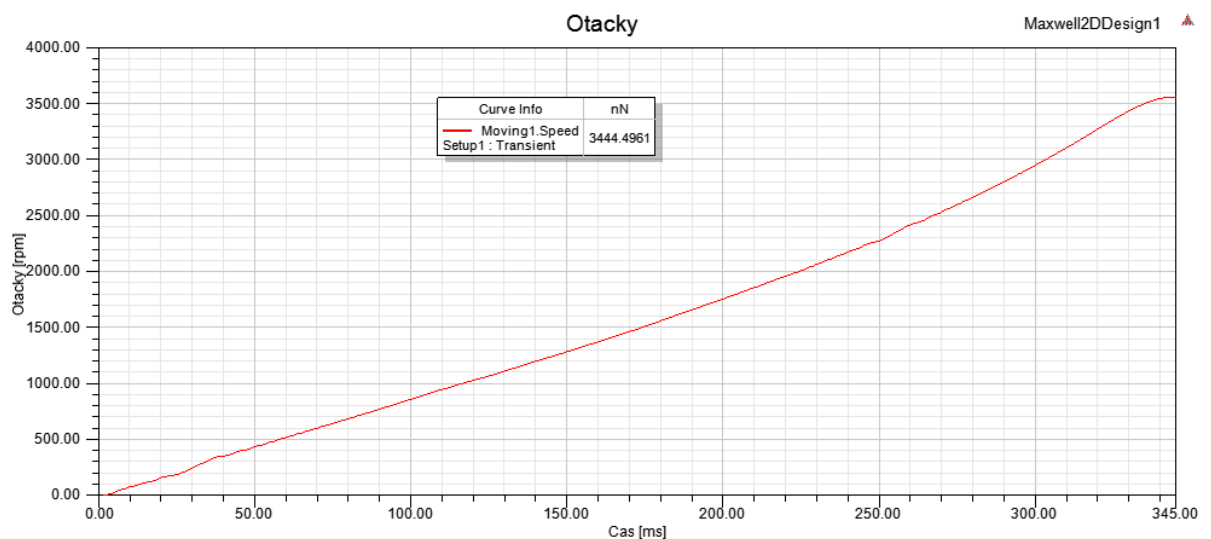


**Obr. 3.14** – Graf proudů ve statorovém vinutí pro jmenovitý stav

Statorové proudy na obr. 3.14 jsou stanoveny také pro jmenovitý chod stroje. Rozdílné hodnoty proudů jsou rozdílné od analytického výpočtu, jak bylo řečeno výše, způsobeny rozdílnými metodami návrhu použitých v RMXprt.

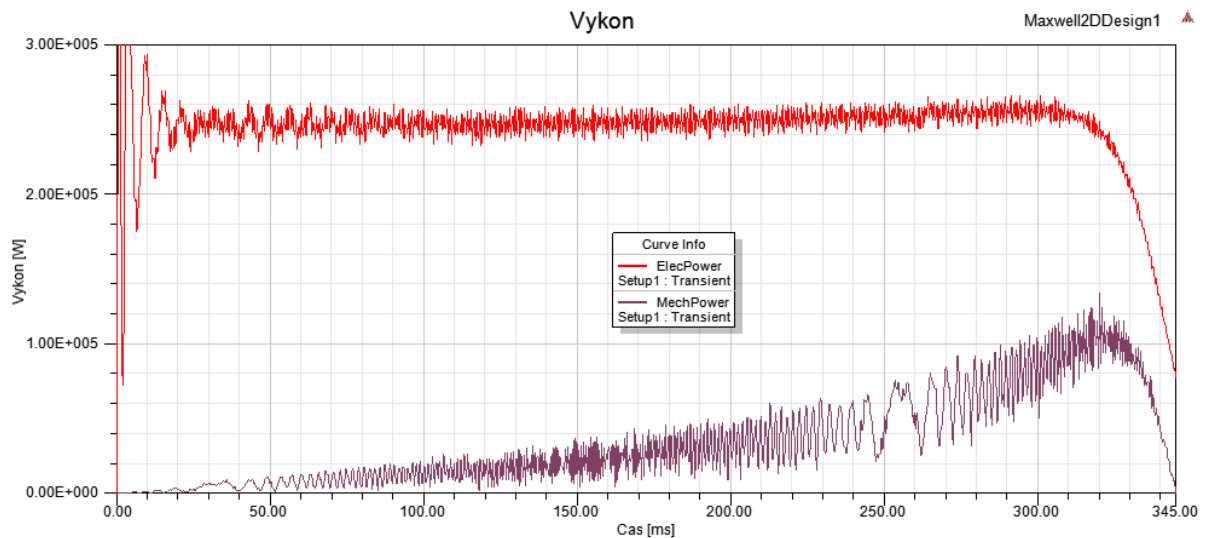
### 3.4 Numerické modelování stroje pro přímé připojení k síti, rozběh ze stavu nakrátko k jmenovitým otáčkám

Tento numerický výpočet modelu je proveden, aby simuloval rozběh motoru z nulových otáček do jmenovitého stavu. Jednotlivé grafy popisují průběhy veličiny po celou dobu rozběhu.



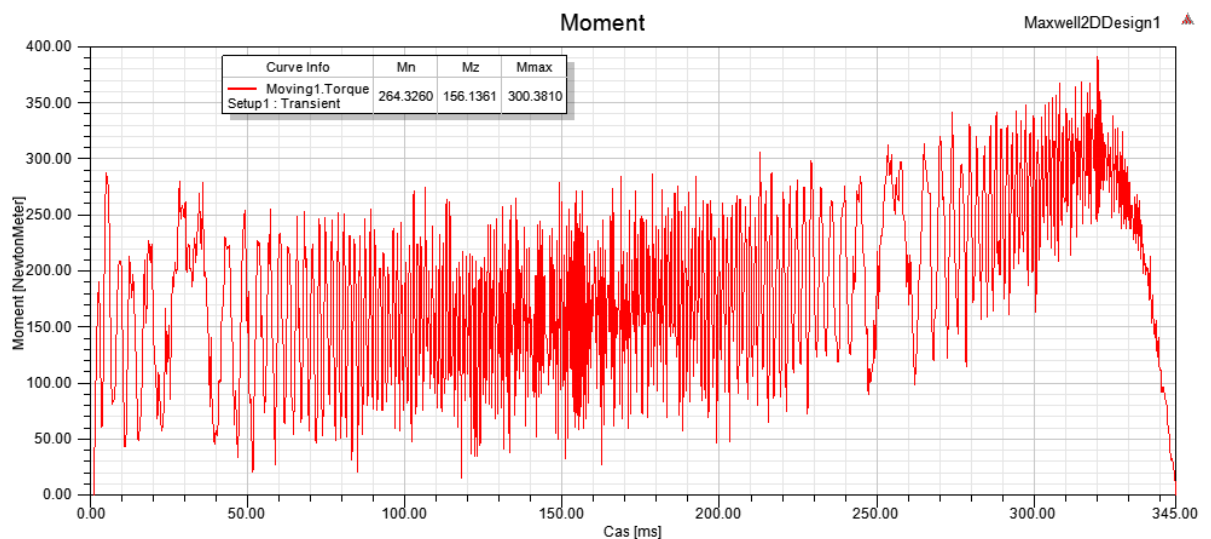
**Obr. 3.15** – Graf otáček stroje při rozběhu k jmenovitým otáčkám

Na obr. 3.15 zobrazuje průběh otáček při přímém připojení k síti o napájecí frekvenci  $f = 172,5$  Hz.



**Obr. 3.16** – Graf příkonu a mechanického výkonu stroje při rozběhu k jmenovitým otáčkám

Obr. 3.16 je zobrazen elektrický příkon a mechanický výkon stroje při rozběhu ze stavu nakrátko k jmenovitým otáčkám. Je zde vidět, jaký příkon je nutný dodat k rozběhu stroje do jmenovitého stavu a jeho výkon. Kmitání průběhu výpočtu je způsobeno numerickým výpočtem a jeho krokem.



**Obr. 3.17** – Graf momentu stroje při rozběhu stroje k jmenovitým otáčkám

Průběh momentu při rozběhu je zobrazen na obr. 3.17. Zde je vidět velké kmitání průběhu, ale určení záběrného momentu, momentu zvratu a jmenovitého momentu stroje jsou stanoveny jako průměrná hodnota jednotlivých úseků.



**Obr. 3.18** – Graf proudů ve statorovém vinutí stroje při rozběhu k jmenovitým otáčkám

Znázornění proudů pro rozběh motoru je vykresleno na obr. 3.18. Vidět je zde proud ve jmenovitém stavu i proud nakrátko.

### 3.5 Porovnání výsledků analytických výpočtů a metody konečných prvků

Nyní lze shrnout všechny vypočtené hodnoty z analytického výpočtu a z numerického modelování metodou konečných prvků. Tyto hodnoty jsou vyneseny do tabulky tab. 3.3.

Parametr	Značka	Jednotky	Analytický výpočet	Ansys Maxwell	Odchylka (%)
Moment jmenovitý (jmenovité otáčky)	$M_N$	Nm	246,80	264,42	7,14
Moment jmenovitý (rozběh)	$M_N$	Nm		264,33	7,10
Moment zvratu	$M_{max}$	Nm	383,97	300,38	21,77
Moment záběrný	$M_z$	Nm	16,91	156,14	823,36
Proud statorového vinutí	$I_{IN}$	A	170,61	230,60	35,16
Proud záběrný ( $5 \cdot I_{IN}$ )	$I_z$	A	853,05	760,03	10,90

**Tab. 3.3** – Porovnání parametrů analytického výpočtu a simulace v Ansysu

V tab. 3.3 jsou porovnány parametry analytického výpočtu a simulace v Ansysu. Toto porovnání je doplněno odchylkou hodnoty kontroly od hodnoty návrhu. Obrovská odchylka u záběrného momentu lze vysvětlit rozdílností ve výpočtu momentové charakteristiky. Pokud opět porovnáme proudy tak, bylo řečeno dříve, jedná se zde také o rozdílný princip výpočtu. Analytický výpočet nezahrnuje vliv skin efektu narozdíl od RMXprt a Maxwell 2D.

## Závěr

Úkolem této diplomové práce bylo navrhnout trakční asynchronní motor s klecí nakrátko, chlazený vzduchem, pro kompaktní pohonnou jednotku, který má potenciál nahradit v současné době uvažovaný synchronní motor s permanentními magnety s vodním chlazením.

Návrh asynchronního stroje odpovídá tradičnímu principu návrhu popsanému např. v [4]. Při návrhu bylo důležité brát zřetel na konstrukční omezení z důvodů již navržené původní pohonné jednotky. Z důvodu toho omezení bylo nutné dbát na správný návrh magnetického obvodu a jeho rozměrů. Pro magnetický obvod byly použity plech SURA M250-35A, kvůli malému ztrátovému číslu a jeho magnetizační charakteristice. Hlavní konstrukční parametry, jako je délka paketu a průměry byly zvoleny tak, aby vyhovovaly již navržené kostře pohonné jednotky. Největším problémem u trakčních motorů jsou ztráty, které je nutno odvést. Tento stroj byl navržen, jako chlazený vzduchem, s pracovní teplotou  $\vartheta = 165^{\circ}\text{C}$ . Návrh je koncipován pouze na vnější ventilaci paketu, tedy bez radiálních a axiálních kanálů.

Štítkové parametry stroje:

Štítkové parametry	Značka	Jednotky	Analytický výpočet
Jmenovitý proud	$I_{IN}$	A	170,610
Záběrný proud	$I_z$	A	853,05
Jmenovitý moment	$M_N$	Nm	246,800
Moment zvratu	$M_{max}$	Nm	383,97
Účinnost	$\eta$	%	94,590
Výkon	$P_2$	kW	100

Parametry náhradního schématu:

Štítkové parametry	Značka	Jednotky	Analytický výpočet
Odpor vinutí statoru	$R_1$	$\Omega$	$19,667 \cdot 10^{-3}$
Rozptylová reaktance statoru	$X_{1\delta}$	$\Omega$	0,145
Odpor klece rotoru	$R_2$	$\Omega$	$9,943 \cdot 10^{-3}$
Rozptylová reaktance rotoru	$X_{2\delta}$	$\Omega$	0,342
Magnetizační reaktance	$X_\mu$	$\Omega$	1,900
Odpor ztrát v železe	$R_{Fe}$	$\Omega$	71,150
Jmenovitý proud statoru	$I_{IN}$	A	170,610
Magnetizační proud	$I_\mu$	A	108,510



Po analytickém návrhu stroje byl stroj zkontrolován ve výpočtovém softwaru Ansys. Jako první byl porovnán analytický výpočet se softwarem RMxpert. Návrh magnetického obvodu se, dle [4], provádí pro stav naprázdno, tedy pro maximální hodnotu magnetické indukce. Výstupní hodnoty magnetických indukcí z RMxpertu jsou vypočteny jako střední hodnoty stavu jmenovitého. Z hodnot vypočtených z tohoto softwaru byl dále vytvořen model pro numerické modelování metodou konečných prvků. Byly vytvořeny dva druhy simulace. V první se jednalo o jmenovitý stav motoru, kdy na začátku simulace byl motor připojen na jmenovité otáčky. Po odeznění přechodového děje byly stanoveny parametry pro jmenovitý stav motoru. Druhá simulace se zabývala rozběhem ze stavu nakrátko do stavu jmenovitého, tedy byla vykreslena celá momentová charakteristika motorového chodu. Všechny charakteristiky získané ze simulačního programu jsou obsaženy v kapitole 3. Důležité hodnoty jako je záběrný moment, moment zvratu a moment jmenovitého stavu jsou zaznamenány v příslušných grafech. Porovnáním rozběhové charakteristiky a průběhu při konstantních otáčkách je jmenovitý moment stejný.

## Seznam literatury a informačních zdrojů

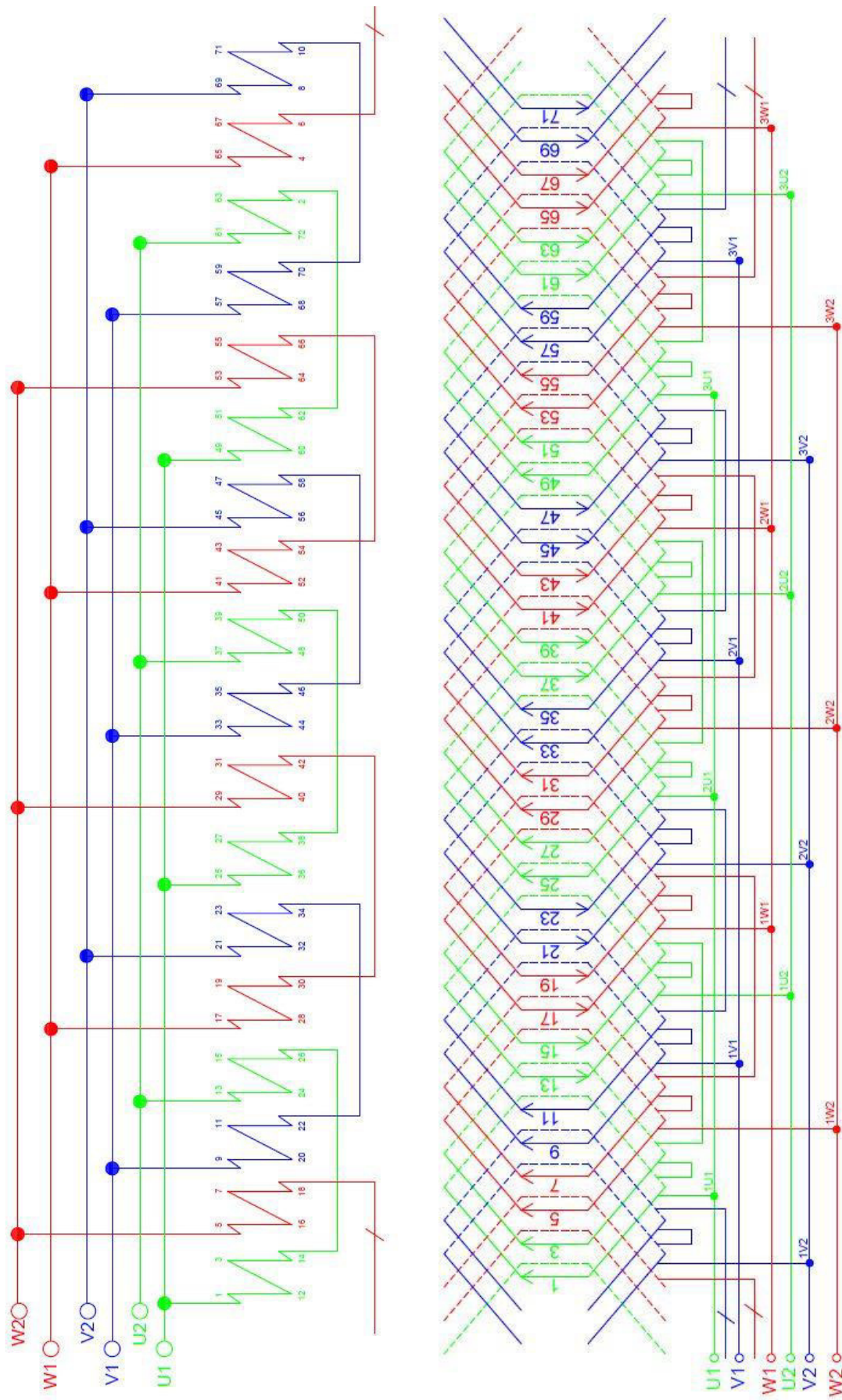
- [1] KOMPAKTNÍ POHONNÁ JEDNOTKA PRO PLNĚ ELEKTRICKÁ VOZIDLA HROMADNÉ DOPRAVY. [online] Poslední změna 9.5.2018. [Cit. 9.5.2018]. Dostupné z: <http://www.inovujtevpk.cz/kompaktni-pohonna-jednotka-pro-plne-elektricka-vozidla-hromadne-dopravy/>
- [2] VÝZKUMNÉ CENTRUM RICE PŘEDSTAVÍ NOVOU GENERACI POHONNÉ JEDNOTKY, [online] Poslední změna 9.5.2018. [Cit. 9.5.2018]. Dostupné z: [https://rice.zcu.cz/cz/media/news/index.html?file=/cz/media/news/content/2016-09-16-nova\\_generace\\_poh\\_jednotek.html](https://rice.zcu.cz/cz/media/news/index.html?file=/cz/media/news/content/2016-09-16-nova_generace_poh_jednotek.html)
- [3] PETROV, Georgij N. *Elektrické stroje 2: asynchronní stroje - synchronní stroje*. Vyd. 1. Praha: Academia, 1982. 728 s.
- [4] KOPYLOV, Igor Petrovič. *Stavba elektrických strojů*. 1. vyd. Praha: SNTL – Nakladatelství technické literatury, 1988. 688 s. ISBN 04-532-88.
- [5] CIGÁNEK, Ladislav. *Stavba elektrických strojů*. 1. vyd. Praha: SNTL – Nakladatelství technické literatury, 1958. 716 s. ISBN 05/34
- [6] PYRHÖNEN, Juha, JOKINEN, Tapani, HRABOVCOVÁ, Valéria,. *Design of Rotating Electrical Machines*. 2. vyd. John Wiley & Song Ltd, 2014. ISBN 978-1-118-58157-5
- [7] MÜLLER, Germar, VOGT, Karl, PONICK, Bernd. *Berechnung elektrischer Maschinen*. Weinheim: Wiley - VCH, 2008. ISBN 978-3-527-40525-1
- [8] HRUŠKA, Karel. *Teorie elektrických strojů 2*. Podklady k přednáškám, [online]. 2013. [cit. 9.5.2018]. Dostupné studentům předmětu z: <https://courseware.zcu.cz>
- [9] BARTOŠ, Václav. *Teorie elektrických strojů*. 1. vyd. Plzeň: Západočeská univerzita v Plzni. 2009. ISBN 978-80-7043-509-0
- [10] LAKSAR, Jan. *Koncept trakčního motoru pro vozidla pro vozidla MHD – modulární řešení*. Diplomová práce. Plzeň: Západočeská univerzita v Plzni. 2015.

## Přílohy

### Příloha 1 – BH charakteristika plechů M250 - 35A

<b>B [T]</b>	<b>H [A/m]</b>
0,1	26,8
0,2	35,7
0,3	41,8
0,4	47,5
0,5	53,4
0,6	60,0
0,7	67,9
0,8	77,5
0,9	90,0
1,0	107,0
1,1	133,0
1,2	179,0
1,3	284,0
1,4	642,0
1,5	1810,0
1,6	4030,0
1,7	7290,0
1,8	11700,0

**Příloha 2 – Schémata zapojení vinutí – Pilové a konstrukční zapojení cívek**



**Příloha 3 – Výpočet skutečných magnet. indukcí a intenzit v zubu statoru a rotoru [10]**

```

clc
clear all
k_Fe = 0.95;
mi_0 = pi*4e-7;
%-----ZADANI-----
% Vypocet skutečných indukci a intenzit v zubech statoru a rotoru pro
všechny uvazovane body najednou
% Zadavat pouze hodnoty S a R (pro dany motor)
Bz1 = 1.74; % zdánlivá indukce zubu statoru u otevreni drazky
Bz2 = 1.75; % zdánlivá indukce zubu rotoru
% rozmery drazky a zubu, cinitel odlehčení na danem prumeru
b_d = [7.5, 8.5];
b_z = [6.9, 9.4];
k_d = b_d./(k_Fe.*b_z)
% zdanliva indukce na danem prumeru
B_z_cark = [Bz1,Bz2];
%-----
A = [0.1 26.8
0.2 35.7
0.3 41.8
0.4 47.5
0.5 53.4
0.6 60.0
0.7 67.9
0.8 77.5
0.9 90.0
1.0 107.0
1.1 133.0
1.2 179.0
1.3 284.0
1.4 642.0
1.5 1810.0
1.6 4030.0
1.7 7290.0
1.8 11700.0];

B = A(:,1)'; % indukce, radkovy vektor
H = A(:,2)'; % intenzita, radkovy vektor
% Prolozeni body BH charky primkami o obecnem predpisu  $H = kB + q$ 
pocet = length(B);
k = zeros(1, pocet - 1); %primek bude o jednu méně, nez bodu
q = zeros(1, pocet - 1);
% vypocet koeficientu primek spojujících jednotlivé body
for a = 1: (pocet - 1)
k(a) = (B(a+1) - B(a))./(H(a+1) - H(a));
q(a) = B(a) - k(a).*H(a);
end
% Navzorkovani indukce s presnosti 3 des. mista
B_vzork = (B(1): 0.001: B(pocet));
pocet_vzork = length(B_vzork);
H_vzork = zeros(1, pocet_vzork); %priprava vektoru navzorkovane intenzity
% vyplneni vektoru H_vzork
c = 1;
for a = 1: (pocet - 1) % prochazeni intervalu mezi jedn. body
for b = c: (c + (pocet_vzork-1)/(pocet-1)) % navzorkovane hodnoty v...
H_vzork(b) = (B_vzork(b) - q(a))./k(a); % jedn. intervalech a...
end % vypocet podle  $B = kH + q$ 
c = c + (pocet_vzork-1)/(pocet-1); % posun c na dalsi prolozenou primku

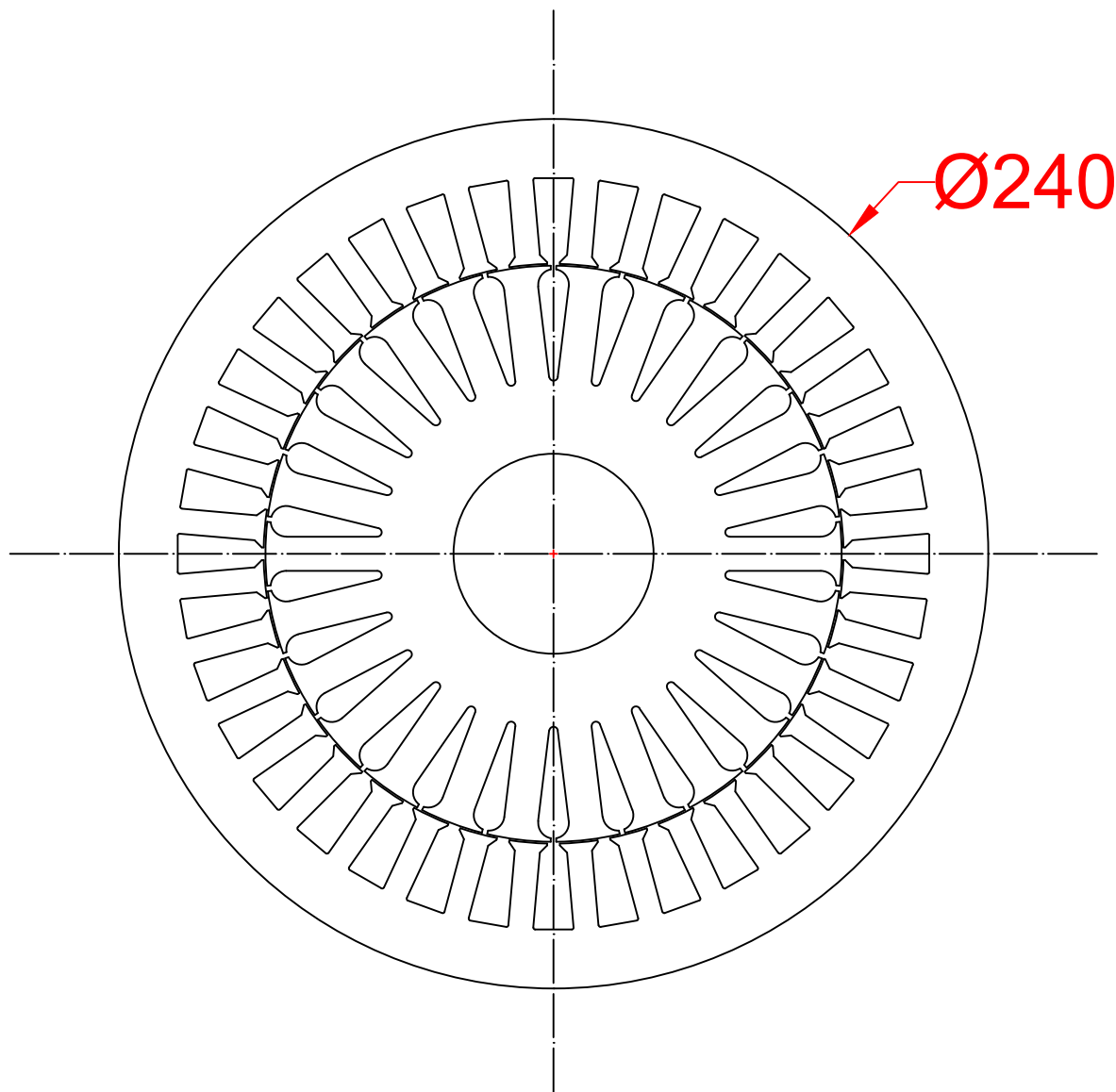
```

```
end
% Nyni navzorkovana BH charka

% nutno najit prusecik BH charky a primky dane cinitelem odlehčení
hledani_nuly = zeros(1, pocet_vzork);
% rovnice pro hledání skutečné indukce v zubu, všechny členy na jedné
% straně - postupně dosazují B, H - hledám hodnotu nejbližší nule
B_hledane = zeros(length(B_z_cark),1);
H_hledane = zeros(length(B_z_cark),1);
% hodnoty na každém průměru
for d = 1: length(B_z_cark)
for b = 1: pocet_vzork
hledani_nuly(b) = abs(B_z_cark(d) - B_vzork(b) - k_d(d)*mi_0*H_vzork(b));
end
[minimum, index_min] = min(hledani_nuly);
B_hledane(d) = B_vzork(index_min)
H_hledane(d) = H_vzork(index_min)
end
```

**Příloha 4 – Tabulka vypočtených hodnot momentu stroje dle [9]**

s [-]	M [Nm]
0	0
0,001	37,29
0,005	174,74
0,0076	246,80
0,01	298,37
0,011	315,64
0,012	330,56
0,013	343,25
0,014	353,88
0,015	362,60
0,016	369,58
0,017	374,99
0,018	378,98
0,019	381,73
0,02	383,36
0,0208	383,97
0,03	363,08
0,04	320,31
0,05	279,43
0,1	159,69
0,2	83,13
0,3	55,91
0,4	42,08
0,5	33,73
0,6	28,14
0,7	24,13
0,8	21,13
0,9	18,79
1	16,91



# ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI

Fakulta elektrotechnická

Katedra elektromechaniky a výkonové elektroniky

Diplomová práce:

Návrh trakčního asynchronního motoru  
pro kompaktní pohonnou jednotku

Číslo přílohy:

5

Formát výkresu:

A4

Název výkresu:

Řez strojem

Měřítko:

1:50

Datum:

22.5.2018

Vypracoval:

Bc. Dominik Hutýra

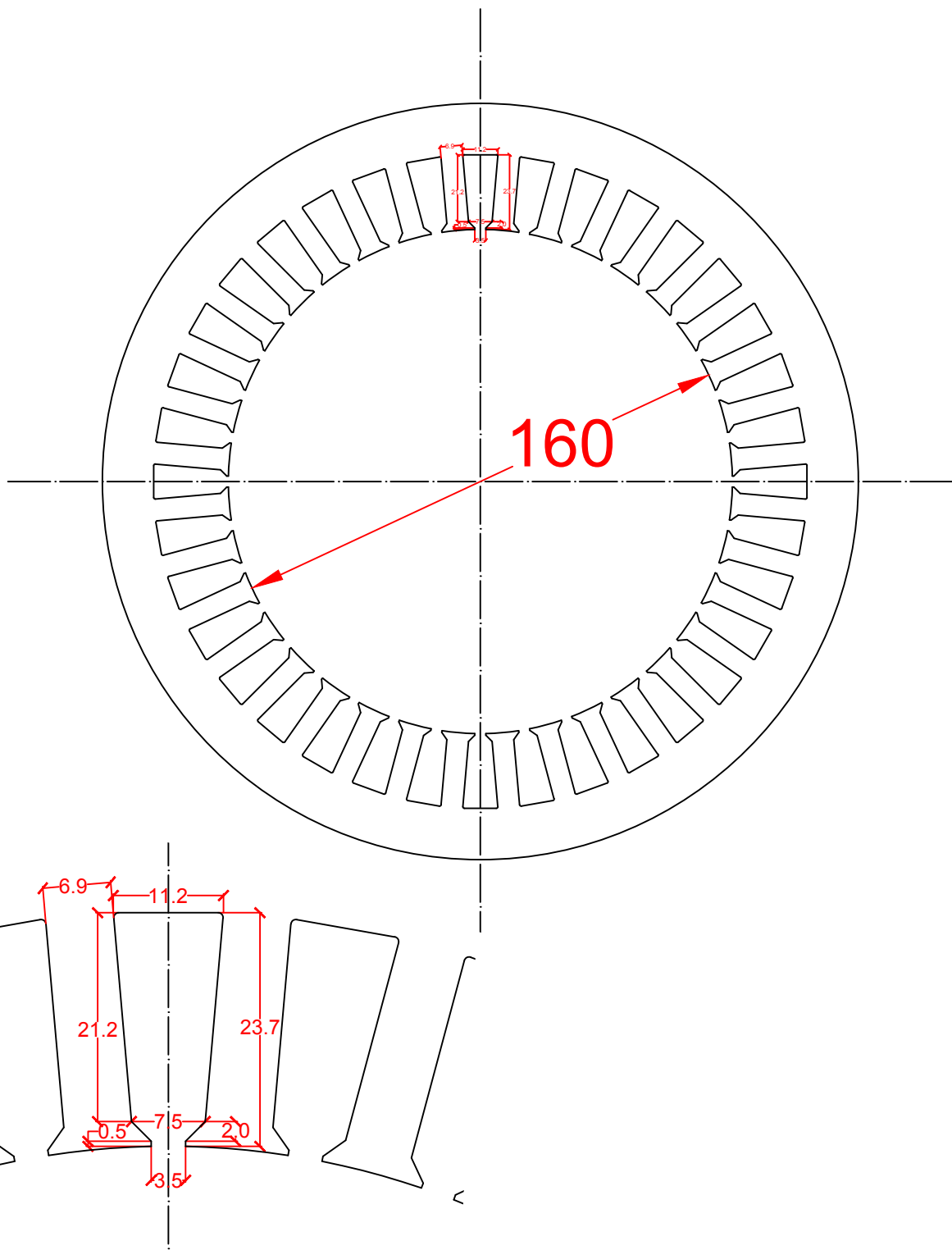
Vedoucí práce:

doc. Ing. Karel Hruška Ph.D

Číslo výkresu:

1



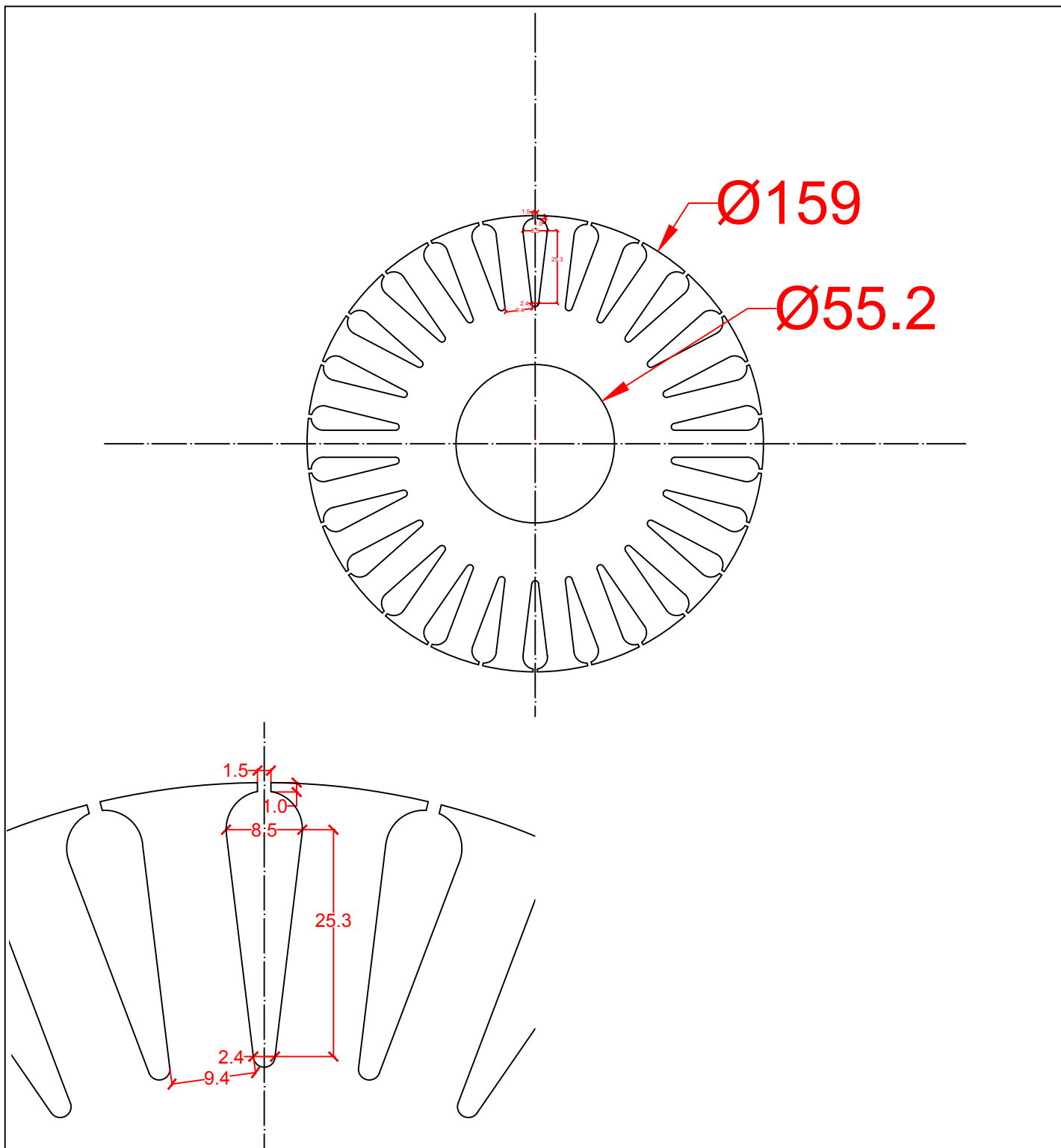


# ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI

Fakulta elektrotechnická

Katedra elektromechaniky a výkonové elektroniky

Diplomová práce:	Návrh trakčního asynchronního motoru pro kompaktní pohonnou jednotku	Číslo přílohy:	5
		Formát výkresu:	A4
Název výkresu:	Řez statorem, drážka staroru	Měřítko:	1:50
		Datum:	22.5.2018
Vypracoval:	Bc. Dominik Hutýra	Vedoucí práce:	doc. Ing. Karel Hruška Ph.D
		Číslo výkresu:	2



**ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI**  
**Fakulta elektrotechnická**

Katedra elektromechaniky a výkonové elektroniky

Diplomová práce:	Návrh trakčního asynchronního motoru pro kompaktní pohonnou jednotku	Číslo přílohy:	5
		Formát výkresu:	A4
Název výkresu:	Řez rotorem, drážka rotoru	Měřítko:	1:50
		Datum:	22.5.2018
Vypracoval:	Bc. Dominik Hutýra	Vedoucí práce:	doc. Ing. Karel Hruška Ph.D
		Číslo výkresu:	3