



ZÁPADOČESKÁ  
UNIVERZITA  
V PLZNI

FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ  
KATEDRA ELEKTROMECHANIKY A VÝKONOVÉ ELEKTRONIKY

# DIPLOMOVÁ PRÁCE

Návrh synchronního reluktančního motoru s permanentními  
magnety

**AUTOR PRÁCE:** Bc. Jan Kopačka

**VEDOUCÍ PRÁCE:** Doc. Ing. Karel Hruška, Ph.D.

PLZEŇ 2019

**ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE**  
(PROJEKTU, UMĚLECKÉHO DÍLA, UMĚLECKÉHO VÝKONU)

Jméno a příjmení: **Bc. Jan KOPAČKA**  
Osobní číslo: **E16N0057P**  
Studijní program: **N2612 Elektrotechnika a informatika**  
Studijní obor: **Průmyslová elektronika a elektromechanika**  
Název tématu: **Návrh synchronního reluktančního motoru s permanentními magnety**  
Zadávací 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. Popište princip synchronního reluktančního stroje s permanentními magnety.
2. Navrhněte synchronní reluktanční stroj s permanentními magnety o jmenovitém výkonu  $P = 70 \text{ kW}$  při  $n = 3000 \text{ ot/min}$  pro jmenovité napětí stejnosměrného meziobvodu měniče  $U_{dc} = 360 \text{ V}$ .
3. Proveďte kontrolu návrhu metodou konečných prvků.

Rozsah grafických prací: podle doporučení vedoucího

Rozsah kvalifikační práce: 40 - 60 stran

Forma zpracování diplomové práce: tištěná/elektronická

Seznam odborné literatury:

1. KOPYLOV, I. P. a kol.: Stavba elektrických strojů. SNTL, Praha, 1988.
2. HANSELMAN, D. C.: Brushless Permanent Magnet Motor Design. Mcgraw-Hill, USA, 1994. ISBN 978-0070260252.
3. BIANCHI, N.: Electrical Machine Analysis Using Finite Elements. CRC Press, Boca Raton, USA, 2005. ISBN 978-0849333996.
4. REECE, A. B. J., PRESTON, T. W.: Finite Element Method in Electrical Power Engineering. Oxford University Press, Velká Británie, 2000. ISBN 978-0-19-856504-8.

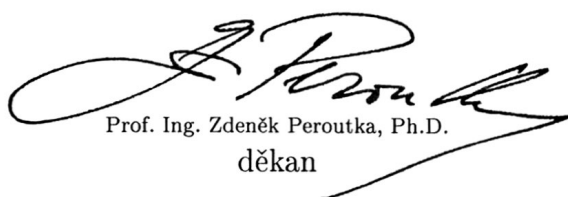
Vedoucí diplomové práce:

Doc. Ing. Karel Hruška, Ph.D.

Katedra elektromechaniky a výkonové elektroniky

Datum zadání diplomové práce: 5. října 2018

Termín odevzdání diplomové práce: 30. května 2019

  
Prof. Ing. Zdeněk Peroutka, Ph.D.  
děkan



  
Prof. Ing. Václav Kůs, CSc.  
vedoucí katedry

V Plzni dne 5. října 2018

# Abstrakt

Hlavní cíl této diplomové práce je elektromagnetický návrh synchronního reluktančního stroje s asistencí permanentních magnetů (PMASR), který má sloužit jako pohonná jednotka moderních elektromobilů. Úvodní část seznamuje čtenáře s problematikou principu činnosti PMASR. Elektromagnetický návrh je proveden nejprve analyticky a poté je funkčnost navrhovaného PMASR motoru ověřena metodou konečných prvků v programu Maxwell2D.

## Klíčová slova

permanentní magnet, PMASR, SRM, Ansys Electronics, Maxwell, RMXprt, elektromagnetický návrh



# Abstract

Kopačka, Jan . *The Design of Permanent Magnet Assisted Synchronous Reluctance Machine* [Návrh synchronního reluktančního motoru s permanentními magnety]. Pilsen, 2019. Master thesis (in Czech). University of West Bohemia. Faculty of Electrical Engineering. Department of Electromechanics and Power Electronics. Supervisor: Doc. Ing. Karel Hruška, Ph.D.

---

The main objective of this thesis is focused on electromagnetic design of permanent magnet assisted synchronous reluctance machine (PMASR). The introductory part introduces the reader to the problematic PMASR function. The electromagnetic design is solved analytically, and then the functional performance of the PMASR is verified by the finite element method in the Maxwell2D software.

## Keywords

permanent magnet, PMASR, SRM, Ansys Electronics, Maxwell, RMxpert, electromagnetic design

## Prohlášení

Předkládám tímto k posouzení a obhajobě diplomovou práci zpracovanou na závěr studia na Fakultě elektrotechnické Západočeské univerzity v Plzni.

Prohlašuji, že jsem svou závěrečnou práci vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce. Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této závěrečné práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujícího autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 270 trestního zákona č. 40/2009 Sb.

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

V Plzni dne 29. května 2019

Bc. Jan Kopačka

.....

Podpis

## Poděkování

Tímto bych rád poděkoval vedoucímu diplomové práce Ing. Karlovi Hruškovi Ph.D. za jeho přístup, metodické pokyny a cenné profesionální rady, které vedly k vypracování této diplomové práce.

# Obsah

<b>Seznam použitých symbolů a zkratek</b>	<b>vii</b>
<b>Úvod</b>	<b>1</b>
<b>1 Synchronní reluktanční motor s asistencí PM</b>	<b>2</b>
1.1 Princip funkce . . . . .	2
1.2 Moment SRM . . . . .	3
1.3 Rotor SRM . . . . .	4
1.4 PMASR . . . . .	5
1.5 Matematický popis PMASR . . . . .	5
<b>2 Návrh motoru</b>	<b>8</b>
2.1 Postup výpočtu . . . . .	8
2.2 Zadané parametry stroje . . . . .	9
2.3 Výpočet základních parametrů . . . . .	9
2.3.1 Návrh vinutí statoru . . . . .	10
2.3.2 Výpočet činitele vinutí . . . . .	12
2.3.3 Goergesův obrazec . . . . .	13
2.3.4 Dopočet základních parametrů . . . . .	13
2.4 Návrh drážky a výpočet magnetických toků strojem . . . . .	15
2.4.1 Výpočet $j_{ha}$ a zubu. . . . .	15
2.4.2 Výpočet drážky - Stator . . . . .	16
2.4.3 Shrnutí parametrů drážky . . . . .	18
2.5 Návrh rotoru . . . . .	19
2.5.1 Dimenzování permanentních magnetů, výpočet magnetického obvodu . . . . .	19
2.5.2 Tvar a velikost vzduchových bariér . . . . .	23
2.5.3 Shrnutí parametrů rotoru . . . . .	24
2.6 Výpočet parametrů náhradního schématu . . . . .	24
2.6.1 Odporu statorového vinutí . . . . .	24
2.6.2 Magnetizační indukčnost . . . . .	25
2.6.3 Rozptylová indukčnost . . . . .	26
2.6.4 Synchronní reaktance . . . . .	27
2.7 Výpočet ztrát . . . . .	28

2.7.1	Ztráty v železe . . . . .	28
2.7.2	Mechanické ztráty . . . . .	30
2.7.3	Celkové ztráty . . . . .	30
2.8	Výpočet zátěžného úhlu , účinnosti a účinníku . . . . .	31
2.8.1	Účinnost . . . . .	31
2.8.2	Zátěžný úhel, moment a účinník . . . . .	31
2.8.3	Charakteristiky . . . . .	34
2.9	Shrnutí výsledků . . . . .	36
<b>3</b>	<b>Analýza návrhu motoru metodou konečných prvků</b>	<b>38</b>
3.1	Postup návrhu simulace . . . . .	38
3.2	Výsledky simulace . . . . .	39
3.2.1	Indukčnosti . . . . .	40
3.2.2	Indukované napětí . . . . .	41
3.2.3	Proudy, moment a magnetická indukce ve vzduchové mezeře . . . . .	42
3.2.4	Účinník . . . . .	48
3.2.5	Rozložení magnetického pole stroje . . . . .	49
<b>4</b>	<b>Závěr</b>	<b>52</b>
	<b>Seznam použité literatury</b>	<b>53</b>
	<b>Seznam obrázků</b>	<b>55</b>
	<b>Seznam tabulek</b>	<b>57</b>
	<b>Přílohy</b>	<b>A</b>
	Pilové schéma . . . . .	A
	Hard Ferrite 8/22-1 . . . . .	B
	Hard Ferrite 8/22-2 . . . . .	C
	M330-50A . . . . .	D
	Výkres statorové drážky . . . . .	E
	Výkres statoru a rotor . . . . .	F
	Fázorový diagram pracovní bod B . . . . .	G

# Seznam použitých symbolů a zkratek

$A$	Obvodová proudová hustota	$[A/m]$
$A_{skut}$	Skutečná obvodová proudová hustota	$[A/m]$
$a$	Počet paralelních větví	$[-]$
$B$	Magnetická indukce	$[T]$
$B_{\delta}$	Magnetická indukce ve vzduchové mezeře	$[T]$
$B_{j1}$	Magnetická indukce ve jhu statoru	$[T]$
$B_{j2}$	Magnetická indukce ve jhu rotoru	$[T]$
$B_{PM}$	Magnetická indukce permanentního magnetu	$[T]$
$B_Z$	Magnetická indukce v zubu statoru	$[T]$
$b_C$	Střední šířka cívky	$[m]$
$b_M$	Šířka permanentního magnetu	$[m]$
$b_{PL}$	Tloušťka plechového svazku	$[m]$
$b_z$	Šířka zubu statoru	$[m]$
$C$	Essonův činitel	$[VA/m^3ot]$
$C_{skut}$	Skutečná hodnota Essonova činitele	$[VA/m^3ot]$
$\cos \varphi$	Účinitel	$[-]$
$D_1$	Vnitřní průměr statoru	$[m]$
$D_2$	Vnější průměr rotoru	$[m]$
$D_e$	Vnější průměr statoru	$[m]$
$D_v$	Průměr dílčího vodiče	$[mm]$
$f$	Frekvence	$[Hz]$
$H$	Intenzita magnetického pole	$[A/m]$
$H_C$	Koercitivní intenzita magnetického pole	$[A/m]$
$H_{j1}$	Intenzita magnetického pole jha statoru	$[A/m]$
$H_{j2}$	Intenzita magnetického pole jha rotoru	$[A/m]$
$H_{PM}$	Intenzita magnetického pole magnetu	$[A/m]$
$H_d$	Intenzita magnetického pole ve vzduchové mezeře	$[A/m]$
$h_d$	Výška statorové drážky	$[m]$
$h_{j1}$	Výška jha statoru	$[m]$
$h_{j2}$	Výška jha rotoru	$[m]$
$h_{m1}$	Výška magnetu	$[m]$
$h_z$	Výška statorového zubu	$[m]$
$I_a, I_b, I_c$	Hodnota proudu v jednotlivých fázích	$[A]$
$I_C$	Proud procházející jednou cívkou	$[A]$
$I_d$	Proud procházející drážkou	$[A]$

$I_f$	Jmenovitá hodnota fázového proudu	[A]
$J$	Proudová hustota ve vodiči	[A/mm <sup>2</sup> ]
$J_{skut}$	Skutečná proudová hustota	[A/mm <sup>2</sup> ]
$k_C$	Carterův činitel	[-]
$k_d$	Činitel plnění drážky	[-]
$k_E$	Činitel elektromotorické síly	[-]
$k_{Fe}$	Činitel plnění železa	[-]
$k_m$	Činitel mechanických ztrát	[-]
$k_{r1}$	Činitel rozlohy	[-]
$k_{tz}$	Činitel zvýšení ztrát vlivem technologie zpracování plechů	[-]
$k_v$	Činitel pro danou harmonickou	[-]
$k_{y1}$	Činitel kroku	[-]
$k_\beta$	Činitel pro určení rozptylů	[-]
$k_\sigma$	Činitel rozptylu	[-]
$L_{a\sigma}$	Rozptylová indukčnost	[H]
$L_{dif}$	Diferenční indukčnost	[H]
$L_m$	Magnetizační indukčnost	[H]
$l$	Délka stroje	[m]
$l_C$	Střední délka cívky	[m]
$l_d$	Délka drážky	[m]
$l_e$	Efektivní délka stroje	[m]
$l_{SKUT}$	Skutečná efektivní délka stroje	[m]
$l_{j1}$	Délka střední siločáry jha statoru	[m]
$l_{j2}$	Délka střední siločáry jha rotoru	[m]
$l_M$	Délka magnetu	[m]
$l_V$	Déla vyložení čel	[m]
$M_n$	Jmenovitý točivý moment	[Nm]
$m$	Počet fází	[-]
$m'$	Matematický počet fází	[-]
$m_j$	Hmotnost statorového jha	[kg]
$m_z$	Hmotnost statorových zubů	[kg]
$N_s$	Počet závitů v sérii	[-]
$N_c$	Počet závitů cívky	[-]
$N_i$	Počet cívkových stran se stejným úhlem odklonu	[-]
$N_p$	Počet dílčích vodičů	[-]
$N_{pskut}$	Skutečný počet dílčích vodičů	[-]
$n$	Jmenovité otáčky stroje	[ot/min]
$n_d$	Počet vodičů v drážce	[-]
$n_{pl}$	Počet plechů statorového svazku	[-]
$O_d$	Obvod drážky	[m]

$O_C$	Obvod čel	[m]
$P_n$	Jmenovitý výkon stroje	[W]
$p$	Počet pólpárů	[-]
$p_i$	Izolace vodiče	[mm]
$Q$	Počet drážek statoru	[-]
$Q_p$	Počet drážek na pól	[-]
$Q_f$	Počet drážek na pól a fázi	[-]
$R_{Cun}$	Odpor vinutí při pracovní teplotě	[W]
$r_a$	Poměrná hodnota odporu vinutí	[p.u.]
$S_C$	Plocha cívky v drážce	[mm <sup>2</sup> ]
$S_d$	Plocha drážky	[mm <sup>2</sup> ]
$S_i$	Vnitřní elektromagnetický výkon	[VA]
$S_n$	Jmenovitý zdánlivý výkon	[VA]
$S_v$	Optimální plocha vodiče	[mm <sup>2</sup> ]
$S_{vskut}$	Skutečná optimální plocha vodiče	[mm <sup>2</sup> ]
$S_{1V}$	Průřez jednoho vodiče	[mm <sup>2</sup> ]
$t_d$	Drážková rozteč	[m]
$t_p$	Pólová rozteč statoru	[m]
$U_{DC}$	Jmenovité napětí baterií	[V]
$U_f$	Fázové napětí	[V]
$U_i$	Indukované napětí	[V]
$U_m$	Magnetické napětí	[V]
$U_S$	Sdružené napětí	[V]
$v_2$	Obvodová rychlost rotoru	[m/s]
$X_{a\sigma}$	Rozptylová reaktance	[W]
$X_{ad}$	Podélná reaktance	[W]
$X_d$	Synchronní reaktance	[W]
$x_d$	Poměrná hodnota synchronní reaktance	[p.u.]
$y_{1d}$	Krok vinutí v počtu drážek	[-]
$y_1$	Přední cívkový krok	[-]
$y_2$	Zadní cívkový krok	[-]
$Z_n$	Jmenovitá impedance	[W]
$\alpha_\delta$	Činitel pólového krytí	[-]
$\alpha_M$	Činitel mechanického pólového krytí	[-]
$\beta$	Činitel zkrácení kroku	[-]
$\gamma_{Cu}$	Měrná elektrická vodivost mědi	[S/m]
$\Delta P$	Celkové ztráty	[W]



$\Delta P_{Fe}$	Celkové ztráty v železe	[W]
$\Delta P_j$	Ztráty v železe ve jhu	[W]
$\Delta P_z$	Ztráty v železe v zubech	[W]
$\Delta P_{jc}$	Jouleovy ztráty v čelech statoru	[W]
$\Delta P_{mech}$	Mechanické ztráty	[W]
$\Delta P_{PM}$	Ztráty v permanentních magnetech	[W]
$\Delta U_{j1}$	Úbytek magnetického napětí statorového jha	[A]
$\Delta U_{j2}$	Úbytek magnetického napětí rotorového jha	[A]
$\Delta U_m$	Úbytek magnetického napětí	[A]
$\Delta U_z$	Úbytek magnetického napětí statorového zubu	[A]
$\Delta U_d$	Úbytek magnetického napětí ve vzduchové mezeře	[A]
$\Delta p_p$	Ztrátové číslo plechů	[W/kg]
$\delta$	Velikost vzduchové mezery	[m]
$\delta^i$	Vzduchová mezera zvětšená o Carterův činitel	[mm]
$\delta_{ef}$	Efektivní velikost vzduchové mezery	[mm]
$\eta$	Účinnost	[–; %]
$\lambda_c$	Činitel magnetické vodivosti rozptylu čel	[–]
$\lambda_d$	Činitel magnetické vodivosti drážkového rozptylu	[–]
$\mu_r$	Relativní permeabilita	[–]
$\mu_0$	Permeabilita vakua	[H/m]
$\chi_{Cu}$	Rezistivita mědi	[W/m]
$\rho_{Fe}$	Hustota železa	[kg/m <sup>3</sup> ]
$\tau_{dif}$	Činitel diferenčního rozptylu	[–; %]
$\Phi_H$	Hlavní magnetický tok	[Wb]
$\Phi_{j1}$	Magnetický tok jhem statoru	[Wb]
$\Phi_{j2}$	Magnetický tok jhem rotoru	[Wb]
$\Phi_S$	Statorový magnetický tok	[Wb]
$\Phi_z$	Magnetický tok zubem statoru	[Wb]
$2p$	Počet pólů	[–]
$2_u$	Počet vrstev vinutí v drážce	[–]
$b_1$	Rozměry drážky	[mm]
$b_2$	Rozměry drážky	[mm]
$b_0$	Rozměry drážky	[mm]
$h_1$	Rozměry drážky	[mm]
$h_2$	Rozměry drážky	[mm]
$h_0$	Rozměry drážky	[mm]

# Úvod

Vývoj v oblasti elektromobilů je jedno z nejaktuálnějších témat současnosti. Elektromobilita je jedno z možných řešení stále více rostoucího tlaku na snižování emisí u automobilů. Nejpoužívanější pohonné jednotky pro elektromobily jsou v současné době synchronní motory s permanentními magnety (PMSM) využívající magnety na bázi vzácných zemin, cena těchto magnetů poslední roky stále roste, a proto je snaha nalézt náhradní řešení za tyto motory. Cílem této práce je návrh synchronního reluktančního motoru s asistencí permanentních magnetů (PMASR), kde na místo drahých permanentních magnetů (například NdFeB), lze použít levnější feritové magnety při zachování stejných či lepších vlastností motoru.

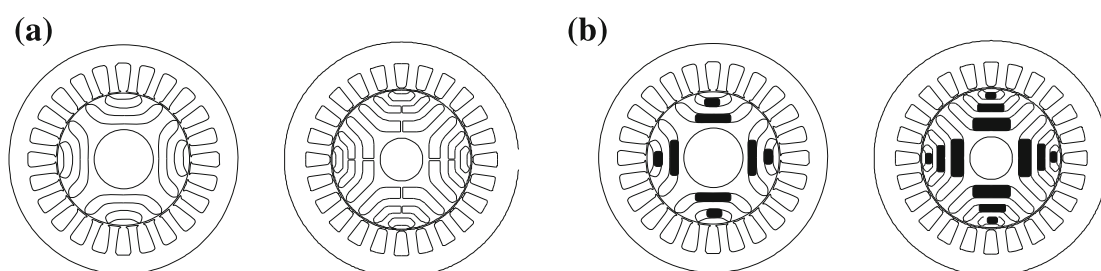
V teoretické části práce je vysvětlen princip běžného synchronního reluktančního stroje, dále je zde také popsán princip funkce PMASR, zde je nutné zdůraznit, že popisovaný princip uvažuje orientaci magnetu ve směru magnetického toku statoru, tedy magnety podporují hlavní magnetický tok. V této práci je uvažována orientace kolmo na axiální osu stroje, tedy magnetický tok těchto permanentních magnetů působí proti magnetickému toku statoru.

Analytický návrh stroje je proveden pro dvě hodnoty jmenovitých otáček  $n_a = 1500 \text{ ot/min}$  a  $n_a = 6000 \text{ ot/min}$ . Při výběru jmenovitých otáček bylo uvažováno připojení motoru k nápravě automobilu pomocí mechanické převodovky. Při otáčkách  $n_a = 1500 \text{ ot/min}$  by mělo být chování stroje převážně reluktanční, v druhém pracovním bodě, tedy při otáčkách  $n_b = 6000 \text{ ot/min}$  by měl být charakter motoru převážně jako PMSM. Cílem tohoto návrhu není navrhnout konstrukčně dokonalý stroj, ale pouze ověřit princip funkčnosti PMASR pro dvě jmenovité hodnoty otáček s axiální orientací magnetů. Elektromagnetický návrh tohoto motoru není dosud v běžně dostupné literatuře řešen, jedná se tedy částečně o experiment.

Výsledky analytického výpočtu a funkčnost motoru PMASR jsou ověřeny metodou konečných prvků v programu Maxwell 2D od firmy Ansys, Inc.

# 1 Synchronní reluktanční motor s asistencí PM

Synchronní reluktanční motor (SRM) byl objeven již na začátku dvacátého století, ale teprve v posledních letech je stále více a více atraktivní. Je to díky své robustnosti, vysoké schopnosti přetížení a nízké ceně. SRM se stává dobrým konkurentem v aplikacích vyžadujících vysoký výkon, dobré dynamické vlastnosti a vysokou hustotu točivého momentu.[1]

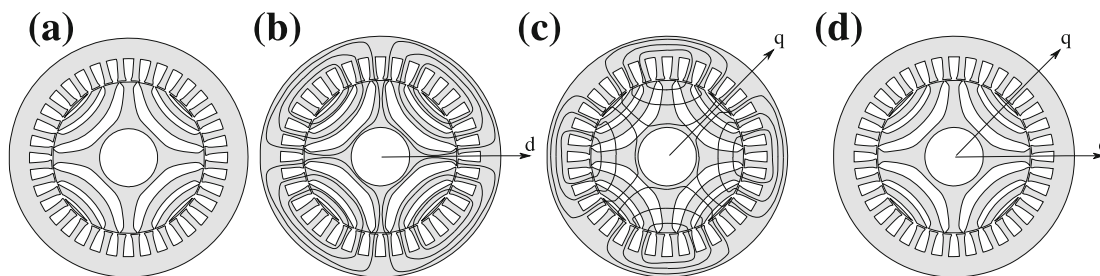


Obrázek 1.1: Čtyřpólový reluktanční motor a) SRM b) PMASR [1]

Obrázek 1.1a ukazuje klasickou variantu čtyřpólového reluktančního motoru s dvěma a třemi bariérami. V každé bariéře rotoru může být uložen permanentní magnet (PM) obr. 1.1c. Tato konfigurace se nazývá synchronní reluktanční motor s asistencí permanentních magnetů (PMASR). Cílem použití PM je především snaha o zvýšení momentu motoru a účinníku. [1]

## 1.1 Princip funkce

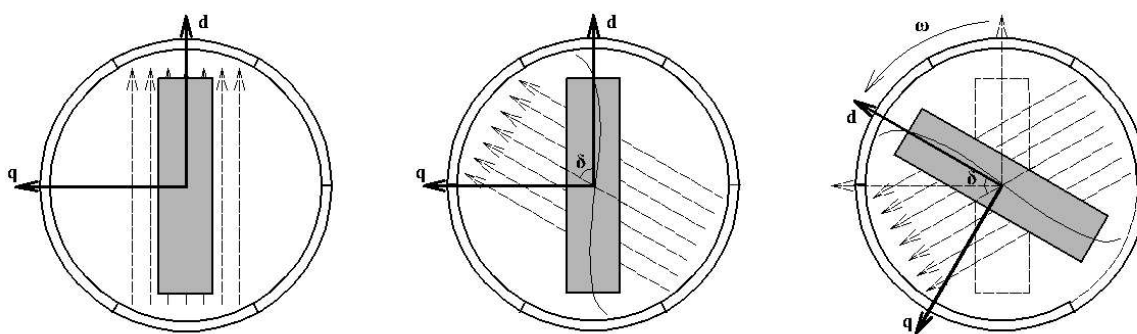
Princip činnosti synchronního reluktančního motoru spočívá v rozdílné magnetické vodivosti v **d-q** osách rotoru. Rotor obsahuje dvě rozdílné cesty pro hlavní magnetický tok obrázek 1.2a. Osa **d** se vyznačuje vysokou magnetickou vodivostí (vysoká permeabilita), tedy tok se uzavírá přes železo rotoru paralelně k bariérám (obrázek 1.2b). Naopak osa **q** se vyznačuje maximálním magnetickým odporem (nízká permeabilita). V ose **q** tok prochází přes vzduchové bariéry (obrázek 1.2c). Stator stroje je totožný s asynchronním či klasickým synchronním strojem. Rotor se otáčí synchronně s polem statoru, natáčí se po směru elektromagnetického pole tak, aby osa **d** byla ve směru pole statoru. [1]



**Obrázek 1.2:** Náčrt synchronního reluktančního motoru a) geometrie, b) d-osa tok, c) q-osa tok, d) osy d-q [1]

## 1.2 Moment SRM

Vznik momentu reluktančního motoru lze vysvětlit pomocí obrázku 1.3

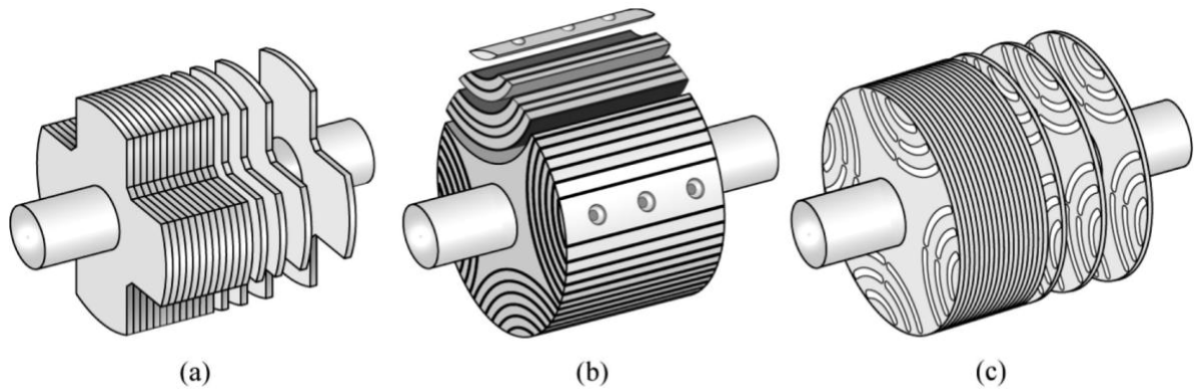


**Obrázek 1.3:** Princip funkce synchronního reluktančního motoru [1]

První poloha na obrázku 1.3 popisuje stojaté magnetické pole statoru, kdy je úhel mezi osou  $d$  a magnetickým polem statoru roven nule. V této poloze je magnetický odpor minimální. Druhá poloha na obrázku popisuje točivé magnetické pole. V tomto případě se rotor snaží zachovat minimální magnetický odpor. Jinak řečeno, magnetické pole vybuzené statorovým vinutím se snaží natočit rotor tak, aby se minimalizoval magnetický odpor, který musí magnetický tok překonávat. Velikost momentu je závislá na velikosti úhlu  $\delta$  a na statorovém proudu.[1]

### 1.3 Rotor SRM

V současné době existují 3 hlavní typy rotorů synchronních reluktančních strojů. Konstrukce rotoru pro synchronní reluktanční stroj s asistencí permanentních magnetů je totožná. Na obrázku 1.4 jsou znázorněny všechny 3 geometrie. V tomto případě bude věnována pozornost axiálně skládanému rotoru obr. 1.4c. Tento typ rotoru je nejpoužívanější a bude použit i v této práci.



**Obrázek 1.4:** Možné typy rotorů RSM **a)** vyniklé póly, **b)** radiálně skládaný rotor **c)** axiálně skládaný rotor [1]

Axiálně skládaný rotor je složen z plechů podobně jako rotor asynchronních motorů. Magnetické bariéry vyražené do rotorových plechů obsahují můstky, které jsou nezbytné pro mechanickou pevnost rotoru.[2]

Vlastnosti motoru jsou závislé na poměru synchronních indukčností v podélném a příčném směru. Tento poměr se značí  $\xi$  čím je tento poměr větší, tím jsou vlastnosti stroje lepší. [2]

$$\xi = \frac{L_d}{L_q} \quad (1.1)$$

Cílem při návrhu rotoru je dosáhnout co nejvyšší  $L_d$ , tedy magnetická vodivost v ose **d** musí být co největší a naopak v ose **q** je snaha o co nejnižší  $L_q$ , což se zajistí vytvořením vzduchových bariér.[2]

Určení počtu bariér má spojitost s počtem statorových drážek. Dosavadní studie ukazují, že počet statorových drážek by měl respektovat následující vztah [3]:

$$n_s - n_r \neq 0, +2, -2; n_r > 6 \quad (1.2)$$

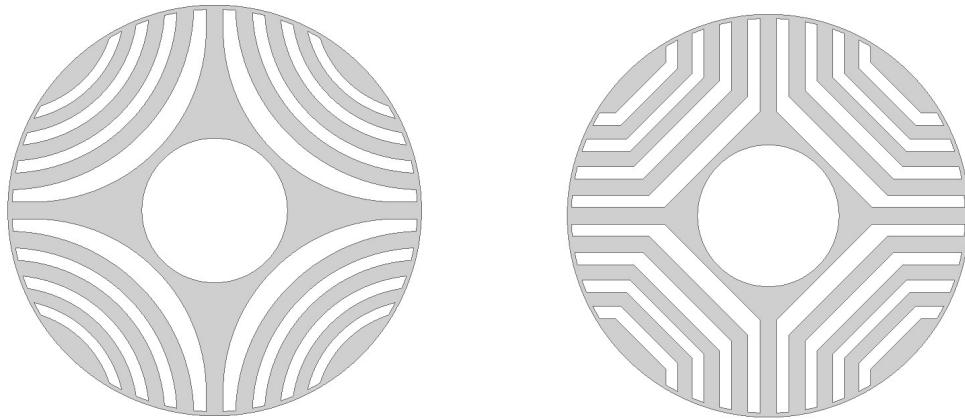
$$n_s - n_r = \pm 4 \quad (1.3)$$

kde:

–  $n_s$  statorové drážky

–  $n_r$  rotorové drážky

Optimalizace tvaru magnetických bariér je nejdůležitější část při návrhu SRM a má vliv na celou funkčnost motoru (průběh momentu). Pro výpočet tvaru a velikosti drážek neexistuje žádný empirický vztah. Ve většině případech se vychází z tvaru bariér dle obrázku 1.5. Podrobněji se geometrií bariér zabývají články, které se věnují tématice optimalizace tvaru bariér pro SRM. [4],[2].



**Obrázek 1.5:** Příklady výchozích rotorů pro optimalizaci bariér [2]

## 1.4 PMASR

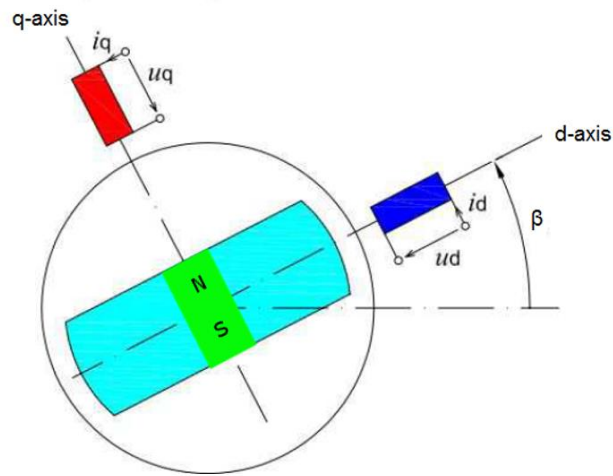
Synchronní reluktanční motory s asistencí permanentních magnetů se stávají v dnešní době čím dále tím více populární z důvodu příchodu elektromobility, kde jsou kladené vysoké nároky na účinnost stroje a především na cenu.

Při konstrukci PMASR se zejména používají levnější feritové magnety které jsou výrazně levnější než například magnety na bázi vzácných zemin NdFeB. PMASR využívají nižší koercitivitu feritových magnetů ve svůj prospěch. Jelikož jsou umístěny ve vzduchových bariérách a jejich výška je podmíněna výškou bariér. Při porovnání hmotnosti použitých magnetu u motorů s permanentními magnety na povrchu rotoru je zde počet magnetů znatelně nižší, při zachování podobných či lepších vlastností. [5]

## 1.5 Matematický popis PMASR

V této části bude sestaven matematický model v **d-q** transformaci pro PMASR, který bude porovnán s matematickým modelem klasického SRM. Matematický model vychází z modelu synchronního stroje s vniklými póly.

Pro popis bude použit zjednodušený model PMASR obrázek 1.6. Zelená plocha uvnitř rotující části představuje permanentní magnet umístěn ve vzduchové bariéře.



**Obrázek 1.6:** PMASR v rotorových souřadnicích [5]

Rovnice pro statorové napětí a proud v **d-q** soustavě:

$$u_s = \sqrt{u_d^2 + u_q^2} \quad (1.4)$$

$$i_s = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} \quad (1.5)$$

kde napětí v ose d a q lze vyjádřit:

$$u_d = R_d \cdot i_d + \frac{d\psi_d}{dt} - \omega \cdot \psi_q \quad (1.6)$$

$$u_q = R_q \cdot i_q + \frac{d\psi_q}{dt} + \omega \cdot \psi_d \quad (1.7)$$

v tomto případě se v rovnicích 1.6 a 1.7 počítá s elektrickou  $\omega$ , kterou lze vypočítat z mechanické  $\omega_m$  přenásobením počtem pólů:

$$\omega = p \cdot \omega_m \quad (1.8)$$

Spřažený magnetický tok v ose **d** a **q**[5]:

$$\psi_d = L_d \cdot i_d \quad (1.9)$$

$$\psi_q = L_q \cdot i_q - \psi_{PM} \quad (1.10)$$

v této rovnici 1.10 je hlavní rozdíl v matematickém modelu proti klasickému SRM.

Momentová rovnice popsaná v literatuře [6] je dělena na pravou a levou stranu, kde levá strana prezentuje moment vytvořen motorem a pravá strana představuje zrychlení a momentové

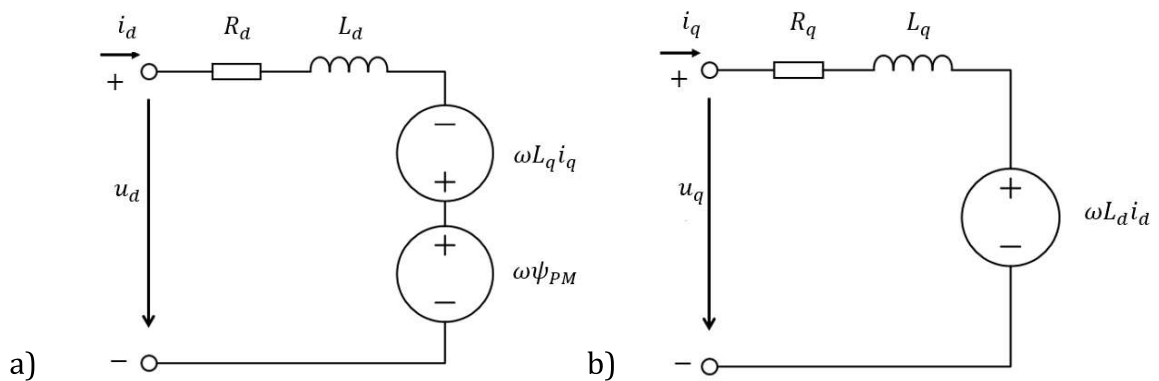
zatížení. Vztah momentu pro **d-q** soustavu:

$$\frac{3}{2} \cdot p \cdot (\psi_d \cdot i_d - \psi_q \cdot i_q) = \frac{J}{p} \cdot \frac{d\omega}{dt} + M_{mech} \quad (1.11)$$

dosazením rovnic 1.9 a 1.10 do momentové rovnice se získá vztah:

$$\frac{3}{2} \cdot p \cdot (\psi_{PM} \cdot i_d + (L_d - L_q) \cdot i_d \cdot i_q) = \frac{J}{p} \cdot \frac{d\omega}{dt} + M_{mech} \quad (1.12)$$

Matematickým rozбором tohoto vztahu 1.12 lze dokázat, že magnetický tok permanentního magnetu zvětšuje celkový moment PMASR stroje.



**Obrázek 1.7:** Náhradní schéma PMASR v souřadnicích **d-q** [5]

Použitím výše uvedených vztahů se získají rovnice popisující náhradní schéma 1.7:

$$u_d = R_d \cdot i_d + \frac{d\psi_d}{dt} - \omega \cdot L_q \cdot i_q + \omega\psi_{PM} \quad (1.13)$$

$$u_q = R_q \cdot i_q + \frac{d\psi_q}{dt} + \omega \cdot L_d \cdot i_d \quad (1.14)$$

Použití permanentních magnetů neovlivňuje princip klasického synchronního reluktančního motoru. Protože permanentní magnety mají relativní permeabilitu téměř shodnou s relativní permeabilitou vzduchu, tedy neovlivňují velikost indukčností. Z výše uvedené rovnice 1.12 plyne, že PM tvoří novou část momentu. Magnety vytvořený tok působí proti hlavnímu statorovému toku, čímž vytváří vyšší točivý moment v porovnání s běžným SRM. [5]



## 2 Návrh motoru

Tato kapitola se bude zabývat analytickým návrhem synchronního reluktančního motoru s permanentními magnety (PMASR). Elektromagnetický návrh tohoto motoru není dosud v běžné dostupné literatuře řešen, proto se jedná částečně o experiment. Výsledky z analytického výpočtu budou následně zkontrolovány pomocí metody konečných prvků.

Jedná se o motor, který má sloužit jako pohonná jednotka pro elektromobil. Napájecí napětí motoru je předpokládáno  $U_s = 270 V$ , které bude zajištěno měničem. Zdroj energie bude zajištěn baterií o napětí  $U_{dc} = 360 V$ .

Motor bude navrhnout na dva pracovní stavy, v prvním stavu by se měl motor chovat zejména jako reluktanční a v druhém stavu jako motor s permanentními magnety. Reluktanční stav se dále bude označovat jako stav **A** a stav chování motoru jako s permanentními magnety se bude označovat jako stav **B**.

Koncepčně je zamýšleno, aby motor při městských rychlostech ( $30 km/h$ ) byl ve stavu **A**, v tomto stavu by měl mít motor jmenovité otáčky  $n = 1500 ot/min$  a magnetickou indukci ve vzduchové mezeře  $B_\delta = 0,8 T$ . Stav **B** je uvažován pro jízdu po dálnici ( $130 Km/h$ ), v tomto stavu bude motor navrhnout na jmenovité otáčky  $n = 6000 ot/min$  a magnetickou indukci ve vzduchové mezeře  $B_\delta = 0,2 T$ . Moment motoru bude přenášen na nápravu automobilu pomocí mechanické převodovky.

### 2.1 Postup výpočtu

Protože je motor navrhován na dva pracovní body, tak postup výpočtu bude komplikovanější. Hlavní rozměry stroje budou navrhnutы pro stav **A**, jelikož v tomto stavu uvažujeme magnetickou indukci ve vzduchové mezeře  $B_\delta = 0,8 T$ , tak musí být magnetický obvod dostatečně nadimenzován. Některé výpočty budou provedeny pro oba pracovní stavy, během výpočtu budou tyto veličiny zdůrazněny a řádně označeny.

## 2.2 Zadané parametry stroje

Jmenovité vstupní parametry byly po konzultaci s vedoucím práce mírně upraveny viz tabulka 2.1.

Jmenovitý výkon	$P_n$	70	kW
Jmenovité napětí baterií	$U_{DC}$	360	V
Sdružené napětí	$U_s$	270	V
Jmenovité otáčky A	$n$	1500	ot/min
Jmenovité otáčky B	$n$	6000	ot/min
Frekvence A	$f$	75	Hz
Frekvence B	$f$	300	Hz
Počet fází	$m$	3	-

**Tabulka 2.1:** Zadané parametry stroje

## 2.3 Výpočet základních parametrů

Na začátku výpočtu se nejprve zvolí předpokládané hodnoty účinnosti  $\eta$ , účinníku  $\cos \varphi$  a koeficient udávající poměr indukovaného napětí ku fázovému napětí  $k_E$ . Velikosti těchto veličin byly zvoleny na základě konzultace s vedoucím práce. Jejich velikosti jsou:  $\eta = 0,85$ ,  $\cos \varphi = 0,92$  a  $k_E = 0,92$ .

Zdánlivý výkon:

$$S_n = \frac{P}{\cos \varphi \cdot \eta} = \frac{70000}{0,85 \cdot 0,92} = 89514 \quad VA \quad (2.1)$$

Počet pólpárů:

$$p = \frac{60 \cdot f}{n} = \frac{60 \cdot 75}{1500} = 3 \quad - \quad (2.2)$$

Počet pólů:

$$2p = 6 \quad - \quad (2.3)$$

Fázové napětí:

$$U_f = \frac{U_s}{\sqrt{3}} = \frac{270}{\sqrt{3}} = 155,88 \quad V \quad (2.4)$$

Velikost fázového proudu:

$$I_f = \frac{S}{U_s \cdot \sqrt{3}} = \frac{89514}{270 \cdot \sqrt{3}} = 191,41 \quad A \quad (2.5)$$

Jelikož se jedná o návrh stroje pro elektromobil, tak jsou rozměry rotoru omezeny tak, aby bylo možné použití v menších prostorech. Proto byl na základě konzultace s vedoucím práce zvolen vnitřní průměr statoru následovně. Velikost průměru induktu ve vzduchové mezeře:

$$D_1 = 0,2 \quad m \quad (2.6)$$

Pólová rozteč:

$$t_p = \frac{\pi \cdot D_1}{2p} = \frac{\pi \cdot 0,2}{6} = 104,72 \quad mm \quad (2.7)$$

Výpočet vnitřního elektromagnetického výkonu:

$$S_i = S_n \cdot k_E = 89514 \cdot 0,92 = 82352,94 \quad VA \quad (2.8)$$

- $k_E$  - koeficient udávající poměr indukovaného napětí ku fázovému napětí, zvolen na základě zkušeností vedoucího práce.

### 2.3.1 Návrh vinutí statoru

Při návrhu vinutí elektrického stroje PMASR se nejprve musí určit druh vinutí, počet cívkových stran v drážce  $2u$  (počet vrstev vinutí), počet paralelních větví  $2a$  a počet drážek na pól a fázi  $q$ . V tomto případě byly fiktivní parametry stejnosměrného vinutí k rozstřihání zvoleny takto:

Druh vinutí	smyčkové, nekřížené
Počet cívkových stran v drážce	$2u = 2$
Počet paralelních větví	$2a = 4$
Matematický počet fází	$m' = 6$
Počet drážek na pól a fázi:	$q = 3$

**Tabulka 2.2:** Parametry fiktivního stejnosměrného vinutí k rozstřihání

Počet drážek:

$$Q = 2p \cdot m \cdot q = 6 \cdot 3 \cdot 3 = 54 \quad (2.9)$$

Počet cívek:

$$K = Q \cdot u = 54 \cdot 1 = 54 \quad (2.10)$$

Pólová rozteč v počtu drážek:

$$t_{pd} = \frac{Q}{2p} = \frac{54}{6} = 9 \quad (2.11)$$

Cívkový krok:

$$y_{1d} = 8 \quad (2.12)$$

Přední cívkový krok:

$$y_1 = y_{1d} \cdot 2u + 1 = 8 \cdot 2 + 1 = 17 \quad (2.13)$$

Cívkový krok vinutí:

$$y = 2 \cdot y_k = 2 \cdot 1 = 2 \quad (2.14)$$

- $y_k$  - krok na komutátoru u střídavých vinutí je tato veličina pouze fiktivní a zpravidla se volí  $y_k = 1$

Zadaný cívkový krok:

$$y_2 = y - y_1 = 2 - 17 = -15 \quad (2.15)$$

Počet cívkových svazků:

$$S_c = m' \cdot a_s = 6 \cdot 3 = 18 \quad (2.16)$$

- $a_s$  - fiktivní veličina pro výchozí stejnosměrné vinutí, která je využita pouze pro návrh vinutí. Vychází ze vztahu  $a = k_y \cdot p$

Počet cívek ve svazku:

$$K_1 = \frac{K}{S_c} = \frac{54}{18} = 3 \quad (2.17)$$

### 2.3.2 Výpočet činitele vinutí

Činitel vinutí lze určit analyticky, anebo pomocí Tingleyho schématu. V případě analytického řešení je činitel vinutí součinem činitele rozlohy a činitele kroku,  $k_v = k_y \cdot k_r$ . Analytický postup:

Činitel zkrácení kroku:

$$\beta = \frac{y_{1d}}{Q_p} = \frac{8}{9} = 0,888 \quad (2.18)$$

Činitel kroku:

$$k_y = \sin \beta \cdot \frac{\pi}{2} = \sin 0,88 \cdot \frac{\pi}{2} = 0,984 \quad (2.19)$$

Činitel rozlohy:

$$k_r = \frac{\sin \frac{\pi}{2 \cdot m}}{q \cdot \sin \frac{\pi}{2 \cdot m \cdot q}} = \frac{\sin \frac{\pi}{2 \cdot 3}}{3 \cdot \sin \frac{\pi}{2 \cdot 3 \cdot 3}} = 0,959 \quad (2.20)$$

Činitel vinutí:

$$k_v = k_y \cdot k_r = 0,984 \cdot 0,959 = 0,9452 \quad (2.21)$$

Tychleyho schéma je tabulka, kde počet řádků je roven počtu pólů  $2p = 6$  a počet sloupců je udáván součinem  $m \cdot n = 3 \cdot 3$ . Veličina  $n$  pochází ze vztahu:  $q = \frac{n}{c} = \frac{3}{1}$ .

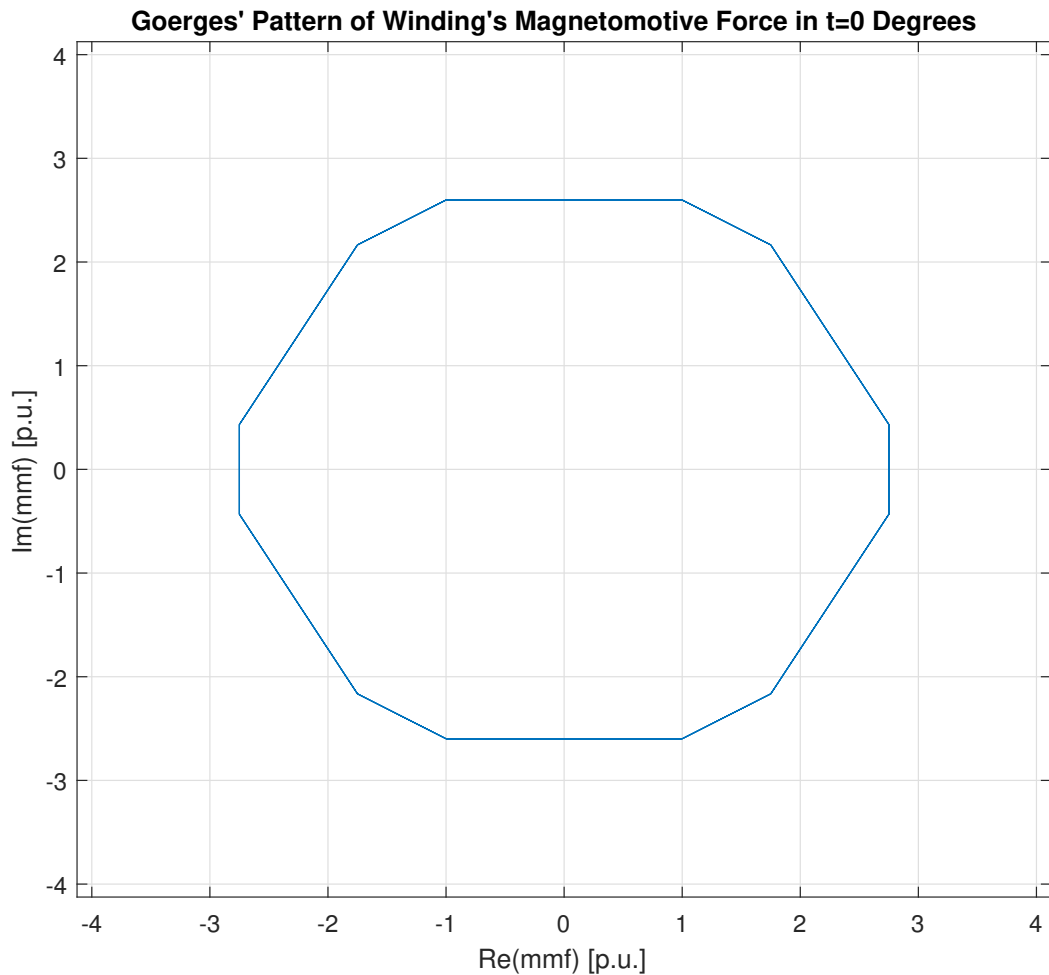
pól	fáze	A			C'			B		
		A'			C			B'		
1	+	1	3	5	7	9	11	13	15	17
		2	4	6	8	10	12	14	16	18
2	-	19	21	23	25	27	29	31	33	35
		20	22	24	26	28	30	32	34	36
3	+	37	39	41	43	45	47	49	51	53
		38	40	42	44	46	48	50	52	54
4	-	55	57	59	61	63	65	67	69	71
		56	58	60	62	64	66	68	70	72
5	+	73	75	77	79	81	83	85	87	89
		74	76	78	80	82	84	86	88	90
6	-	91	93	95	97	99	101	103	105	107
		92	94	96	98	100	102	104	106	108

Obrázek 2.1: Tingleyho schéma

Osy dvou sousedních drážek svírají elektrický úhel:

$$\alpha_{el} = \frac{180}{m \cdot n} = \frac{180}{3 \cdot 3} = 20^\circ \quad (2.22)$$

### 2.3.3 Goergesův obrazec



Obrázek 2.2: Goergesův obrazec

Görgesův obrazec 2.2 byl sestaven pomocí programu Matlab. Výpočetní skript byl poskytnut vedoucím práce. Z obrazce na základě postupu z [7] byl odečten činitel diferenčního rozptylu  $\tau_{dif} = 0,01149$

### 2.3.4 Dopočet základních parametrů

V této fázi výpočtu jsou již známy potřebné veličiny pro dopočtení zbývajících základních parametrů a můžeme dopočítat skutečnou velikost obvodové proudové hustoty  $A$ .

Proudu drážkou:

Výsledná velikost tohoto proudu je dočasná, jelikož se počítá z prozatímní proudovou hustotou  $A = 52450 \text{ A/m}$ .

$$I'_d = \frac{\pi \cdot D_1 \cdot A'}{Q} = \frac{\pi \cdot 0,2 \cdot 52450}{54} = 610,28 \text{ A} \quad (2.23)$$

Počet vodičů v drážce:

$$n_d = \frac{I_d}{\frac{I_f}{a}} = \frac{610,28}{\frac{191,41}{2}} \doteq 6 \quad (2.24)$$

Počet závitů cívky:

$$N_c = \frac{n_d}{2u} = \frac{6}{2} = 3 \quad (2.25)$$

Počet závitů v sérii:

$$N_s = \frac{2p \cdot q \cdot N_c}{a} = \frac{6 \cdot 3 \cdot 3}{2} = 27 \quad (2.26)$$

Nyní když je známá velikost  $N_s$ , tak se vypočte skutečná velikost proudové hustoty. Skutečné hodnoty obvodové proudové hustoty:

$$A = \frac{N_s \cdot 2 \cdot m \cdot I_f}{\pi \cdot D_1} = \frac{27 \cdot 2 \cdot 3 \cdot 191,41}{\pi \cdot 0,2} = 49352 \text{ A/m} \quad (2.27)$$

Essonův činitele:

Pro výpočet Essonova činitele je nutno předběžně zvolit velikost obvodové proudové hustoty  $A$  a velikost magnetické indukce ve vzduchové mezeře  $B'_{\delta_A}$ .

$$C = \frac{\pi^2}{60 \cdot \sqrt{2}} \cdot A \cdot B'_{\delta_A} \cdot k_{v1} = \frac{\pi^2}{60 \cdot \sqrt{2}} \cdot 49352 \cdot 0,8 \cdot 0,945 = 4340,68 \text{ VA/m}^3 \quad (2.28)$$

- $B'_{\delta_A}$  - Magnetická indukce ve vzduchové mezeře byla zvolena  $0,8 \text{ T}$ , dimenzování návrhu je třeba provést na přenesení magnetické indukce v provozním stavu **A**.

Předběžná délka stroje:

Výpočet délky statorového paketu vychází z výkonové rovnice, tato rovnice udává vztah mezi výkonem, otáčkami a základními rozměry stroje. Výsledná velikost paketu je zatím předběžná, nebere v úvahu skládání paketů z plechů.

$$l = \frac{S_i}{C \cdot D_1^2 \cdot n} = \frac{82352,94}{4340,68 \cdot 0,2^2 \cdot 1500} = 316,20 \text{ mm} \quad (2.29)$$

Počet plechů statorového svazku:

Statorový svazek je složen z plechů o tloušťce 0,5 mm, tedy musí být přepočtená délka stroje na počet plechů pro získání skutečné efektivní délky stroje.

$$n_{pl} = \frac{l}{0,5} = \frac{0,316}{0,0005} = 632 \quad (2.30)$$

Skutečná efektivní délka stroje respektující skládání statorového svazku z plechů:

$$l_e = n_{pl} \cdot 0,5 = 632 \cdot 0,5 = 316 \quad mm \quad (2.31)$$

Skutečný proud procházející drážkou:

$$I_d = \frac{\pi \cdot D_1 \cdot A}{Q} = \frac{\pi \cdot 0,2 \cdot 49352}{54} = 574,23 \quad A \quad (2.32)$$

## 2.4 Návrh drážky a výpočet magnetických toků strojem

### 2.4.1 Výpočet jha a zubu.

Pro výpočet velikosti zubu a jha statoru se zvolila předběžná magnetická indukce v zubu  $B_z$  a magnetická indukce v jhu  $B_j$ . V průběhu výpočtu budou tyto veličiny přepočteny úměrně ke skutečné velikosti jha a zubu.

$$- B'_z = 2 T$$

$$- B'_j = 1,5 T$$

Hlavní magnetický tok se vypočte pro oba pracovní stavy, protože při návrhu permanentních magnetů bude potřebné znát velikost toku pro  $B_{\delta_B} = 0,2 T$ :

$$\Phi_{HA} = \alpha_{\delta} \cdot B'_{\delta_A} \cdot t_p \cdot l_e = \frac{2}{\pi} \cdot 0,8 \cdot 0,104 \cdot 0,316 = 0,01685 \quad Wb \quad (2.33)$$

$$\Phi_{HB} = \alpha_{\delta} \cdot B_{\delta_B} \cdot t_p \cdot l_e = \frac{2}{\pi} \cdot 0,2 \cdot 0,104 \cdot 0,316 = 0,004213 \quad Wb \quad (2.34)$$

Magnetický tok jha statoru:

$$\Phi_{jA} = \frac{1}{2} \cdot \Phi_{HA} = 0,5 \cdot 0,01685 = 0,008426 \quad Wb \quad (2.35)$$



$$\Phi_{jB} = \frac{1}{2} \cdot \Phi_{HB} = 0,5 \cdot 0,004213 = 0,002106 \quad Wb \quad (2.36)$$

Amplituda magnetické indukce ve vzduchové mezeře:

$$B_{\delta A} = \frac{\Phi_{HA}}{\alpha_{\delta} \cdot t_p \cdot l_e} = \frac{0,01685}{0,636 \cdot 0,1047 \cdot 0,316} = 0,8 \quad T \quad (2.37)$$

Drážková rozteč:

$$t_d = \frac{\pi \cdot D_1}{Q} = \frac{\pi \cdot 0,2}{54} = 0,0115 \quad m \quad (2.38)$$

Šířka zubu statoru:

$$b_z = \frac{B_{\delta} \cdot t_d \cdot l_e}{B_z \cdot k_{Fe} \cdot l_e} = \frac{0,8 \cdot 0,0115 \cdot 0,316}{2 \cdot 0,97 \cdot 0,316} = 4,80 \quad mm \quad (2.39)$$

–  $k_{Fe}$  - činitel plnění železa 0,97 vyplývá z normy ČSN EN 10106.

Hodnota magnetické indukce pro zvolenou šířku zubu je:

$$B_z = \frac{B_{\delta A} \cdot t_d \cdot l_e}{b_z \cdot k_{Fe} \cdot l_e} = \frac{0,8 \cdot 0,0115 \cdot 0,316}{0,0048 \cdot 0,97 \cdot 0,316} = 1,989 \quad T \quad (2.40)$$

Výška jha statoru:

$$h_j = \frac{\Phi_{jA}}{B_j \cdot k_{Fe} \cdot l_e} = \frac{0,008426}{1,5 \cdot 0,97 \cdot 0,316} = 18,40 \quad mm \quad (2.41)$$

Hodnota magnetické indukce pro zvolenou výšku jha statoru je:

$$B_j = \frac{\Phi_{jA}}{h_j \cdot k_{Fe} \cdot l_e} = \frac{0,008426}{0,0184 \cdot 0,97 \cdot 0,316} = 1,494 \quad T \quad (2.42)$$

## 2.4.2 Výpočet drážky - Stator

Tvar drážky volíme polouzavřenou typu: **L**, uvažujeme obdélníkový tvar zubu.  
Parametr vodiče :

$$\begin{aligned} \text{Průměr vodiče} \quad D_v &= 1,6[mm] \\ \text{Izolace vodiče} \quad p_i &= 0,071[mm] \end{aligned}$$

**Tabulka 2.3:** Parametry vodiče

Pro návrh drážky se musí zvolit předběžná velikost proudové hustoty  $J = 10 \text{ A/mm}^2$ , tato hodnota bude v průběhu výpočtu přepočtena na skutečnou. Hodnota optimální plochy vodiče:

$$S_v = \frac{I_f}{a \cdot J} = \frac{191,41}{2 \cdot 10 \cdot 10^6} = 9,57 \cdot 10^{-6} \text{ m}^2 \quad (2.43)$$

Výpočet plochy jednoho vodiče:

$$S_{v1} = \pi \cdot \left( \frac{D_v}{2} \right)^2 = \pi \cdot \left( \frac{0,0016}{2} \right)^2 = 2,01 \cdot 10^{-6} \text{ m}^2 \quad (2.44)$$

Z výpočtu plochy jednoho vodiče se získá počet dílčích vodičů pro jeden vodič: Počet vodičů

$$n_p = \frac{S_v}{S_{v1}} = \frac{9,57 \cdot 10^{-6}}{2,01 \cdot 10^{-6}} = 4,76 \rightarrow 5 \quad (2.45)$$

Skutečná hodnota optimální plochy vodiče:

$$S_v = n_p \cdot S_{v1} = 5 \cdot 2,01 \cdot 10^{-6} = 1,053 \cdot 10^{-5} \text{ m}^2 \quad (2.46)$$

Skutečná hodnota proudové hustoty ve vodiči:

$$J = \frac{I_f}{a \cdot n_p \cdot S_{v1}} = \frac{203,37}{2 \cdot 5 \cdot 2,01 \cdot 10^{-6}} = 9520002,2 \text{ A/m}^2 \quad (2.47)$$

Plocha cívky:

$$\begin{aligned} S_c &= n_p \cdot N_c \cdot \pi \cdot \left( \frac{D_v + p_i}{2} \right)^2 \\ &= 5 \cdot 3 \cdot \pi \cdot \left( \frac{0,0016 + 0,000071}{2} \right)^2 = 3,28 \cdot 10^{-5} \text{ m}^2 \end{aligned} \quad (2.48)$$

Pro výpočet skutečné plochy drážky je třeba zvolit činitel plnění drážky  $k_d = 0,3$ . Činitel plnění drážky udává, jak je využit prostor drážky pro umístění vodičů. V tomto případě byl činitel plnění drážky převzat z diplomové práce zabývající se problematikou optimalizace drážek [8].

Předběžná plocha drážky:

$$S'_d = \frac{2u \cdot S_c}{k_d} = \frac{2 \cdot 3,28 \cdot 10^{-5}}{0,3} = 2,2186 \cdot 10^{-4} \text{ m}^2 \quad (2.49)$$

Šířka drážky:

$$b_1 = \frac{\pi \cdot (D_1 + 2 \cdot h_0 - t_d) - Q - b_z}{Q - \pi} = \frac{\pi \cdot (0,2 + 2 \cdot 0,0005 - 0,0115) - 54 - 0,0048}{54 - \pi} = 6,6 \text{ mm} \quad (2.50)$$

Hloubka drážky:

$$h_d = \frac{S'_d}{b_1} = \frac{2,2186 \cdot 10^{-4}}{0,0066} = 33,10 \text{ mm} \quad (2.51)$$

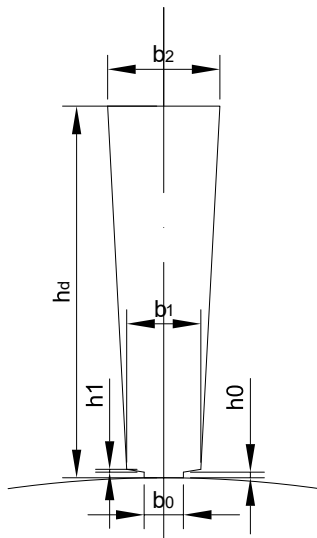
Šířka dna drážky:

$$b_2 = \frac{\pi \cdot (D_1 + 2 \cdot h_d)}{Q} - b_z = \frac{\pi \cdot (0,2 + 2 \cdot 0,0331)}{54} - 0,0048 = 10,69 \text{ mm} \quad (2.52)$$

Plocha drážky:

$$S_d = \frac{b_1 + b_2}{2} \cdot h_d = \frac{0,0066 + 0,01068}{2} \cdot 0,03310 = 2,8629 \cdot 10^{-4} \text{ m}^2 \quad (2.53)$$

### 2.4.3 Shrnutí parametrů drážky



Obrázek 2.3: Drážka

$b_0$	3,50	mm
$b_1$	6,60	mm
$b_2$	10,60	mm
$b_z$	4,80	mm
$h_0$	0,50	mm
$h_1$	0,25	mm
$h_d$	33,10	mm
$h_j$	18,40	mm
$D_{out}$	303,10	mm

Tabulka 2.4: Drážka shrnutí výsledků

## 2.5 Návrh rotoru

Při návrhu rotoru musí být respektován provozní stav v pracovním bodě **B**. Nejprve budou navrženy permanentní magnety, a na základě velikosti magnetu bude navržen tvar a velikost vzduchových bariér.

Pro výpočet vnějšího průměru rotoru, byla nejprve určena vzduchová mezera  $\delta = 1 \text{ mm}$ . Vzduchová mezera byla určena na základě konzultace s vedoucím práce. Poté vnější průměr rotoru:

$$D_2 = D_1 - 2 \cdot \delta = 0,2 - 2 \cdot 0,001 = 198 \text{ mm} \quad (2.54)$$

Dále se určí počet drážek rotoru, v tomto případě je tento počet fiktivní, bude použit na dopočet počtu bariér:

$$Q_2 = Q_1 - 6 \cdot p = 54 - 6 \cdot 3 = 36 \quad (2.55)$$

Z počtu drážek se získá počet bariér na jeden pól:

$$n_b = \frac{Q_2}{4 \cdot p} = \frac{36}{4 \cdot 3} = 3 \quad (2.56)$$

Každá vzduchová bariéra bude obsahovat uložení permanentního magnetu. Tvar a velikost bariér bude určen v další části výpočtu.

### 2.5.1 Dimenzování permanentních magnetů, výpočet magnetického obvodu

Z důvodu hybridního rotoru, byli zvoleny feritové magnety od firmy ThyssenKrupp. V tomto případě bude využita jejich nižší koercivita magnetického pole, která bude kompenzována výškou magnetů. Výška bude odpovídat výšce bariér. Magnety budou uloženy v ose vzduchových bariérách.

Parametry permanentních magnetů Hard Ferrite 8/22 (příloha 5):

Koercivita magnetů	$H_c = 220000 \text{ A/m}$
Relativní permeabilita	$\mu_r = 1,051$
Elektrická rezistivita	$\rho_m \approx \infty$

**Tabulka 2.5:** Parametry permanentních magnetů

Přepočteme magnetické indukce  $B_j$  a  $B_z$  pro pracovní stav **B**:

$$B_{j_B} = \frac{\Phi_{j_B}}{h_j \cdot k_{Fe} \cdot l_e} = \frac{0,002106}{0,0184 \cdot 0,97 \cdot 0,316} = 0,373 \text{ T} \quad (2.57)$$

$$B_{z_B} = \frac{B_{\delta_B} \cdot t_d \cdot l_e}{b_z \cdot k_{Fe} \cdot l_e} = \frac{0,2 \cdot 0,0115 \cdot 0,316}{0,0048 \cdot 0,97 \cdot 0,316} = 0,497 \text{ T} \quad (2.58)$$

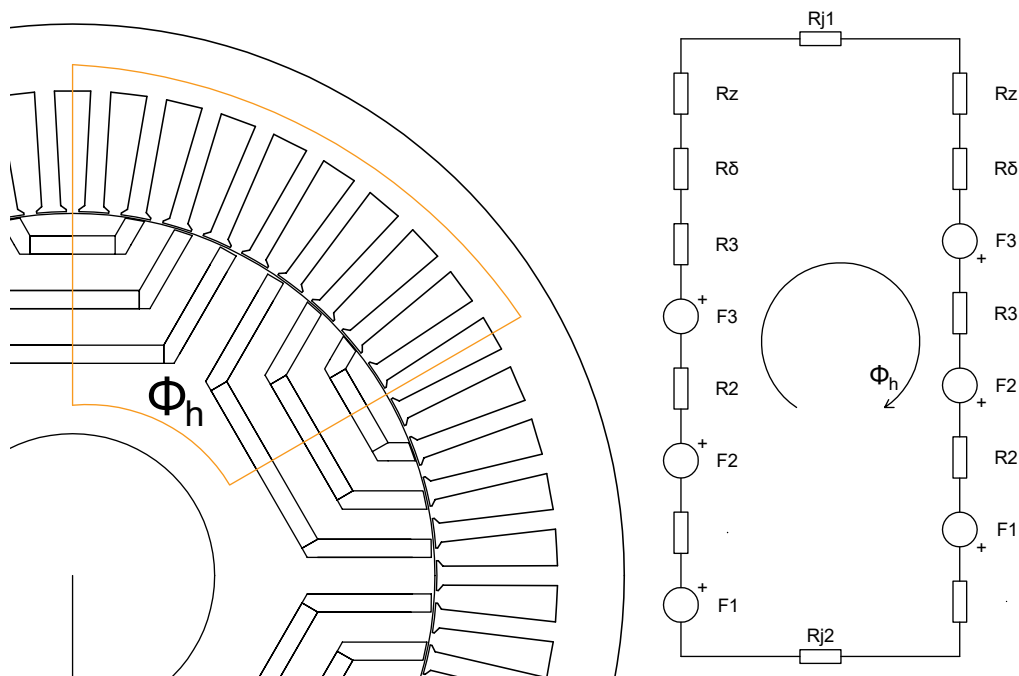
Nyní odečteme intenzity magnetického pole z katalogu plechů od firmy Cogent [9] pro oba provozní stavy. Stav **B** odečteme na základě přepočtených mag. indukcí.

Parametry plechů (příloha 4):

Intenzity magnetického pole jha pro	$B_{j_B} = 0,373 \text{ T}$	$H_{j_B} = 45 \text{ A/m}$
Intenzity magnetického pole zubu pro	$B_{z_B} = 0,497 \text{ T}$	$H_{z_B} = 52,9 \text{ A/m}$
Intenzity magnetického pole jha pro	$B_{j_A} = 1,5 \text{ T}$	$H_{j_A} = 1066 \text{ A/m}$
Intenzity magnetického pole zubu pro	$B_{z_A} = 2 \text{ T}$	$H_{z_A} = 10828 \text{ A/m}$

**Tabulka 2.6:** Magnetické parametry plechů

Náhradní schéma magnetického obvodu:



**Obrázek 2.4:** Náhradní schéma magnetického obvodu

Následující výpočty budou provedeny pro oba provozní stavy. V této kapitole budeme věnovat pozornost pouze výsledkům pro stav **B**. S výsledky pro stav **A** budeme pracovat při

výpočtu indukčnosti. Intenzita magnetického pole ve vzduchové mezeře:

$$H_{\delta_B} = \frac{B_{\delta_B}}{\mu_0} = \frac{0,2}{4\pi \cdot 10^{-10}} = 159155 \quad A/m \quad (2.59)$$

$$H_{\delta_A} = \frac{B_{\delta_A}}{\mu_0} = \frac{0,8}{4\pi \cdot 10^{-10}} = 636620 \quad A/m \quad (2.60)$$

Délka siločáry v zubu statoru:

$$l_z = h_d = 33,10 \quad mm \quad (2.61)$$

Délka střední siločáry ve jhu statoru:

$$l_{j1} = \frac{\pi \cdot (D_1 - 2 \cdot h_d + h_j)}{2p} = \frac{\pi \cdot (0,2 + 2 \cdot 0,0331 + 0,0184)}{6} = 79,68 \quad mm \quad (2.62)$$

Délka střední siločáry ve jhu rotoru byla vypočtena jen orientačně. Po finálním určení tvaru bariér bude tato hodnota upřesněna:

$$l_{j2} = \frac{\pi \cdot (\frac{D_2}{2})}{2p} = \frac{\pi \cdot (\frac{0,198}{2})}{6} = 51,83 \quad mm \quad (2.63)$$

Úbytek magnetického napětí ve statorovém jhu:

$$\Delta U_{j1_B} = H_{j_B} \cdot l_{j1} = 45 \cdot 0,07968 = 3,58 \quad A \quad (2.64)$$

$$\Delta U_{j1_A} = H_{j_A} \cdot l_{j1} = 1066 \cdot 0,07968 = 84,94 \quad A \quad (2.65)$$

Úbytek magnetického napětí v rotorovém jhu:

$$\Delta U_{j2_B} = H_{j_B} \cdot l_{j2} = 45 \cdot 0,0518 = 2,30 \quad A \quad (2.66)$$

$$\Delta U_{j2_A} = H_{j_A} \cdot l_{j1} = 1066 \cdot 0,0518 = 55,25 \quad A \quad (2.67)$$

Úbytek magnetického napětí ve statorovém zubu:

$$\Delta U_{z_B} = H_{z_B} \cdot l_z = 52,9 \cdot 0,0331 = 1,75 \quad A \quad (2.68)$$

$$\Delta U_{z_A} = H_{z_A} \cdot l_z = 10828 \cdot 0,0331 = 358,51 \quad A \quad (2.69)$$

Pro určení magnetického úbytku napětí ve vzduchové mezeře je potřeba určit Carterův činitel. Tento činitel zohledňuje nerovnoměrné rozložení magnetické indukce ve vzduchové mezeře vlivem drážkování.

$$\gamma = \frac{\left(\frac{b_0}{\delta}\right)^2}{5 + \frac{b_0}{\delta}} = \frac{\left(\frac{0,0035}{0,001}\right)^2}{5 + \frac{0,0035}{0,001}} = 1,44 \quad (2.70)$$

Carterův činitel:

$$k_c = \frac{t_d}{t_d - \gamma \cdot \delta} = \frac{0,01157}{0,01157 - 1,44 \cdot 0,001} = 1,14 \quad (2.71)$$

Přepočítaná velikost vzduchové mezery:

$$\delta' = k_c \cdot \delta = 1,14 \cdot 0,001 = 1,142 \quad mm \quad (2.72)$$

Úbytek magnetického ve vzduchové mezeře:

$$\Delta U_{\delta_B} = H_{\delta_B} \cdot \delta' = 159155 \cdot 0,001142 = 181,78 \quad A \quad (2.73)$$

$$\Delta U_{\delta_A} = H_{\delta_A} \cdot \delta' = 636620 \cdot 0,001142 = 727,135 \quad A \quad (2.74)$$

Byla zvolena výška permanentního magnetu  $h_m = 5 \text{ mm}$ . V tomto případě byla brána v potaz předpokládaná geometrie vzduchových bariér.

Nyní lze vypočítat intenzitu magnetického pole permanentních magnetů  $H_{pm}$ , vztah pro výpočet byl získán z náhradního magnetického schématu 2.4. Řešení magnetického obvodu je analogií řešení elektrických obvodů.

Intenzita magnetického pole permanentních magnetů:

$$\begin{aligned} H_{pm} &= H_c - \frac{2 \cdot \Delta U_{\delta_B} + 2 \cdot \Delta U_{z_B} + \Delta U_{j1_B} + \Delta U_{j2_B}}{h_m \cdot 6} \\ &= 220000 - \frac{2 \cdot 181,78 + 2 \cdot 1,75 + 3,58 + 2,30}{0,005 \cdot 6} = 207567 \quad A/m \end{aligned} \quad (2.75)$$

Magnetická indukce permanentních magnetů:

$$B_m = \mu_0 \cdot \mu_r \cdot H_{pm} = 4\pi \cdot 10^{-10} \cdot 1,051 \cdot 207567 = 0,266 \quad T \quad (2.76)$$

Šířka permanentního magnetu:

$$b_m = \frac{\Phi_{h_B}}{B_m \cdot l_e} = \frac{0,004213}{0,274 \cdot 0,316} = 48,63 \rightarrow 50 \quad mm \quad (2.77)$$

Pro kontrolu vypočteme magnetický tok permanentním magnetem  $\Phi_m$ , velikost tohoto toku by měla být shodná s velikostí hlavního magnetického toku  $\Phi_h$ . V případě že by velikost toků byla  $\Phi_m < \Phi_h$ , tak by byla nedostatečná síla magnetů.

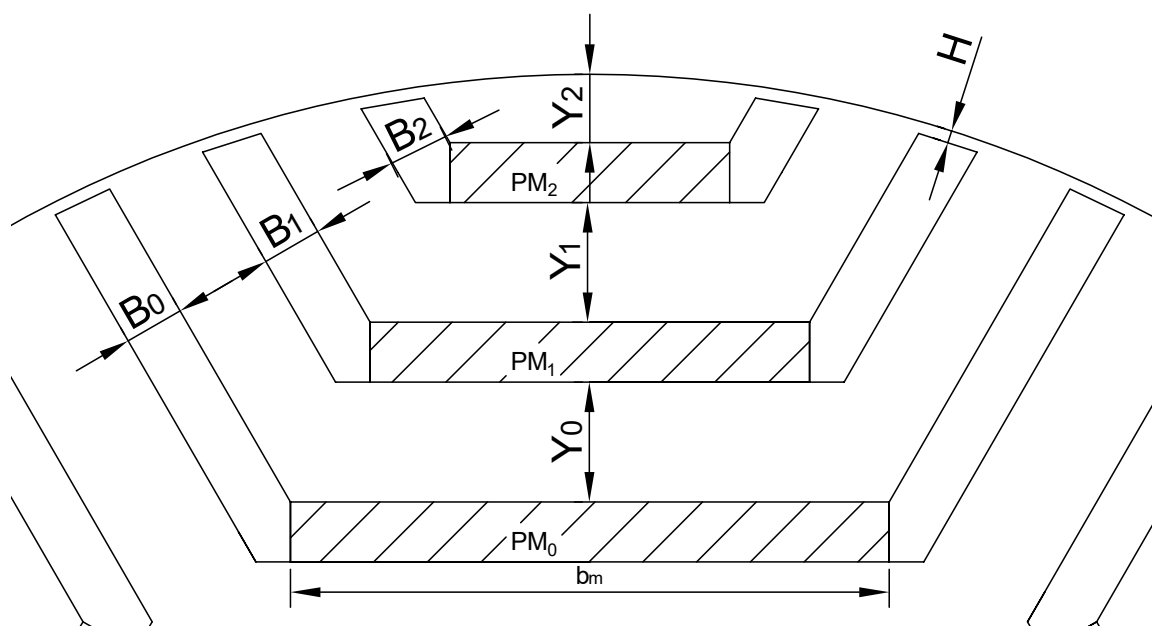
$$\Phi_{PM} = B_m \cdot b_m \cdot l_e = 0,266 \cdot 0,05 \cdot 0,316 = 0,004213 \quad Wb \quad (2.78)$$

## 2.5.2 Tvar a velikost vzduchových bariér

Velikost vzduchových bariér je definována rozměrem magnetu. Výška je pevně určena výškou magnetu  $h_m = 5 \text{ mm}$  a nelze s ní manipulovat. Minimální šířka vzduchové bariéry vychází ze šířky magnetu  $b_m = 50 \text{ mm}$ , tato šířka může být změněna dle potřeb designu.

Tvar a úhel bariér nelze jednoduše analyticky vypočítat, proto provádíme grafický design bariér v programu Autocad, přičemž vycházíme z teoretických předpokladů hranatých bariér a z již vypočtených rozměrů stroje.

Design bariér:



Obrázek 2.5: Konstrukce bariér

Přesné vlastnosti chování námi navržených bariér zjistíme až při analýze motoru pomocí metody konečných prvků. Poté bude provedena případná optimalizace na základě výsledků z MKP.



### 2.5.3 Shrnutí parametrů rotoru

$D_h$	80	mm
$D_2$	198	mm
$b_m$	50	mm
$h_m$	5	mm
$H$	1	mm
$B_0$	5	mm
$B_1$	5	mm
$B_2$	5	mm
$Y_0$	10	mm
$Y_1$	10	mm
$Y_2$	5,7	mm

Tabulka 2.7: Rotor shrnutí

## 2.6 Výpočet parametrů náhradního schématu

### 2.6.1 Odporu statorového vinutí

Při výpočtu odporu vinutí bude brána v úvahu průměrná provozní teplota statorového vinutí  $120^\circ\text{C}$ , potom přepočtená konduktivita (měrná elektrická vodivost) mědi:

$$\sigma_{120^\circ\text{C}} = \frac{\sigma_{20^\circ\text{C}}}{1 + (120 - 20) \cdot \alpha_{Cu}} = \frac{57 \cdot 10^6}{1 + 100 \cdot 0,00381} = 41,27 \cdot 10^6 \quad \text{Sm}^{-1} \quad (2.79)$$

Dále pro výpočet odporu vinutí jedné fáze je potřeba znát celkovou délku efektivních vodičů jedné fáze. Na základě konzultace s vedoucím práce byla zvolena délka vyložení čel  $lv = 5 \text{ mm}$  (výběh čel z drážek). Potom délka čela:

$$l_c = 2 \cdot l_v + \frac{\pi \cdot (D_1 + h_d)}{2p} \cdot \beta = 2 \cdot 0,05 + \frac{\pi \cdot (0,2 + 0,0331)}{6} \cdot 0,888 = 208,49 \quad \text{mm} \quad (2.80)$$

Střední délka cívky:

$$l_{av} = 2 \cdot (l_c + l_e) = 2 \cdot (0,208 + 0,316) = 1048,98 \quad \text{mm} \quad (2.81)$$

Střední délka cívky se vynásobí počtem závitů v sérii a získá se celková efektivní délka vodiče jedné fáze:

$$l_f = l_{av} \cdot N_s = 1,048 \cdot 27 = 28230 \quad \text{mm} \quad (2.82)$$

Odpor vinuti:

$$R_{120} = \frac{l_f}{\sigma_{120^\circ C} \cdot S_v \cdot a} = \frac{28,32 \cdot 10^3}{41,27 \cdot 10^6 \cdot 1,053 \cdot 10^{-5} \cdot 2} = 0,0341 \quad \Omega \quad (2.83)$$

## 2.6.2 Magnetizační indukčnost

Při výpočtu magnetizační indukčnosti musí být brán v potaz tvar rotoru, v tomto případě se uvažují v osách **d-q** pouze rozdílné vzduchové mezery, v ose **d** je vzduchová mezera větší o vzduchové bariéry. Magnetizační indukčnost se vypočte pro stav **A**. Permanentními magnety se v tomto případě zanedbávají, jelikož indukčnost je závislá na velikosti magnetického obvodu a ten dimenzován pro stav **A**.

Také je potřebné provést výpočet efektivní vzduchové mezery  $\delta''$ , která zohlední vliv drážkování a vliv úbytku magnetického napětí na železe. Část zohledňující vliv drážkování je již vypočtena 2.72. Pro získání druhé části se nejprve musí získat činitel nasycení magnetického obvodu.

Výsledné magnetické napětí na jednu pólovou dvojici:

$$\begin{aligned} F_{m_A} &= 2 \cdot (\Delta U_{\delta_A} + \Delta U_{z_A}) + \Delta U_{j1_A} + \Delta U_{j2_A} \\ &= 2 \cdot (727,135 + 358,507) + 84,94 + 55,257 = 2331,48 \quad A \end{aligned} \quad (2.84)$$

Činitel nasycení magnetického obvodu:

$$k_{sat} = \frac{F_{m_A}}{2 \cdot \Delta U_{\delta_A}} = \frac{2331,48}{2 \cdot 727,135} = 1,58 \quad (2.85)$$

Efektivní vzduchové mezera:

$$\delta'' = k_{sat} \cdot \delta' = 1,58 \cdot 0,00114 = 1,81 \quad mm \quad (2.86)$$

Nyní můžeme spočítat magnetizační indukčnost. Při výpočet indukčnosti v ose **d** přičteme k efektivní vzduchové mezeře 3 krát výšku vzduchových bariér:

$$\begin{aligned} L_{\mu_d} &= 2 \cdot m \cdot \frac{\mu_0}{\pi^2} \cdot \frac{(N_s \cdot k_v)^2}{p} \cdot \frac{t_p \cdot l_e}{\delta'' + 3 \cdot h_m} \\ &= 2 \cdot 3 \cdot \frac{4\pi \cdot 10^{-10}}{\pi^2} \cdot \frac{(27 \cdot 0,9452)^2}{3} \cdot \frac{0,104 \cdot 0,316}{0,00181 + 3 \cdot 0,005} = 3,275 \cdot 10^{-4} \quad H \end{aligned} \quad (2.87)$$

V ose **q** nejsou žádné vzduchové bariéry, tedy počítáme pouze s efektivní vzduchovou mezerou:

$$\begin{aligned}
L_{\mu_q} &= 2 \cdot m \cdot \frac{\mu_0}{\pi^2} \cdot \frac{(N_s \cdot k_v)^2}{p} \cdot \frac{t_p \cdot l_e}{\delta''} \\
&= 2 \cdot 3 \cdot \frac{4\pi \cdot 10^{-10}}{\pi^2} \cdot \frac{(27 \cdot 0,9452)^2}{3} \cdot \frac{0,104 \cdot 0,316}{0,001758} = 3,02 \cdot 10^{-3} \quad H
\end{aligned} \tag{2.88}$$

### 2.6.3 Rozptylová indukčnost

Pro výpočet rozptylové indukčnosti je nejprve nutné určit hodnoty činitel magnetické vodivosti rozptylu čel  $\lambda_c$  a činitele rozptylu magnetické vodivosti drážek  $\lambda_d$ .

Činitel magnetické vodivosti rozptylu čel[10]:

$$\lambda_c = 0,34 \cdot \frac{q}{l_e} \cdot (l_c - 0,64 \cdot \beta \cdot t_p) = 0,34 \cdot \frac{3}{0,316} \cdot (0,208 - 0,64 \cdot 0,88 \cdot 0,104) = 0,480 \tag{2.89}$$

Činitel magnetické vodivosti rozptylu drážky respektuje krok vinutí a je tedy nutné určit činitele  $k_\beta$  a  $k'_\beta$ :

$$k'_\beta = 0,25 \cdot (1 + 3 \cdot \beta) = 0,25 \cdot (1 + 3 \cdot 0,88) = 0,916 \tag{2.90}$$

$$k_\beta = 0,25 \cdot (1 + 3 \cdot k'_\beta) = 0,25 \cdot (1 + 3 \cdot 0,916) = 0,937 \tag{2.91}$$

Nyní lze aplikovat vztah pro výpočet činitele magnetické vodivosti drážky[10]:

$$\begin{aligned}
\lambda_d &= \frac{h_d}{3 \cdot b_1} \cdot k'_\beta + \left( \frac{3 \cdot h_1}{b_1 + 2 \cdot b_0} + \frac{h_0}{b_0} \right) \cdot k_\beta \\
&= \frac{0,0331}{3 \cdot 0,0066} \cdot 0,916 + \left( \frac{3 \cdot 0,001}{0,0066 + 2 \cdot 0,0035} + \frac{0,0005}{0,0035} \right) \cdot 0,937 = 1,872
\end{aligned} \tag{2.92}$$

Dále byl odečten z Görgesova obrazce vinutí činitel rozptylu  $\tau_{dif} = 0,01149$  [7]. Rozptylová indukčnost bude počítána pro **d** i **q** osu zvlášť, jelikož je ovlivněna magnetizační indukčností  $L_\mu$ .

Rozptylová indukčnost osa **d**[10]:

$$\begin{aligned}
L_{\sigma_d} &= 2 \cdot \mu_0 \cdot \frac{l_e}{p \cdot q} \cdot N_s^2 \cdot (\lambda_d + \lambda_c) + (\tau_{dif} \cdot L_{\mu_d}) \\
&= 2 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-10} \cdot \frac{0,316}{3 \cdot 3} \cdot 27^2 \cdot (1,872 + 0,480) + (0,01149 \cdot 3,275 \cdot 10^{-4}) \\
&= 1,5513 \cdot 10^{-4} \quad H
\end{aligned} \tag{2.93}$$

Rozptylová indukčnost ose **q**[10]:

$$\begin{aligned}
 L_{\sigma_q} &= 2 \cdot \mu_0 \cdot \frac{l_e}{p \cdot q} \cdot N_s^2 \cdot (\lambda_d + \lambda_c) + (\tau_{dif} \cdot L_{\mu_q}) \\
 &= 2 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-10} \cdot \frac{0,316}{3 \cdot 3} \cdot 27^2 \cdot (1,872 + 0,480) + (0,01149 \cdot 3,020 \cdot 10^{-3}) \\
 &= 1,8619 \cdot 10^{-4} \quad H
 \end{aligned} \tag{2.94}$$

## 2.6.4 Synchronní reaktance

Nyní se sečte rozptylová indukčnost a magnetizační indukčnost a vypočte se synchronní reaktance. Synchronní reaktance se vypočte pro oba pracovní body zvlášť a také se musí rozlišit pro osu **d** a **q**.

Celková indukčnost - **d**

$$L_d = L_{\mu_d} + L_{\sigma_d} = 3,275 \cdot 10^{-4} + 1,551 \cdot 10^{-4} = 4,815 \cdot 10^{-4} \quad H \tag{2.95}$$

Celková indukčnost - **q**

$$L_q = L_{\mu_q} + L_{\sigma_q} = 3,02 \cdot 10^{-3} + 1,861 \cdot 10^{-4} = 3,209 \cdot 10^{-3} \quad H \tag{2.96}$$

Synchronní reaktance pracovní bod **A** osa **d**:

$$X_{dA} = 2 \cdot \pi \cdot f_A \cdot (L_{\sigma_d} + L_{\mu_d}) = 2 \cdot \pi \cdot 75 \cdot (1,55 \cdot 10^{-4} + 3,275 \cdot 10^{-4}) = 0,227 \quad \Omega \tag{2.97}$$

Synchronní reaktance pracovní bod **A** osa **q**:

$$X_{qA} = 2 \cdot \pi \cdot f_A \cdot (L_{\sigma_q} + L_{\mu_q}) = 2 \cdot \pi \cdot 75 \cdot (1,86 \cdot 10^{-4} + 3,020 \cdot 10^{-3}) = 1,515 \quad \Omega \tag{2.98}$$

Synchronní reaktance pracovní bod **B** osa **d**:

$$X_{dB} = 2 \cdot \pi \cdot f_B \cdot (L_{\sigma_d} + L_{\mu_d}) = 2 \cdot \pi \cdot 300 \cdot (1,55 \cdot 10^{-4} + 3,275 \cdot 10^{-4}) = 0,908 \quad \Omega \tag{2.99}$$

Synchronní reaktance pracovní bod **B** osa **q**:

$$X_{qB} = 2 \cdot \pi \cdot f_B \cdot (L_{\sigma_q} + L_{\mu_q}) = 2 \cdot \pi \cdot 300 \cdot (1,86 \cdot 10^{-4} + 3,020 \cdot 10^{-3}) = 6,062 \quad \Omega \tag{2.100}$$

## 2.7 Výpočet ztrát

Ztráty v elektrických strojích se dělí na ztráty ve vinutí (Jouleovy ztráty), ztráty v železe, mechanické ztráty a ztráty v permanentních magnetech. Pro výpočet ztrát v železe je nutné odečíst ztrátové číslo plechu  $\Delta p_p$  z katalogu plechů pro jednotlivé části mag. obvodu.

Parametry plechů (příloha 4):

Ztrátové číslo jha pro	$B_{j_B} = 0,373 T$	$\Delta p_{Fej_B} = 3,3 W/Kg$
Ztrátové číslo zubu pro	$B_{z_B} = 0,497 T$	$\Delta p_{Fez_B} = 5,2 W/Kg$
Ztrátové číslo jha pro	$B_{j_A} = 1,5 T$	$\Delta p_{Fej_A} = 5,2 W/Kg$
Ztrátové číslo pole zubu pro	$B_{z_A} = 2 T$	$\Delta p_{Fez_A} = 7,71 W/Kg$

**Tabulka 2.8:** Parametry plechů

Ztráty v permanentních magnetech jsou zanedbány, protože ferritové magnety mají elektrickou rezistivitu blízkou nekonečnu  $\rho_m \approx \infty$  viz katalog použitých magnetů [11]. Což po dosazení do následujícího zjednodušeného vztahu [12] pro výpočet ztrát v permanentních magnetech dává výsledek roven 0.

$$P_m \approx \frac{V_m \cdot b_m^2 \cdot B_m^2 \cdot \omega}{12 \cdot \rho_m} \quad (2.101)$$

Nejprve budou vypočteny ztráty Jouleovy jelikož tyto ztráty jsou pro oba pracovní stavy stejné. Ztráty ve vinutí se vypočtou pro všechny fáze statoru:

$$\Delta P_j = m \cdot R_{120} \cdot I_f^2 = 3 \cdot 0,0341 \cdot 191,41^2 = 3751,27 \quad W \quad (2.102)$$

### 2.7.1 Ztráty v železe

Pro výpočet ztrát v železe se nejprve vypočtou hmotnosti magnetického obvodu (zub a jho). Hustota železa se uvažuje  $\rho_{Fe} = 7800 \text{ Kg}/\text{m}^3$ .

Celkový objem statoru je:

$$V_s = \frac{\pi}{4} \cdot (D_{out}^2 - D_1^2) \cdot l_e = \frac{\pi}{4} \cdot (0,303^2 - 0,2^2) \cdot 0,316 = 0,01286 \quad \text{m}^3 \quad (2.103)$$

Objem statorového jha:

$$\begin{aligned} V_{jho} &= \pi \cdot \left[ \left( \frac{D_{out}}{2} \right)^2 - \left( \frac{D_{out}}{2} - h_j \right)^2 \right] \cdot l_e \\ &= \pi \cdot \left[ \left( \frac{0,303}{2} \right)^2 - \left( \frac{0,303}{2} - 0,0184 \right)^2 \right] \cdot 0,316 = 0,0052 \quad m^3 \end{aligned} \quad (2.104)$$

Objem statorových drážek:

$$V_d = Q \cdot l_e \cdot S_d = 54 \cdot 0,316 \cdot 0,000286 = 0,00488 \quad m^3 \quad (2.105)$$

Objem zubů se získá jako rozdíl celkového objemu statoru, jha a drážek:

$$V_z = V_s - V_{jho} - V_d = 0,01286 - 0,0052 - 0,00488 = 0,00278 \quad m^3 \quad (2.106)$$

Hmotnost statorového jha:

$$m_j = V_{jho} \cdot k_{Fe} \cdot \rho_{Fe} = 0,0052 \cdot 0,97 \cdot 7800 = 39,33 \quad kg \quad (2.107)$$

Hmotnost statorových zubů:

$$m_z = V_z \cdot k_{Fe} \cdot \rho_{Fe} = 0,00278 \cdot 0,97 \cdot 7800 = 21,01 \quad kg \quad (2.108)$$

Výpočet samotných ztrát v železe je rozdělen pro každý pracovní bod, jelikož ztráty v železe jsou závislé na magnetické indukci a frekvenci, tedy musí být vypočteny pro oba pracovní body zvlášť. Celkové ztráty v železe se skládají ze ztrát v jhu a ze ztrát v zubech.

Ztráty v železe pro pracovní bod **A** se vypočtou dle vztahu [10]:

$$\begin{aligned} \Delta P_{FeA} &= p_{FejA} \cdot \left( \frac{B_{jA}}{1,5} \right)^2 \cdot m_j \cdot \left( \frac{f_A}{50} \right)^{1,5} + p_{FeszA} \cdot \left( \frac{B_{zA}}{1,5} \right)^2 \cdot m_z \cdot \left( \frac{f_A}{50} \right)^{1,5} \\ &= 5,20 \cdot \left( \frac{1,5}{1,5} \right)^2 \cdot 39,33 \cdot \left( \frac{75}{50} \right)^{1,5} \\ &\quad + 7,71 \cdot \left( \frac{2}{1,5} \right)^2 \cdot 21,01 \cdot \left( \frac{75}{50} \right)^{1,5} = 904,874 \quad W \end{aligned} \quad (2.109)$$

Ztráty v železe pro pracovní bod **B** se vypočtou dle vztahu [10]:

$$\begin{aligned}\Delta P_{Fe_B} &= p_{Fej_B} \cdot \left(\frac{B_{j_B}}{1,5}\right)^2 \cdot m_j \cdot \left(\frac{f_B}{50}\right)^{1,5} + p_{Fesz_B} \cdot \left(\frac{B_{z_B}}{1,5}\right)^2 \cdot m_z \cdot \left(\frac{f_A}{50}\right)^{1,5} \\ &= 3,30 \cdot \left(\frac{0,373}{1,5}\right)^2 \cdot 39,33 \cdot \left(\frac{300}{50}\right)^{1,5} \\ &\quad + 5,20 \cdot \left(\frac{0,497}{1,5}\right)^2 \cdot 21,01 \cdot \left(\frac{300}{50}\right)^{1,5} = 217,875 \quad W\end{aligned}\quad (2.110)$$

## 2.7.2 Mechanické ztráty

Při výpočtu mechanických ztrát se berou v úvahu pouze ventilační ztráty. Ventilační ztráty jsou závislé na obvodové rychlosti, které se liší v závislosti na frekvenci. Tedy výpočet je rozdělen obdobně jako u ztrát v železe do subkapitol. Dále se určí činitel mechanických ztrát  $k_m = 7$ , který je určen na základě konzultace s vedoucím práce. Mechanické ztráty pracovní bod A: Obvodová rychlost rotoru:

$$v_A = \left(\frac{\pi \cdot n_A}{30}\right) \cdot \frac{D_2}{2} = \left(\frac{\pi \cdot 1500}{30}\right) \cdot \frac{0,198}{2} = 15,55 \quad m/s \quad (2.111)$$

Mechanické ztráty:

$$\begin{aligned}\Delta P_{mech_A} &= k_m \cdot D_2 \cdot (l_e + 0,6 \cdot t_p) \cdot v_A^2 \\ &= 7 \cdot 0,198 \cdot (0,316 + 0,6 \cdot 0,104) \cdot 15,55^2 = 126,975 \quad W\end{aligned}\quad (2.112)$$

Mechanické ztráty pracovní bod B: Obvodová rychlost rotoru:

$$v_B = \left(\frac{\pi \cdot n_B}{30}\right) \cdot \frac{D_2}{2} = \left(\frac{\pi \cdot 6000}{30}\right) \cdot \frac{0,198}{2} = 62,20 \quad m/s \quad (2.113)$$

Mechanické ztráty:

$$\begin{aligned}\Delta P_{mech_B} &= k_m \cdot D_2 \cdot (l_e + 0,6 \cdot t_p) \cdot v_B^2 \\ &= 7 \cdot 0,198 \cdot (0,316 + 0,6 \cdot 0,104) \cdot 62,20^2 = 2031,61 \quad W\end{aligned}\quad (2.114)$$

## 2.7.3 Celkové ztráty

Dále je potřeba uvažovat dodatečné ztráty. Dodatečné ztráty se vypočtou zjednodušeným vztahem, kdy se rovnají přibližně 0,5% výstupnímu výkonu stroje:

$$\Delta P_{ex} = 0,005 \cdot P = 0,005 \cdot 70000 = 350 \quad W \quad (2.115)$$

Celkové ztráty jsou tedy rovny součtu všech dílčích ztrát, každý pracovní bod má své celkové ztráty odlišné.

Celkové ztráty pracovní bod **A**:

$$\begin{aligned}\Delta P_A &= \Delta P_j + \Delta P_{Fe_A} + \Delta P_{mech_A} + \Delta P_{ex} \\ &= 3751,270 + 904,874 + 126,975 + 350 = 5133 \quad W\end{aligned}\quad (2.116)$$

Celkové ztráty pracovní bod **B**:

$$\begin{aligned}\Delta P_B &= \Delta P_j + \Delta P_{Fe_B} + \Delta P_{mech_B} + \Delta P_{ex} \\ &= 3751,270 + 217,875 + 2031,610 + 350 = 6350 \quad W\end{aligned}\quad (2.117)$$

## 2.8 Výpočet zátěžného úhlu , účinnosti a účinníku

### 2.8.1 Účinnost

Účinnost stroje se musí určit pro každý pracovní bod zvlášť, jelikož ztráty v každém pracovním bodě se liší.

Účinnost pracovní bod **A**:

$$\eta_A = \frac{P}{P + \Delta P_A} = \frac{70000}{70000 + 5133} = 0,931 \quad (2.118)$$

Účinnost pracovní bod **B**:

$$\eta_B = \frac{P}{P + \Delta P_B} = \frac{70000}{70000 + 6350} = 0,916 \quad (2.119)$$

V tomto případě účinnost vyšla poměrně malá, což je zapříčiněno malým napájecím napětím a tím pádem velkým proudem ve statorovém vinutí což způsobuje poměrně velké Joulovy ztráty.

### 2.8.2 Zátěžný úhel, moment a účinník

Zátěžný úhel  $\beta$  a účinník  $\cos \varphi$  se získá grafickým vyšetřením kruhového diagramu pro synchronní stroj. Fázorový diagram bude sestaven pro pracovní bod **A** i **B** zvlášť. Úbytek napětí na činném odporu je zanedbán, protože jeho velikost je zanedbatelná v poměru s ostatními úbytky.

Pro sestavení kruhového diagramu je třeba získat velikost indukovaného napětí pro oba





Příkon motoru:

$$\begin{aligned}
 P_{in_A} &= m \cdot U_f \cdot \frac{U_{i_A}}{X_{d_A}} \cdot \sin \beta_A + \frac{U_f}{2} \cdot \left( \frac{1}{X_{q_A}} - \frac{1}{X_{d_A}} \right) \cdot \sin 2\beta_A \\
 &= 3 \cdot 155,88 \cdot \frac{35,83}{0,227} \cdot \sin \frac{87}{180 \cdot \pi} + \frac{155,88}{2} \cdot \left( \frac{1}{1,515} - \frac{1}{0,227} \right) \cdot \sin \frac{2 \cdot 87}{180 \cdot \pi} \quad (2.124) \\
 &= 59456 \text{ W}
 \end{aligned}$$

Moment:

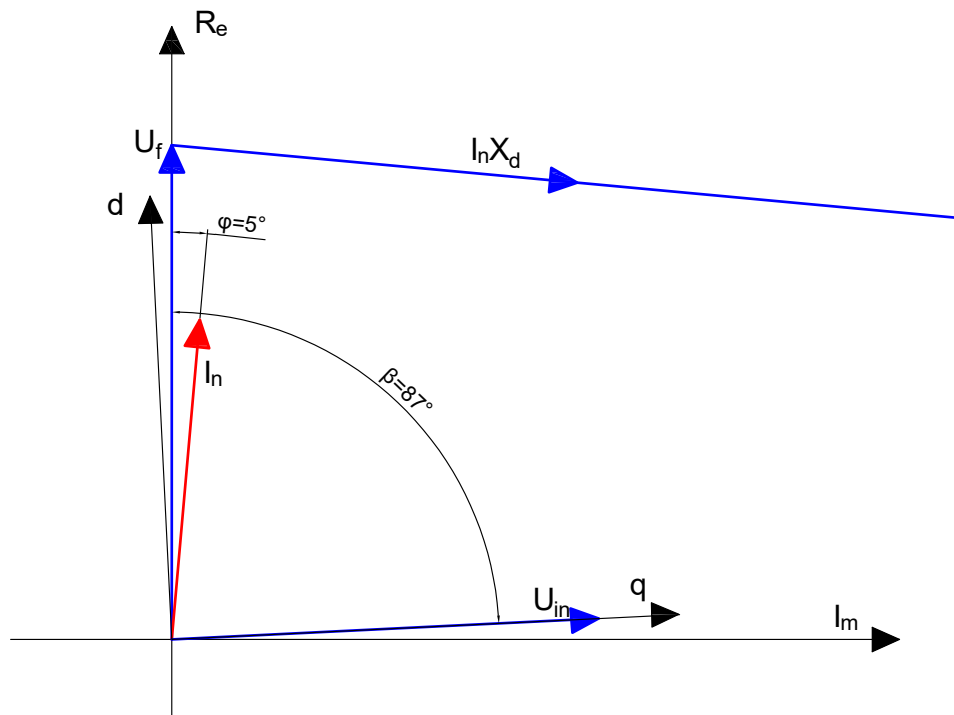
$$M_A = \frac{p \cdot P_{in_A}}{2 \cdot \pi \cdot f_A} = \frac{3 \cdot 59456}{2 \cdot \pi \cdot 75} = 378,60 \text{ Nm} \quad (2.125)$$

Jmenovitý moment:

$$M_{n_A} = \frac{P}{\pi \cdot \frac{n_A}{30}} = \frac{70000}{\pi \cdot \frac{1500}{30}} = 445,63 \text{ Nm} \quad (2.126)$$

Fázorový diagram pracovní bod **B**:

Fázorový diagram pro pracovní bod **B** zde není vyobrazen celý, jelikož velikost vektorů přesahuje možnosti stránky. Celý kruhový diagram je přiložen v příloze Příloha 7.



Obrázek 2.7: Fázorový diagram pracovní bod B

$$\cos\varphi_B = \cos 5 = 0,996 \quad (2.127)$$

$$\beta_B = 87^\circ \quad (2.128)$$

Dále lze dopočítat za pomoci zátěžného úhlu jmenovitý příkon motoru a následně jeho moment. Příkon motoru:

$$\begin{aligned} P_{in_B} &= m \cdot U_f \cdot \frac{U_{i_B}}{X_{d_B}} \cdot \sin \beta_B + \frac{U_f}{2} \cdot \left( \frac{1}{X_{q_B}} - \frac{1}{X_{d_B}} \right) \cdot \sin 2\beta_B \\ &= 3 \cdot 155,88 \cdot \frac{143,32}{0,908} \cdot \sin \frac{87}{180 \cdot \pi} + \frac{155,88}{2} \cdot \left( \frac{1}{6,062} - \frac{1}{0,908} \right) \cdot \sin \frac{2 \cdot 87}{180 \cdot \pi} \quad (2.129) \\ &= 70,16 \quad kW \end{aligned}$$

Moment:

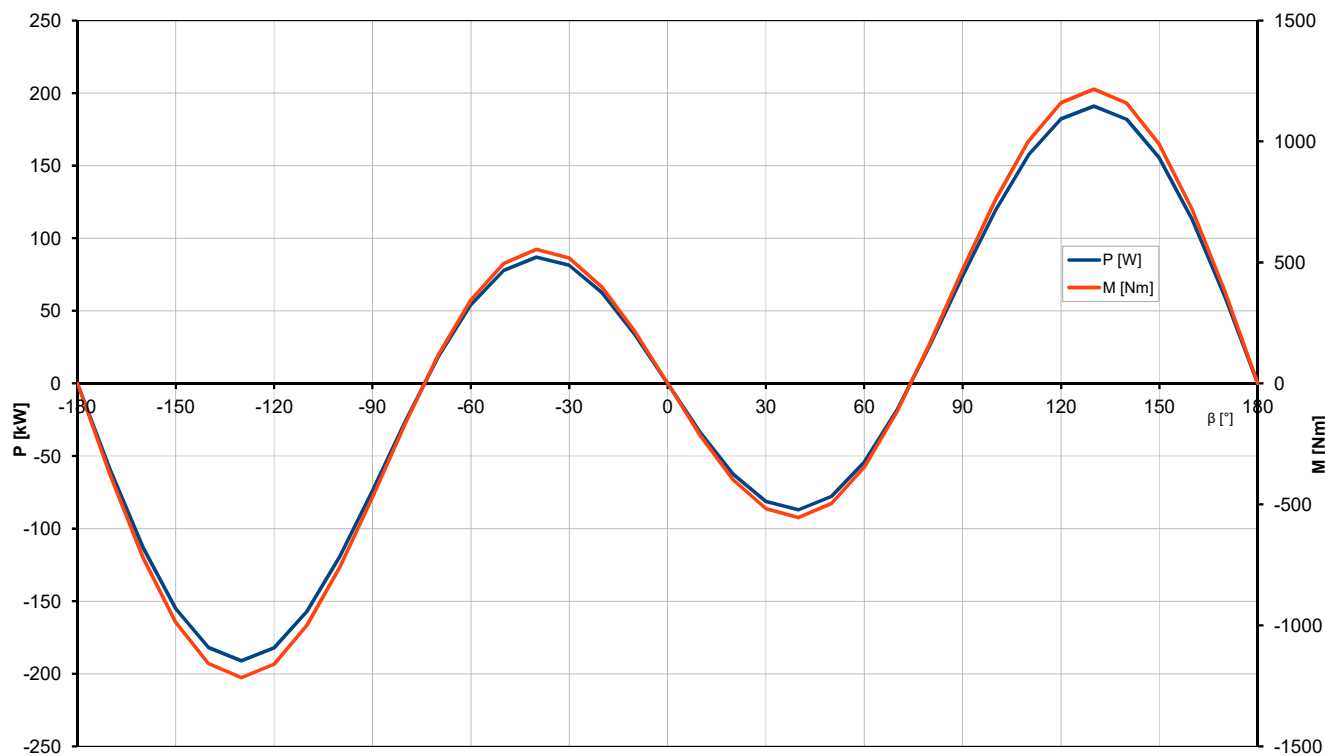
$$M_B = \frac{p \cdot P_{in_B}}{2 \cdot \pi \cdot f_B} = \frac{3 \cdot 70160}{2 \cdot \pi \cdot 300} = 111,68 \quad Nm \quad (2.130)$$

Jmenovitý moment:

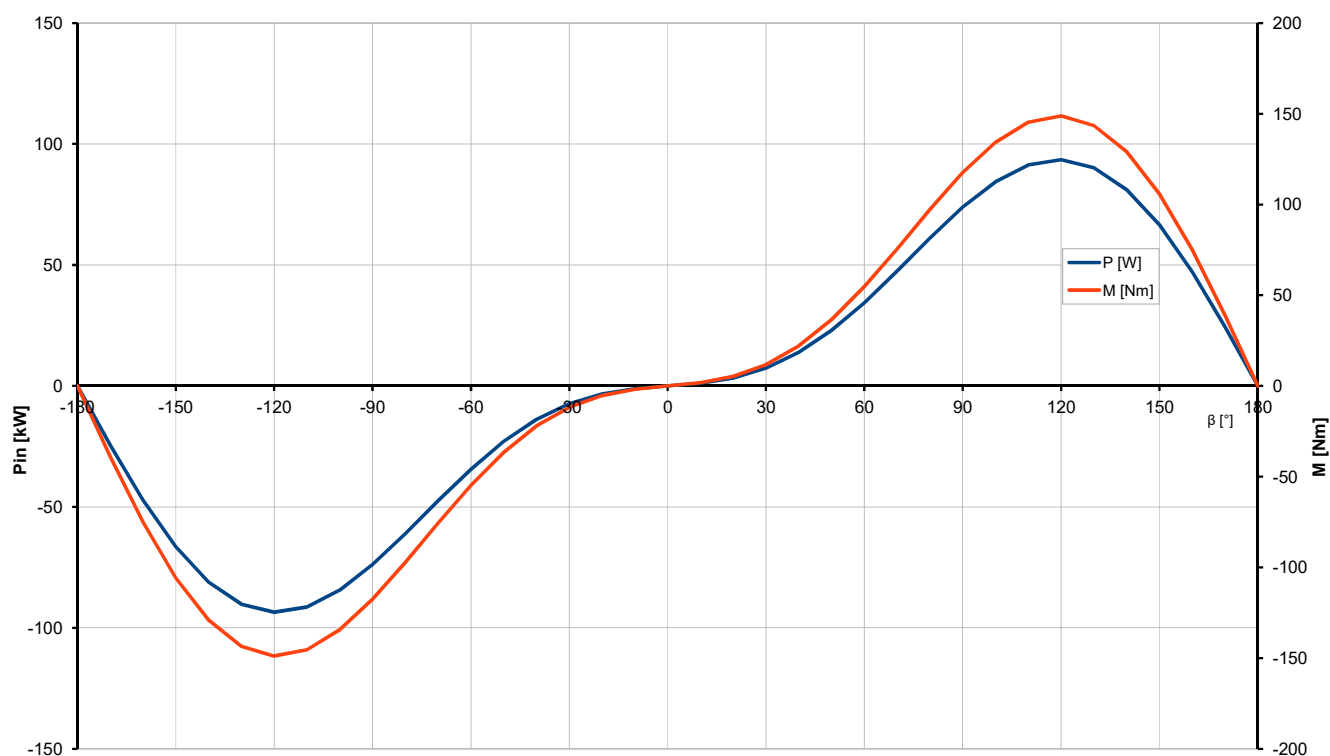
$$M_{n_B} = \frac{P}{\pi \cdot \frac{n_B}{30}} = \frac{70000}{\pi \cdot \frac{6000}{30}} = 111,41 \quad Nm \quad (2.131)$$

### 2.8.3 Charakteristiky

Momentová a výkonová charakteristika byla vynesena do společného grafu, každý pracovní bod má svůj graf. Charakteristiky navrženého PMASR jsou určeny dle uvedených vztahů 2.124 a 2.125.



Obrázek 2.8: Charakteristiky navrženého PMASR pracovní bod A



Obrázek 2.9: Charakteristiky navrženého PMASR pracovní bod B

## 2.9 Shrnutí výsledků

V této kapitole jsou shrnuty všechny důležité analytické výpočty navrhovaného PMSMR stroje:

Vnější průměr statoru	$D_{out}$	303,10	<i>mm</i>
Vnitřní průměr statoru	$D_1$	200	<i>mm</i>
Výška statorového jha	$h_j$	18,40	<i>mm</i>
Vnější průměr rotoru	$D_2$	198	<i>mm</i>
Vnitřní průměr rotoru	$D_h$	80	<i>mm</i>
Délka induktu	$l_e$	316	<i>mm</i>

**Tabulka 2.9:** Rozměry stroje

Otevření drážky	$b_0$	3,50	<i>mm</i>
Spodní šířka drážky	$b_1$	6,60	<i>mm</i>
Horní šířka drážka	$b_2$	10,60	<i>mm</i>
Šířka zubu	$b_z$	4,80	<i>mm</i>
Výška krčku drážky	$h_0$	0,50	<i>mm</i>
Výška klínu drážky	$h_1$	0,25	<i>mm</i>
Celková výška drážky	$h_d$	33,10	<i>mm</i>

**Tabulka 2.10:** Rozměry drážky

Počet drážek	$Q$	54	-
Počet drážek na pól a fázi	$q$	3	-
Počet cívkových stran	$2u$	2	-
Počet paralelních větví	$2a$	4	-
Počet vodičů v drážce	$n_d$	6	-
Počet dílčích vodičů	$n_p$	5	-
Průměr vodiče	$D_v$	1,6	<i>mm</i>
Izolace vodiče	$p_i$	0,071	<i>mm</i>

**Tabulka 2.11:** Parametry statorového vinutí

Výška magnetu	$b_m$	50	<i>mm</i>
Šířka spodního magnetu	$h_m$	5	<i>mm</i>
Bridge thickness	$H$	1	<i>mm</i>
Výška spodní bariéry	$B_0$	5	<i>mm</i>
Výška střední bariéry	$B_1$	5	<i>mm</i>
Výška horní bariéry	$B_2$	5	<i>mm</i>
Rozteč bariér	$Y_0$	10	<i>mm</i>
Rozteč bariér	$Y_1$	10	<i>mm</i>
Rozteč bariér	$Y_2$	5,7	<i>mm</i>

**Tabulka 2.12:** Rozměry bariér a magnetů

Pracovní bod:		A	B
Odpor vinutí 120°C	$R_{120}$	0,034	$\Omega$
Celková indukce - d 120°C	$L_d$	0,486	$mH$
Celková indukce - q 120°C	$L_q$	3,209	$mH$
Synchronní reaktance - d	$X_d$	0,270	0,908 $\Omega$
Synchronní reaktance - q	$X_q$	1,515	6,062 $\Omega$

Tabulka 2.13: Parametry náhradního schématu

Pracovní bod:		A	B
Ztráty Joulovy	$\Delta P_j$	3751,27	$W$
Ztráty dodatečné	$\Delta P_{ex}$	350	$W$
Ztráty v železe	$\Delta P_{Fe}$	904,87	217,870 $W$
Ztráty mechanické	$\Delta P_{mech}$	126,97	2031,61 $W$
Celkové ztráty	$\Delta P$	5133	6350 $W$

Tabulka 2.14: Ztráty

Pracovní bod:		A	B
Fázový proud	$I_f$	191,41	$A$
Fázové napětí	$U_f$	155,88	$V$
Jmenovité otáčky	$n$	1500	6000 $ot/min$
Jmenovitý moment	$M_n$	445,63	111,41 $Nm$
Indukované napětí	$U_i$	35,83	143,32 $V$
Zátěžný úhel	$\beta$	87	87 $^\circ$
Účinník	$\cos \varphi$	0,848	0,996 -
Účinnost	$\eta$	93,1	91,6 %

Tabulka 2.15: Parametry stroje při zatížení

# 3 Analýza návrhu motoru metodou konečných prvků

Analýza metodou konečných prvků bude provedena v programu Ansys Electronics. Ansys Electronics se skládá z několika podprogramů. V této části bude využita kombinace programů Maxwell 2D a RMxpert. Dále je nutné zmínit že simulace bude provedena pro každý pracovní bod zvlášť.

Maxwell 2D slouží k analýze elektromagnetického pole pomocí Maxwellových rovnic výpočtovou metodou konečných prvků (MKP). Metoda konečných prvků diskretizuje Maxwellovy rovnice na několik tisíc algebraických rovnic a tvoří z nich síť. Počet rovnic je závislý na hustotě sítě.

RMxpert slouží k vytvoření rychlého návrhu elektrického točivého stroje na základě předem daných rozměrů. Od Maxwell 2D se liší výpočtovou metodou. Výpočet v RMxpertu je pouze analytický. Simulaci z RMxpertu lze přenést do Maxwell 2D, kde může být dále zpracována metodou konečných prvků.

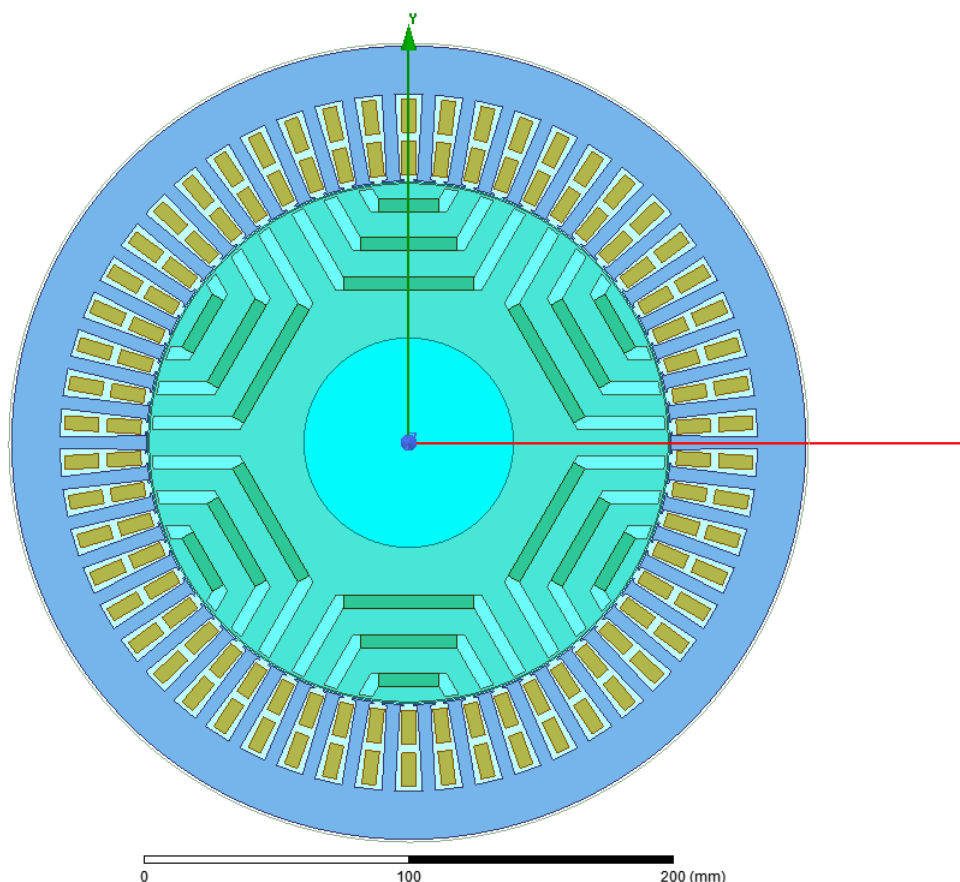
## 3.1 Postup návrhu simulace

Návrh simulace synchronního reluktančního motoru s asistencí permanentních magnetů vyžaduje specifický postup, protože program RMxpert v současné verzi 19.2 nepodporuje tento typ stroje.

Nejprve byl vytvořen model synchronního motoru s permanentními magnety v RMxpert a byla provedena jeho analýza. K tomuto kroku bylo nutné definovat základní rozměry stroje, parametry vinutí statoru, požadovaný výkon, otáčky, napájecí napětí a předpokládaná provozní teplota. Veškeré tyto parametry jsou součástí kapitoly 2.9. Rozměry rotoru jsou v tomto případě nepodstatné a jsou zvoleny tak, aby bylo možné provést analýzu modelu. V této části nejde o výsledky výpočtu, ale pouze o vygenerování geometrie statoru stroje, která bude následně použita v Maxwell 2D. Výsledky výpočtu, RMxpert nelze porovnat s analytickým výpočtem, jelikož jak již bylo zmíněno výše RMxpert nepodporuje přímý návrh PMASR.

Dále byla vygenerovaná geometrie exportována do Maxwell 2D. V Maxwell 2D došlo k úpravě rotoru. Vygenerovaný rotor byl odstraněn a byl nahrazen reluktančním rotorem s permanentními magnety obrázek 3.1. Geometrie rotoru příloha 6 byla nakreslena v programu AutoCAD. Rozměry výkresu jsou provedeny na základě výsledků analytického výpočtu. Stěžejní

pro tuto část je správné nastavení směru působení intenzity magnetického pole pro materiál permanentních magnetů.



Obrázek 3.1: Maxwell 2D - Geometrie motoru PMASR

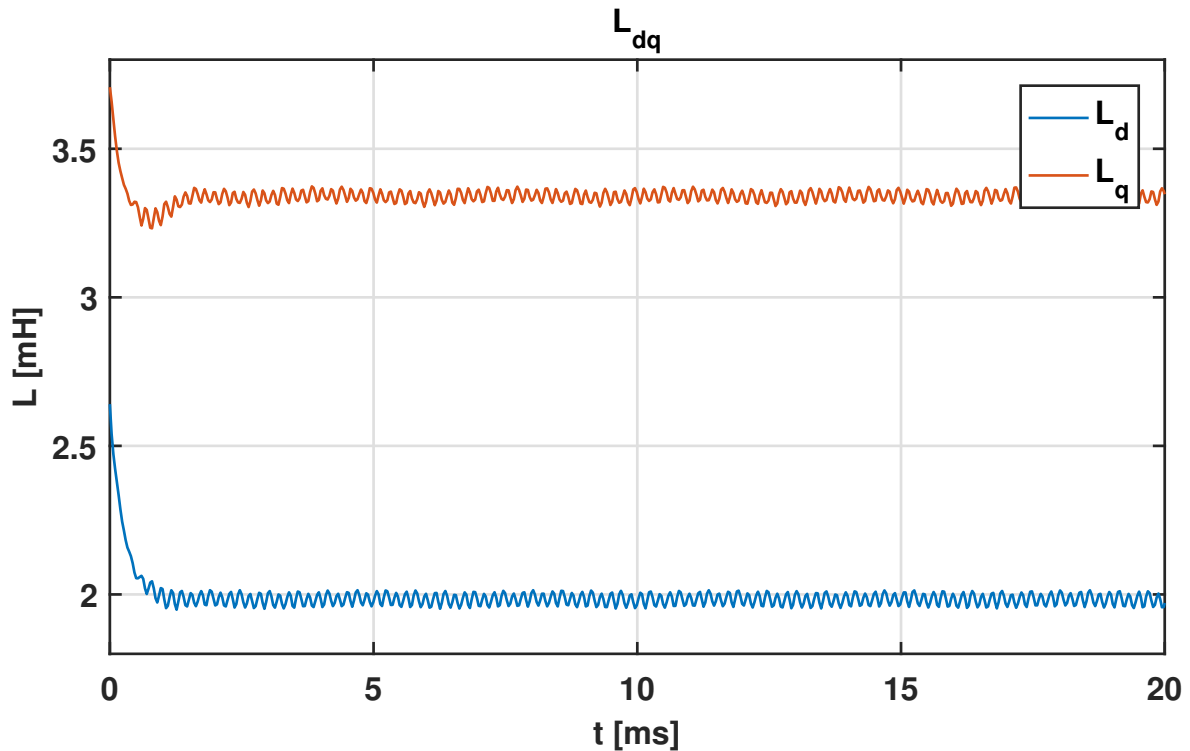
## 3.2 Výsledky simulace

Pro každý pracovní bod byly provedeny dvě Maxwell 2D transientní analýzy. První analýza pro stav naprázdno a druhá analýza pro jmenovitý výkon. Pro stav naprázdno byly nastaveny nulové hodnoty fázových proudů statorového vinutí. Z tohoto nastavení lze určit indukované napětí, magnetickou indukci ve vzduchové mezeře atd. Druhá analýza pro jmenovitý výkon umožňuje získat parametry stroje při zatížení (účinník, fázové proudy, účinnost atd.). Tento stav byl nastaven pomocí zátěžného úhlu. Výsledné hodnoty budou shrnuty a porovnané s analytickým výpočtem v závěru této práce.



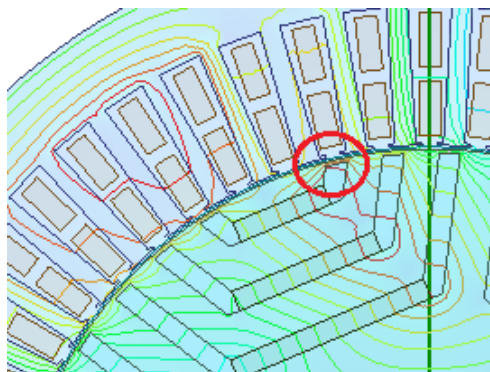
### 3.2.1 Indukčnosti

Indukčnosti jsou pro oba pracovní body stejné, tedy byla odečtena z analýzy pro pracovní bod **A**. Výsledná data analýzy byly zpracovány v programu Matlab graf 3.2. Odečet velikostí indukčností pro osu **d** a **q** byl proveden po ustálení přechodového děje. Jelikož hodnoty indukčností nejsou konstantní, tak byly odečteny jako střední hodnoty daných průběhů. Hodnoty indukčností jsou rovny:  $L_d = 1,95 \text{ mH}$  a  $L_q = 3,34 \text{ mH}$



Obrázek 3.2: Indukčnosti  $L_d$  a  $L_q$

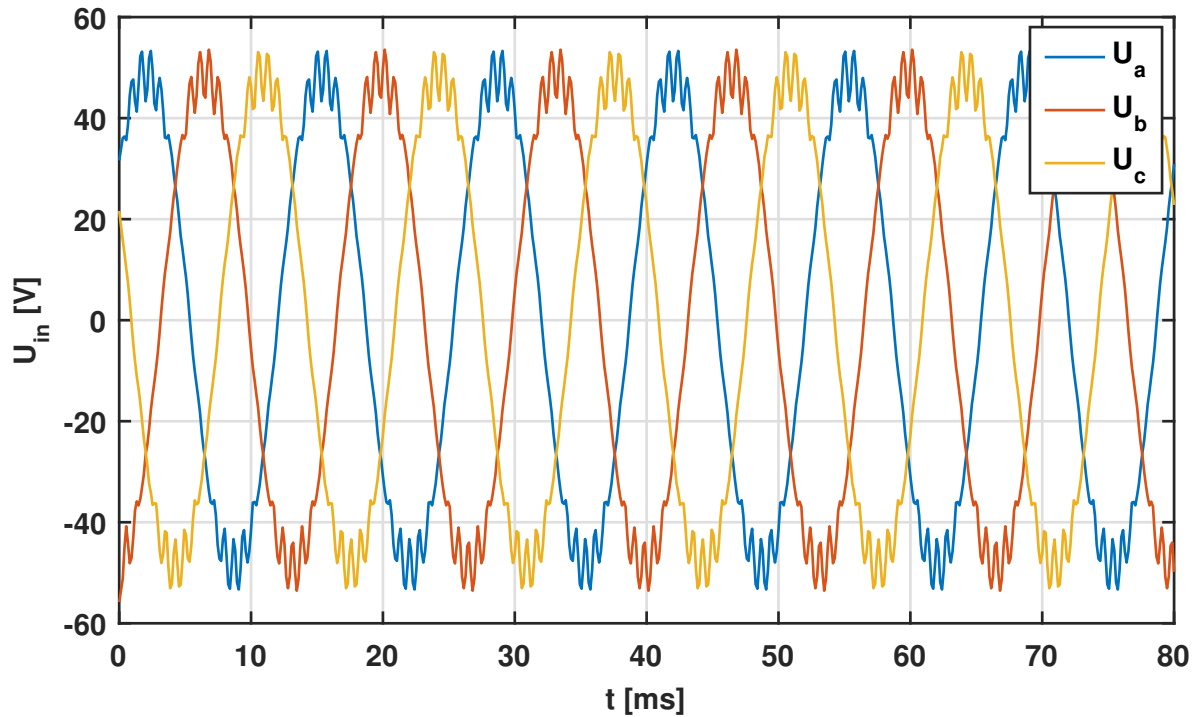
Indukčnost  $L_d$  se při porovnání s analytickým výpočtem liší jen nepatrně a tedy lze říci že odchylka je způsobena postupem analytického výpočtu. Indukčnost  $L_q$  nelze porovnat s analytickým výpočtem, protože analytický výpočet neuvažuje uzavírání magnetického toku přes můstky bariér viz obrázek 3.3, což způsobuje nárůst indukčnosti v ose **q**.



Obrázek 3.3: Detail - silokřivky magnetického toku statoru

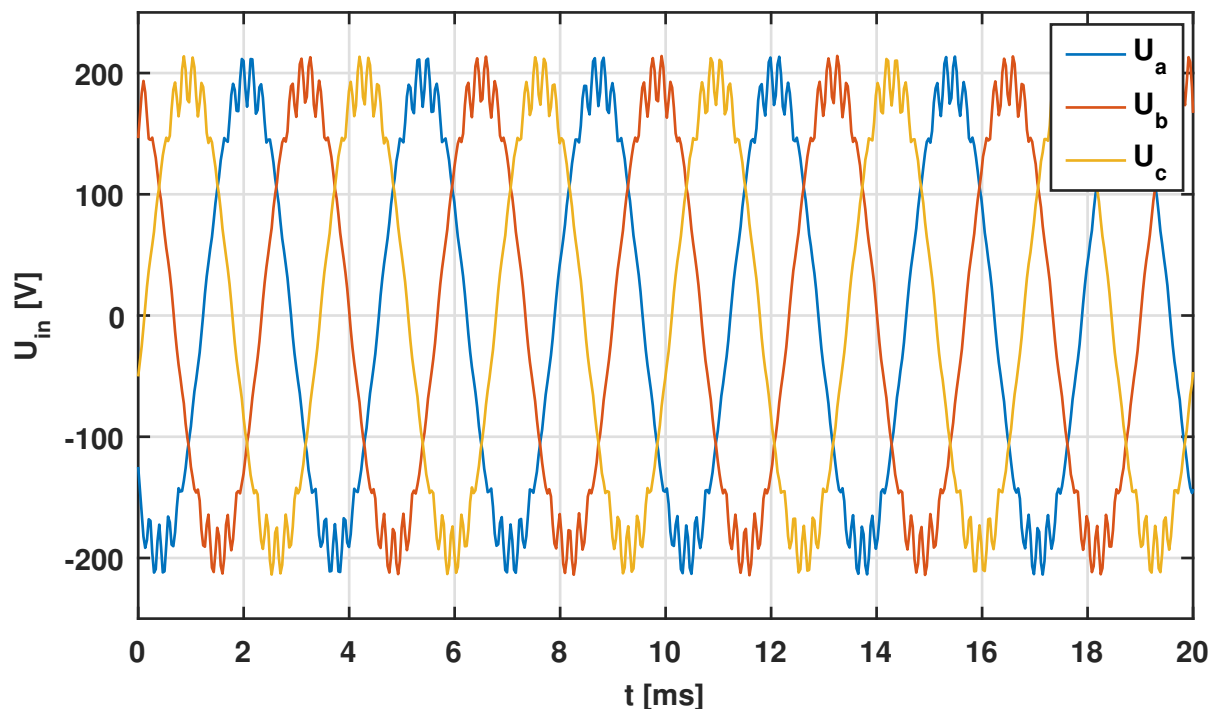
### 3.2.2 Indukované napětí

Indukované napětí bylo zjišťováno ve stavu naprázdno. Stav naprázdno byl navozen nastavením velikostí fázových proudů pro všechny fáze na 0. Z níže uvedených grafů 3.4 a 3.5 lze odečíst střední hodnotu průběhů indukovaného napětí. Pro pracovní bod **A** je střední hodnota  $U_{in_A} = 35,45 V$ , což je s přesností na desetiny výsledku z analytického výpočtu.



Obrázek 3.4: Průběh indukovaného napětí pracovní bod **A**

Odečtená střední hodnota indukovaného napětí pro pracovní bod **B** je  $U_{in_A} = 142,24 V$  v tomto případě je rozdíl oproti analytickému výpočtu necelý 1V, což je způsobeno zaokrouhlováním při analytickém výpočtu.



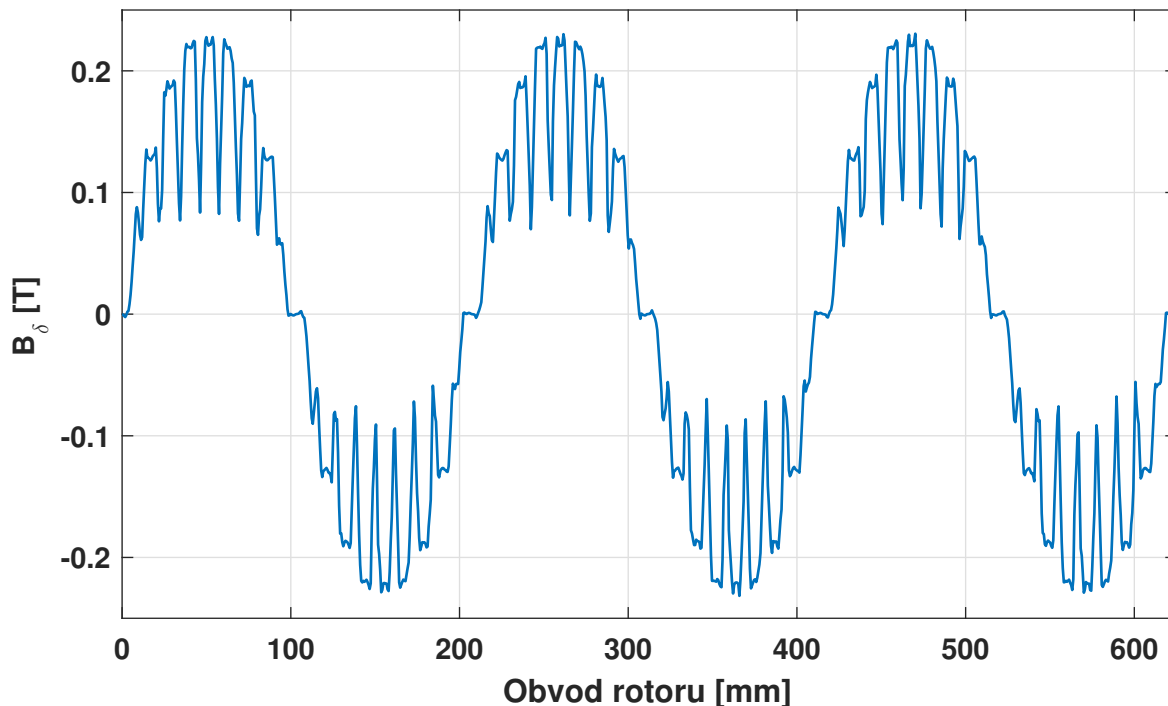
Obrázek 3.5: Průběh indukovaného napětí pracovní bod B

Průběhy indukovaných napětí v obou případech obsahují vyšší harmonické složky. V tomto případě se jedná o prostorové harmonické, které vznikají z důvodu drážkování statoru a rotoru (bariéry).

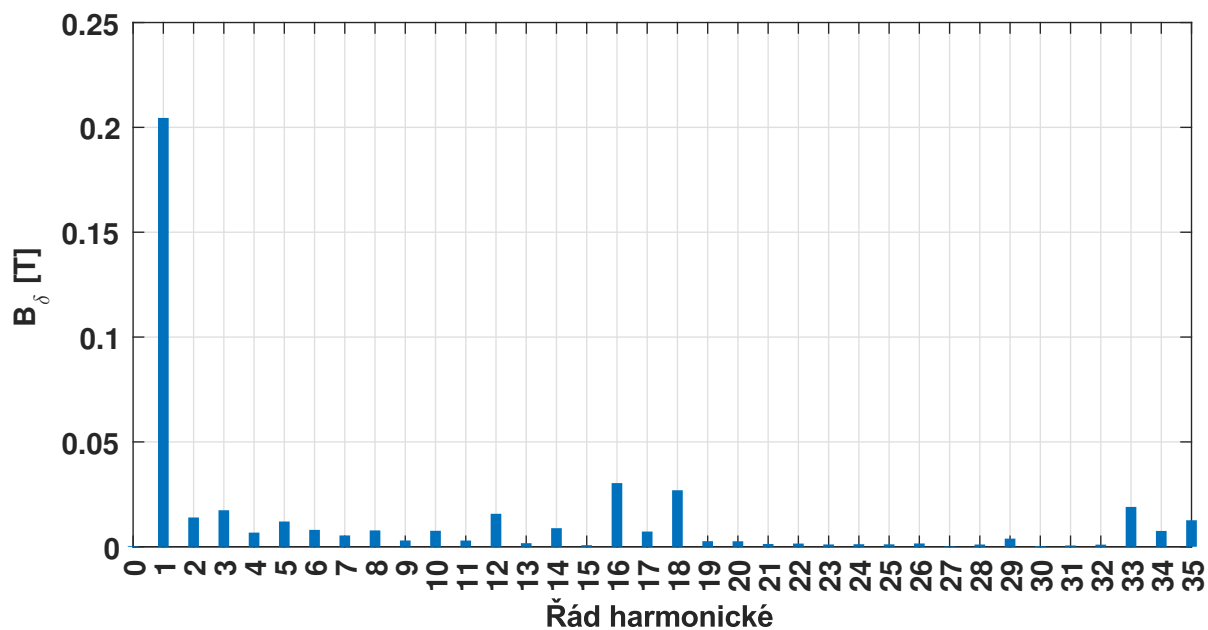
### 3.2.3 Proud, moment a magnetická indukce ve vzduchové mezeře

Nyní budou popsány průběhy proudů, magnetické indukce ve vzduchové mezeře a momentu pro oba pracovní body.

Magnetická indukce ve vzduchové mezeře byla odečtena při stavu naprázdno graf 3.6, byla odečtena ze středu vzduchové mezery, tedy z kružnice mezi státorem a rotorem o průměru 199mm. Průběh indukce po obvodu rotoru má sinusový charakter a obsahuje vyšší prostorové harmonické, tedy pro porovnání byla odečtena amplituda první harmonické z harmonické analýzy graf 3.7, která je rovna  $B_\delta = 0,20 T$ . Tento výsledek se shoduje s navrhovanou magnetickou indukcí ve vzduchové mezeře pro analytický výpočet. Tedy lze konstatovat, že výsledek je správný. Při stavu naprázdno bude vždy tato indukce generována pouze permanentními magnety.

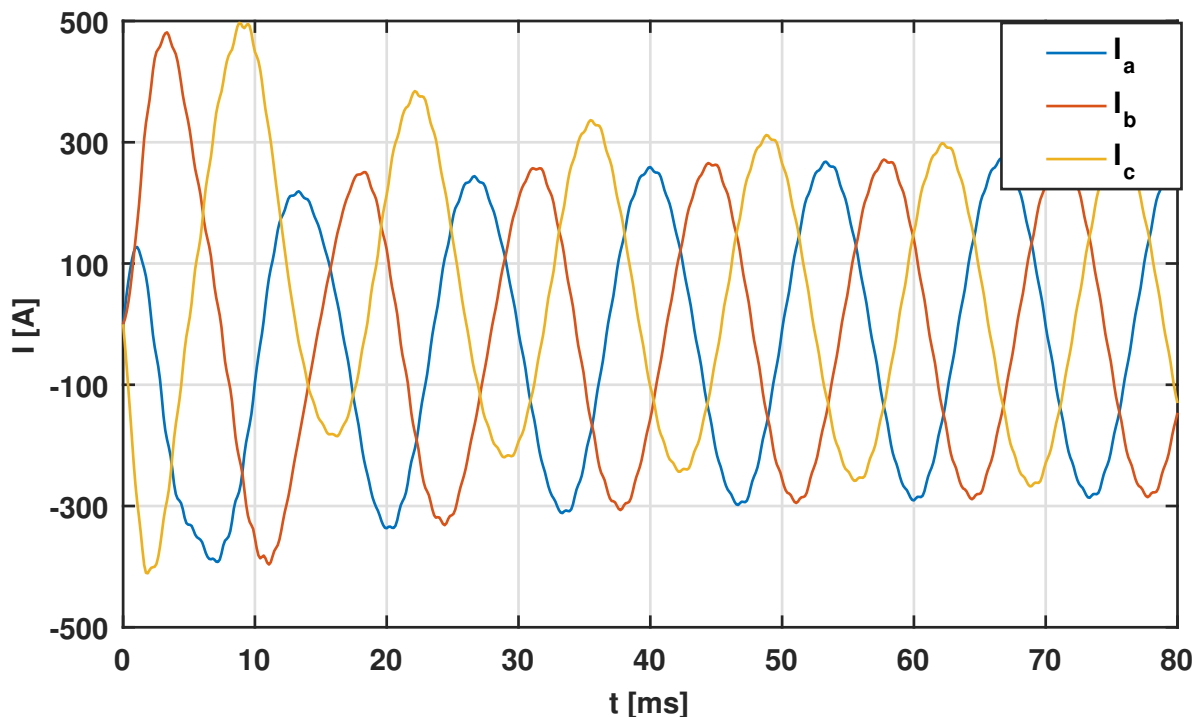


Obrázek 3.6: Průběh magnetické indukce ve vzduchové mezeře



Obrázek 3.7: Harmonická analýza magnetické indukce ve vzduchové mezeře

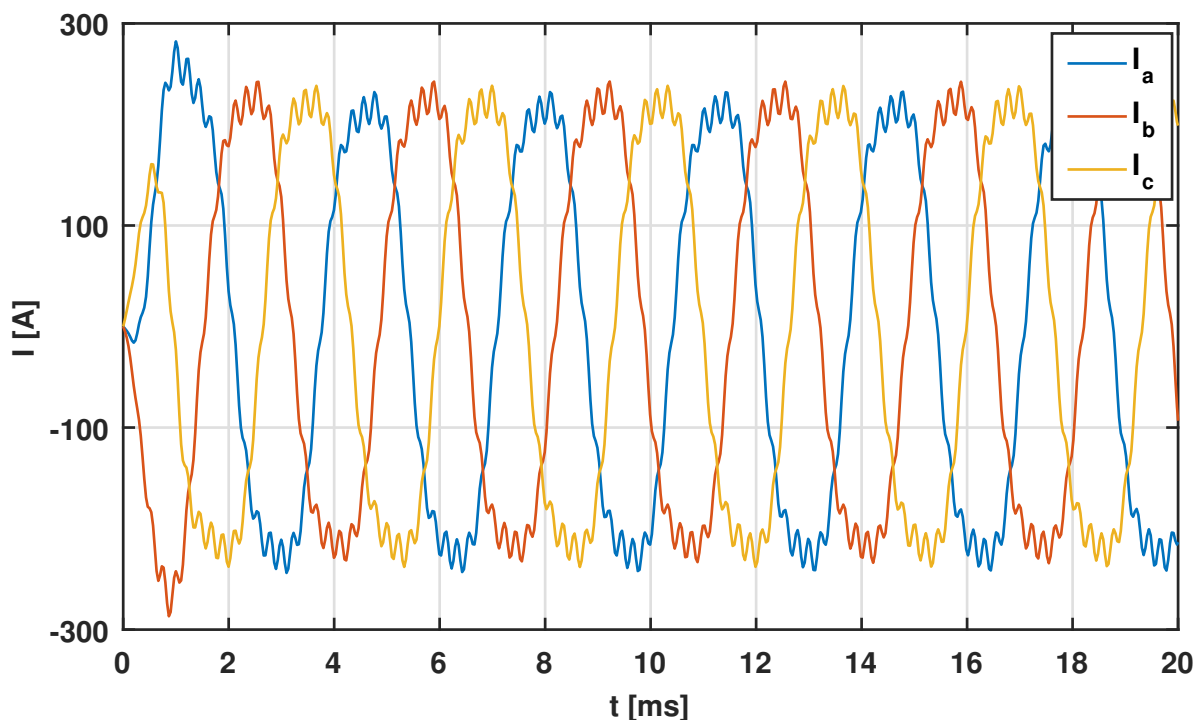
Hodnota proudu pro jmenovitý chod motoru pro pracovní bod **A**, byla odečtena jako střední hodnota v ustáleném stavu z grafu 3.8, tedy  $I = 196 \text{ A}$ . Tento výsledek se liší od analytického výpočtem o  $5 \text{ A}$ , což je způsobeno rozdílnými parametry odporu a indukce, jak již bylo zmíněno výše. Špičková hodnota proudu při přechodovém ději v reálné situaci nenastane, jelikož motor bude napájen frekvenční měničem. Tento stav by nastal pouze při přímém připojení na síť.



**Obrázek 3.8:** Průběh proudů pro motor pracovní bod **A**

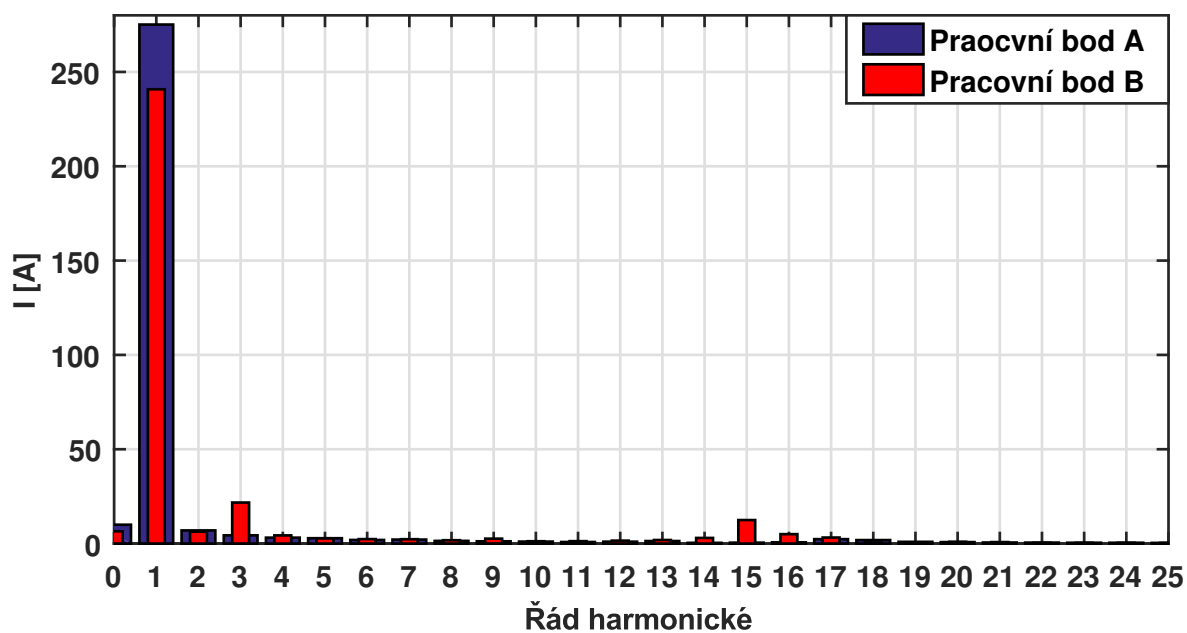
Proud pro pracovní bod **B** graf 3.9 byl odečten stejně jako v předchozím případě, tedy jako střední hodnota daného průběhu  $I = 173 \text{ A}$ . V tomto případě je rozdíl výraznější, v porovnání s průběhem 3.8 je zde větší poměr amplitud vyšších harmonických a přibyla zde 15. harmonická viz graf 3.10. Velikost satorového proudu vychází z rozdílu satorového a indukovaného napětí. Indukované napětí obsahuje vyšší harmonické viz kapitola 3.2.2, což způsobuje výskyt vyšších harmonických ve satorovém proudu. Harmonické vznikající frekvenčním měničem se v této analýze nevyskytují, protože nastavení výpočtu uvažuje přímé připojení na síť.

Vyšší harmonické vznikají ve satorovém proudu, protože velikost proudu satoru vychází z rozdílu indukovaného napětí versus napětí satoru.



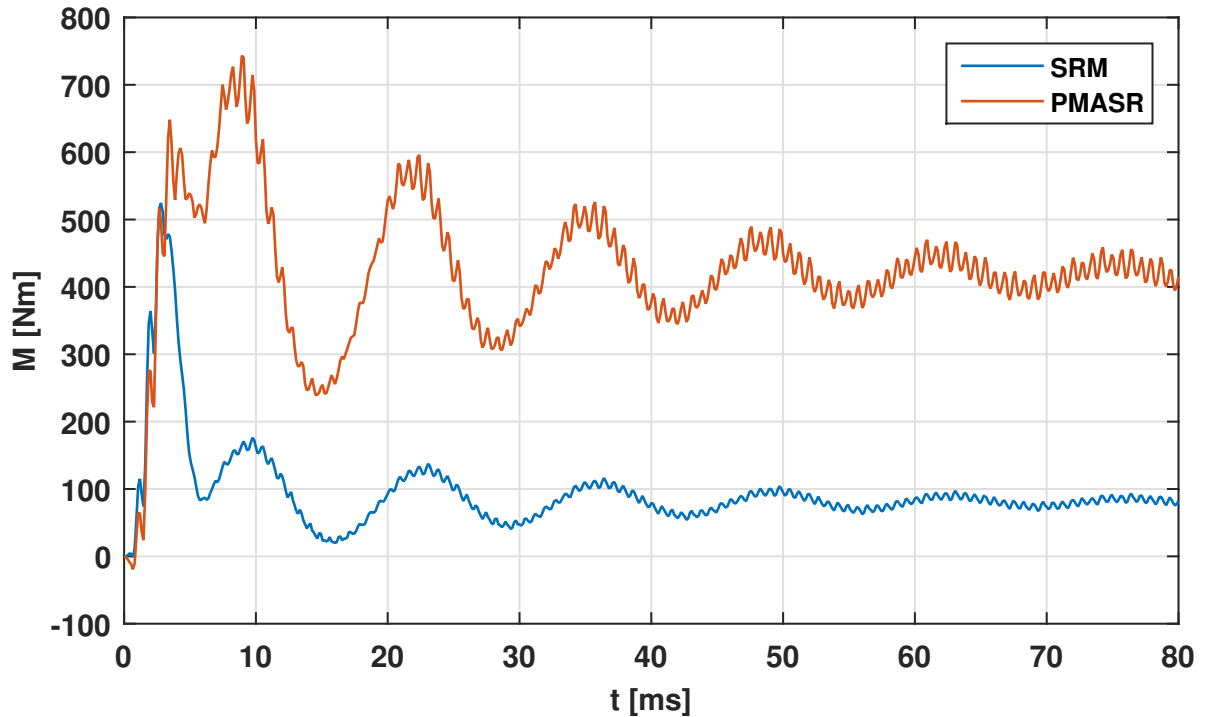
Obrázek 3.9: Průběh proudů pro motor pracovní bod B

V případě proudu pracovního bodu A je indukované napětí 3.4 v poměru s napětím statoru zanedbatelné, proto vliv vyšších harmonických pro tento pracovní bod není tak výrazný. Naopak velikost indukovaného napětí pro pracovní bod B je již znatelná, což se projevuje více na amplitudách vyšších harmonických, zejména 3. harmonické v průběhu statorového proudu.



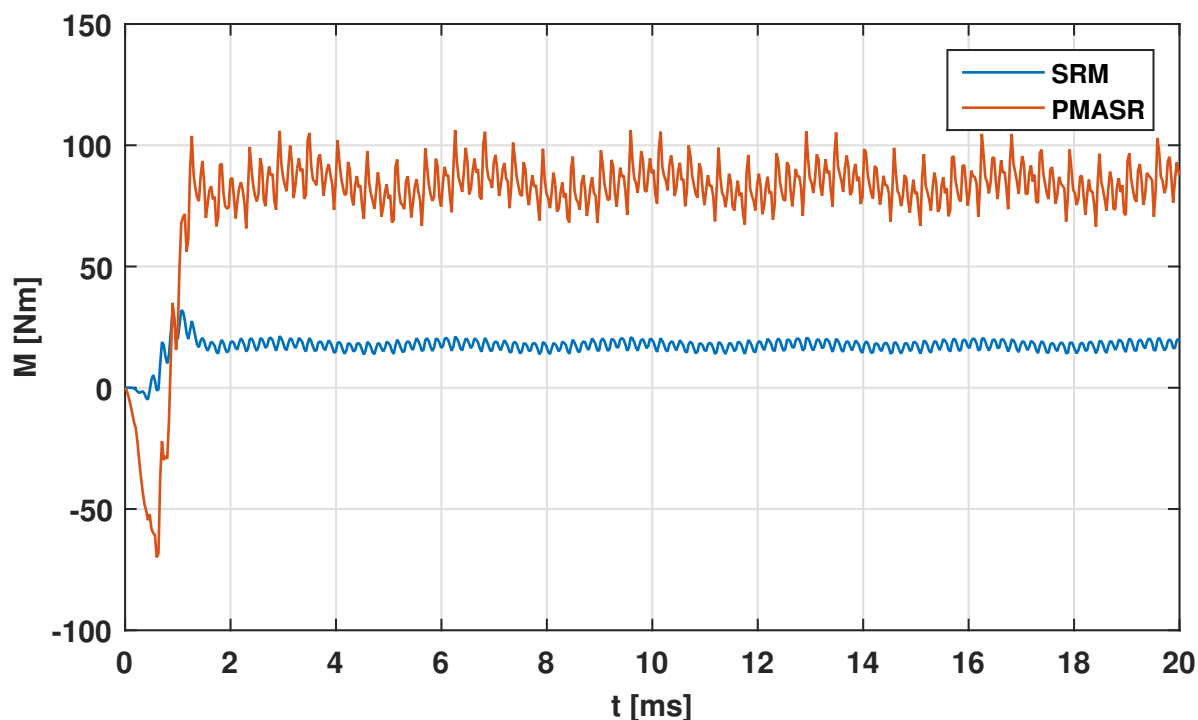
Obrázek 3.10: Harmonická analýza proudu statoru

Grafy momentu 3.11 a 3.12 pro oba pracovní body kopírují průběh proudu. Hodnoty momentu byly odečteny z průběhů pro PMASR v ustáleném stavu, jelikož moment není konstantní ale kmitá, tak byl odečten jako průměrná hodnota v ustálené části charakteristiky. Tedy pro jmenovité zatížení jsou průměrné hodnoty momentu rovny  $M_A = 417 Nm$  a  $M_B = 84 Nm$ .



Obrázek 3.11: Průběh momentu pracovní bod A

Odečtené hodnoty se liší oproti analytickému výpočtu přibližně o  $27 Nm$ . Výsledek je ovlivněn velikostí indukčností v osách  $\mathbf{d-q}$ . Tato problematika je objasněna v části popisující matematický model PMASR (kapitola 1.5). Kmitání momentu lze ovlivnit tvarem magnetických bariér rotoru. Jeden z možností návrhu bariér je použití genetického optimalizačního algoritmu, který v závislosti na rozsahu kmitů momentu optimalizuje tvar bariér. Snaha této optimalizace je dosáhnout co nejmenšího zvlnění momentu.



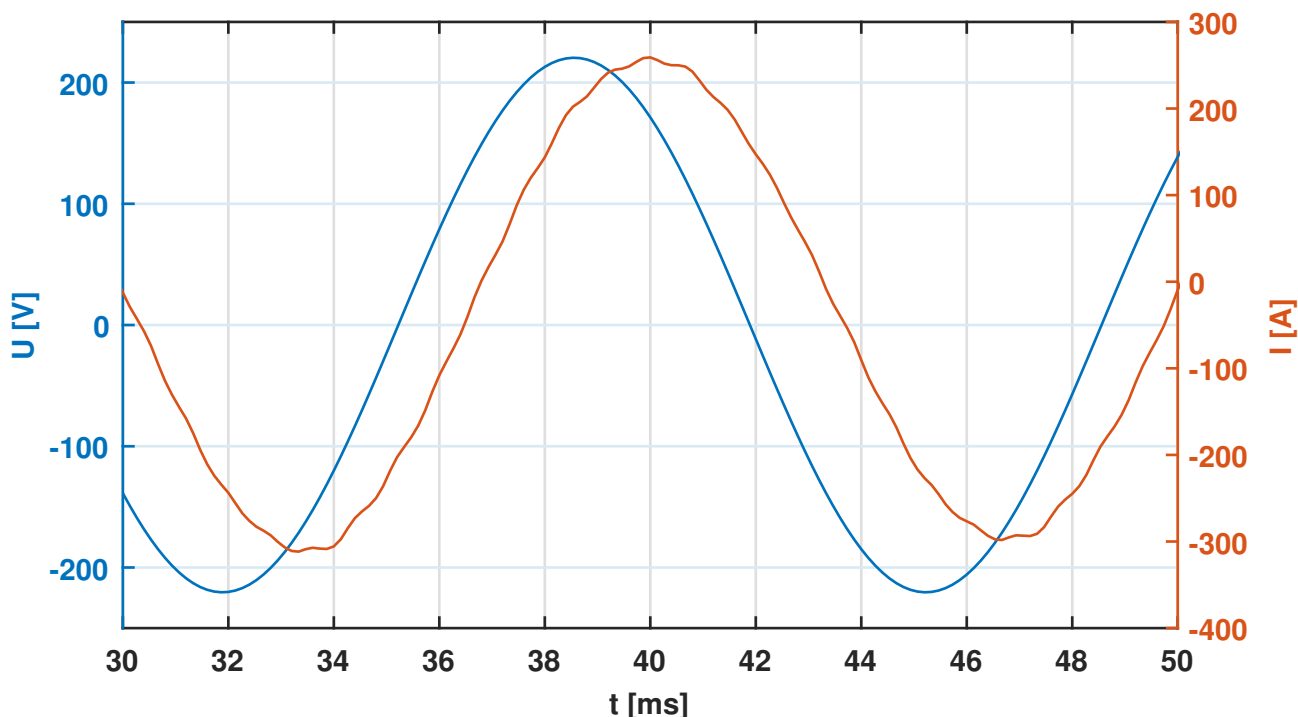
Obrázek 3.12: Průběh momentu pracovní bod **B**

Dále byla provedena analýza momentu klasického SRM. Parametry tohoto stroje jsou jako při analýze PMASR, jen jsou vyjmuty magnety z rotoru. Analýza byla provedena pro oba pracovní body. Výsledné průběhy byly vyneseny do společných grafů s řešením pro PMASR grafy 3.11 a 3.12. Již na první pohled je vidět znatelný vliv při použití permanentních magnetů na velikost momentu. Průměrná hodnota momentu v ustáleném stavu pro pracovní bod **A** pro SRM je rovna  $M = 80 \text{ Nm}$ , což je přibližně 4x méně než v případě PMASR. Totéž platí pro pracovní bod **B**.



### 3.2.4 Účinník

Účinník pro oba pracovní body se určí z průběhu napětí a proudu pro jednu fázi. V tomto případě byla zvolena fáze **A** pro oba pracovní body viz grafy 3.13 a 3.14. Zobrazeny jsou průběhy dvou period v ustáleném stavu. Z grafů jsou odečteny časové posuny mezi průběhy napětí a proudu v bodě průchodu příslušných veličin nulou.



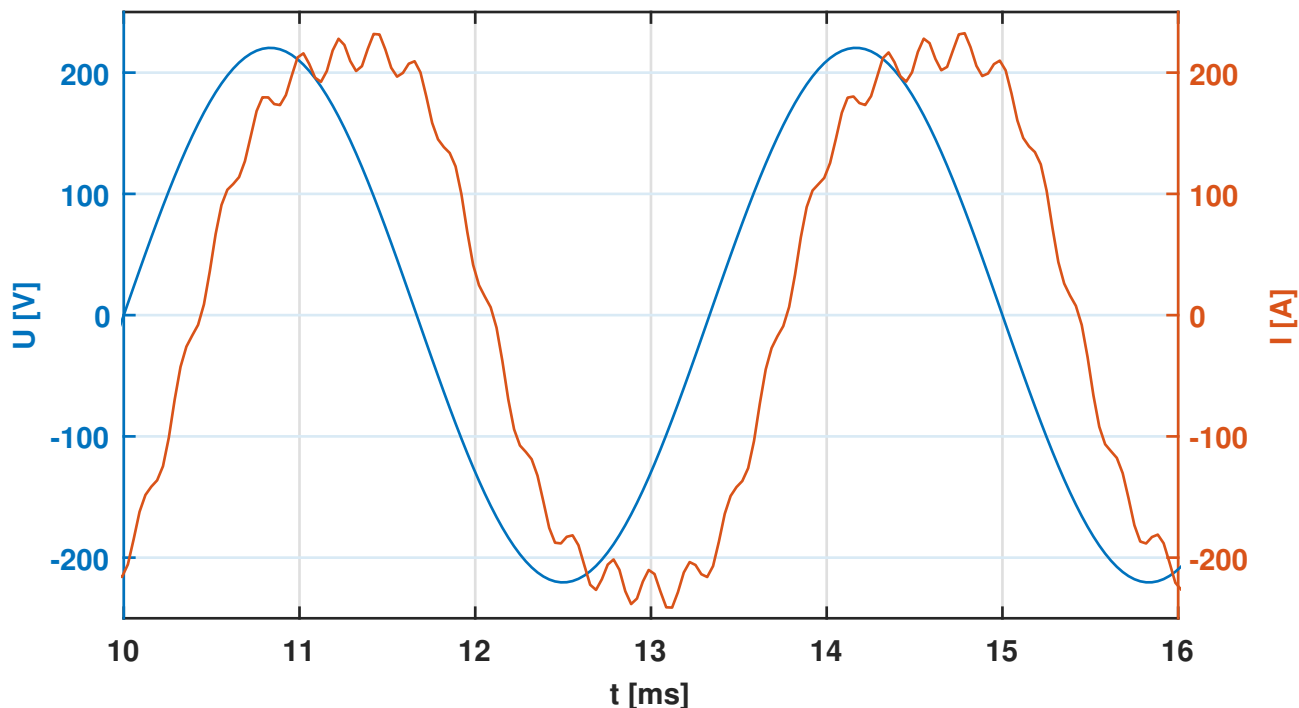
**Obrázek 3.13:** Průběh napájecího napětí a proudu fáze A pracovní bod A

Pro pracovní bod **A** je časový posun mezi napětím a proudem při průchodu nulou roven  $\Delta t = 1,49 \text{ ms}$ . Z hodnoty napájecí frekvence  $f = 75 \text{ Hz}$ , byl vypočten čas trvání jedné periody  $T = 13,3 \text{ ms}$ . Z těchto známých veličin byl vypočten fázový posun a účinník pomocí vztahu:

$$\varphi = \frac{\Delta t}{T} \cdot 360 = \frac{1,49}{13,3} \cdot 360 = 40,3^\circ \quad (3.1)$$

$$\cos \varphi = \cos 40,3 = 0,76 \quad (3.2)$$

Výsledná hodnota účinníku pro tento pracovní bod je značně odlišná od analytického výpočtu. Rozdíl je způsoben rozdílem velikosti indukčností kapitola 3.2.1, protože účinník je přímo závislý na poměru indukčností v ose **d** a **q**, což vyplývá z fázorového diagramu 2.7.



**Obrázek 3.14:** Průběh napájecího napětí a proudu fáze A pracovní bod **B**

Určení účinníku pro pracovní bod **B** je totožné jako v předchozí situaci. Odečtený čas fázového posunu z grafu 3.14 je roven  $\Delta t = 0,433 \text{ ms}$  a čas trvání jedné periody pro frekvenci  $f = 300 \text{ Hz}$  je roven  $T = 3,333 \text{ ms}$ .

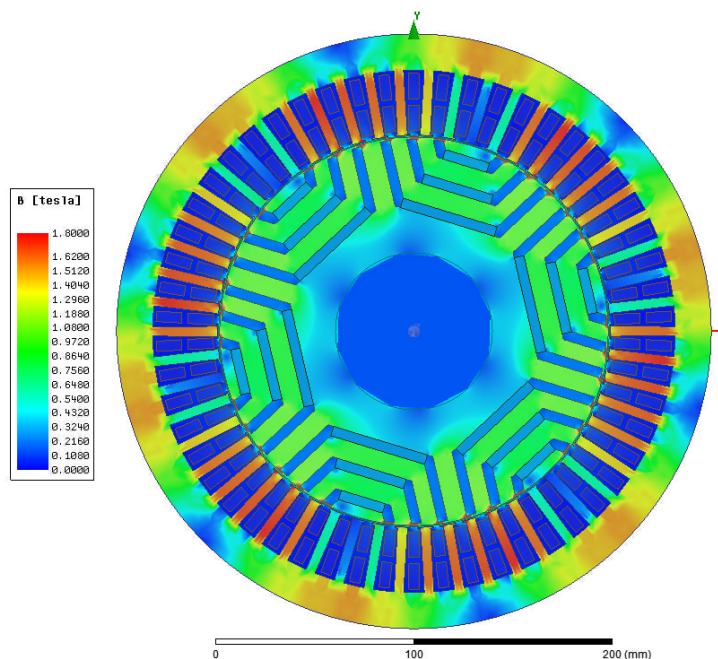
$$\varphi = \frac{\Delta t}{T} \cdot 360 = \frac{0,433}{3,33} \cdot 360 = 46,8^\circ \quad (3.3)$$

$$\cos \varphi = \cos 46,8 = 0,68 \quad (3.4)$$

Hodnota účinníku se neshoduje s analytickým výpočtem ze stejného důvodu jako v předchozím případě pro pracovní bod **A**. Dále lze konstatovat, na základě teoretických předpokladů, že výsledná hodnota této analýzy pro pracovní bod **B** je reálnější než hodnota získaná analytickým výpočtem.

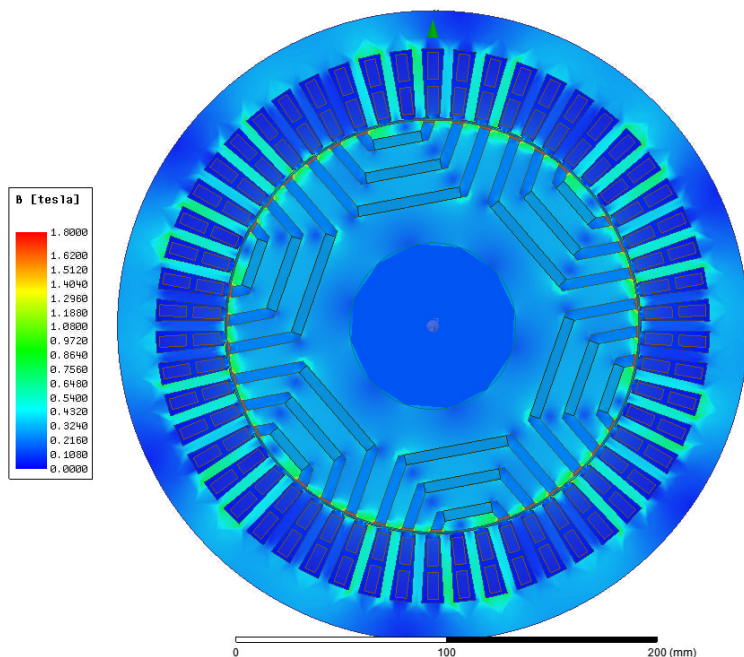
### 3.2.5 Rozložení magnetického pole stroje

V této části bude popsána mapa magnetického toku stroje 3.17 a magnetické indukce stroje pro oba pracovní body. V případě obrázků 3.15 a 3.16 byl nastaven rozsah stupnice pro oba pracovní body od 0 do 1,8T, aby bylo možné názorně porovnat nasycení magnetického obvodu mezi pracovními body. Uzavírání magnetického toku je pro oba případy stejné.



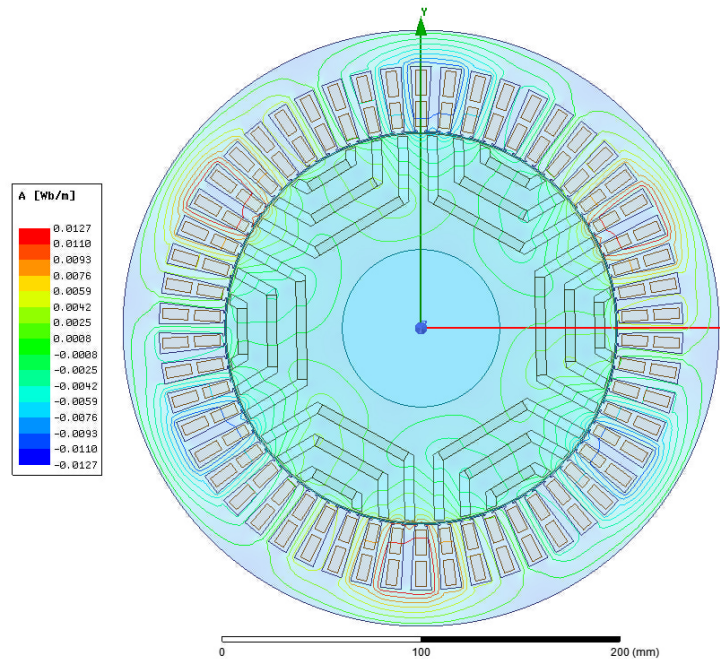
Obrázek 3.15: Rozložení magnetického pole stroje pracovní bod A

Z obrázku 3.15 je jasně vidět, že k největšímu nasycení dochází v mostech magnetických bariér a ve statorových zubech, které se nachází přímo naproti hrotům magnetických bariér rotoru. Maximální hodnoty nasycení stroje dosahují zuby  $B_z = 1,8 T$ , z čehož lze usoudit, že stroj se nepřesycuje, jelikož magnetický obvod byl navrhnut na  $B_z = 2 T$  a  $B_j = 1,5 T$ .



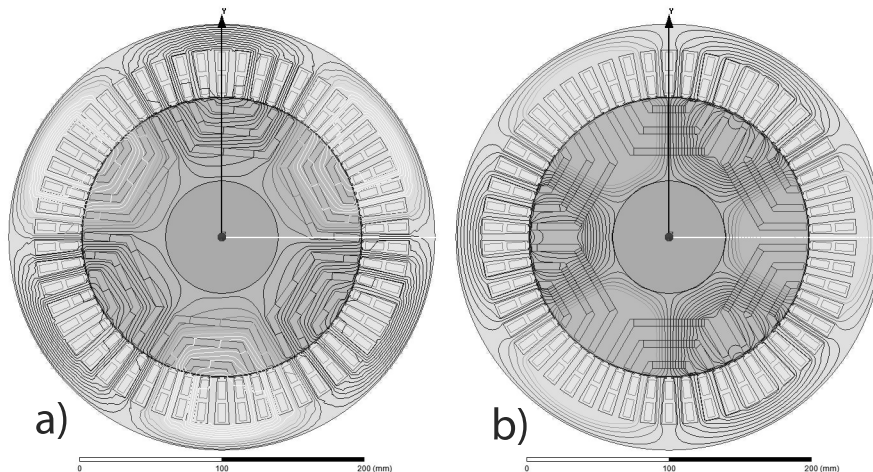
Obrázek 3.16: Rozložení magnetického pole stroje pracovní bod B

Z rozložení magnetické indukce pro pracovní bod **B** 3.16 vyplývá, že využití magnetického obvodu statoru je v tomto případě minimální. K největšímu nasycení dochází v mostech magnetických bariér, což je způsobeno uzavíráním velkého množství toku přes tyto mosty viz obrázek 3.3. Z výsledků lze vyhodnotit, že stroj odpovídá zamýšlenému návrhu. Využití magnetického obvodu v tomto pracovním bodě je nízké, tedy pro tento pracovní bod je magnetický obvod předimenzovaný, jelikož návrh obvodu byl proveden pro pracovní bod **A**, při kterém byla uvažovaná magnetická indukce ve vzduchové mezeře  $B_\delta = 0,8 T$ .



**Obrázek 3.17:** Siločáry magnetického toku - jmenovité zatížení

Magnetický tok stroje je názorně vyobrazen pomocí magnetických siločár na obrázku 3.17. Zde je vidět vzájemná interakce magnetického toku permanentních magnetů obrázek 3.18b a magnetického toku statoru 3.18a při jmenovitém zatížení. Tato interakce tvoří moment stroje. Tento charakter chování platí pro oba pracovní body.



**Obrázek 3.18:** Siločáry magnetického toku - A) Stator a B) PM

## 4 Závěr

Výsledkem této diplomové práce je elektromagnetický návrh synchronního reluktančního motoru s asistencí permanentních magnetů, o výkonu  $P = 70 \text{ kW}$  s  $\eta_A = 93,1\%$  v pracovním režimu **A** a s účinností  $\eta_B = 91,6\%$  v pracovním režimu **B**, při předpokládané pracovní teplotě  $120^\circ\text{C}$ . Pro konstrukci magnetického obvodu byly uvažovány plechy SURA M330-50A od firmy Cogent Power, dále byly zvoleny izotropní feritové permanentní magnety Hard ferrite 8/22 od firmy Thyssenkrupp. Vnitřní průměr statoru  $D_1 = 200 \text{ mm}$  byl zvolen tak, aby výsledné konstrukční uspořádání mohlo být aplikováno v elektromobilech.

Štítkové parametry pro stav **A** i **B** byly získány analytickým výpočtem viz tabulka 4.1.

Stav:		A		B		
Metoda:		Analytická	Maxwell2D	Analytická	Maxwell2D	
Sdružené napětí	$U_s$	270	270	270	270	$V$
Fázový proud	$I_f$	191,41	196,30	191,41	174,21	$A$
Jmenovité otáčky	$n$	1500	1500	6000	6000	$ot/min$
Jmenovitý moment	$M_n$	445,63	417,45	111,41	84,34	$Nm$
Účinitk	$\cos \varphi$	0,848	0,760	0,996	0,680	-
Účinnost	$\eta$	93,10	-	91,60	-	%

**Tabulka 4.1:** Štítkové parametry stroje

Parametry náhradního schématu analytické řešení:

Stav:		A	B	
Odpor vinutí $120^\circ\text{C}$	$R_{120}$	0,034		$\Omega$
Synchronní reaktance - d	$X_d$	0,270	0,908	$\Omega$
Synchronní reaktance - q	$X_q$	1,515	6,062	$\Omega$
Indukované napětí	$U_{in}$	35,83	143,32	$V$

**Tabulka 4.2:** Parametry náhradního schématu

Přesnost analytického výpočtu byla ověřena metodou konečných prvků s pomocí programu Ansys Maxwell2D. Pracovní body **A** i **B** byly analyzovány separátně. Simulace byla provedena pro stavy naprázdno a pro jmenovité zatížení. Výsledné hodnoty metody MKP byly odečteny v ustáleném stavu. Vyhodnocení výsledků je obsaženo v kapitole 3.2. Štítkové parametry získané simulací MKP jsou rovněž uvedeny v tabulce 4.1.

Zvolenými metodami lze dospět k závěru, že analytickým výpočtem lze stanovit pouze orientační štítkové parametry stroje. Nepřesnosti vůči výpočtu metodou MKP jsou zapříčiněné

postupem při výpočtu magnetizační indukčnosti. Aplikovaný postup (kapitola 2.6.2) uvažuje pouze zjednodušenou geometrii rotoru.

Prostor k rozšíření této práce je především v oblasti optimalizace geometrie rotoru. Optimalizací tvaru bariér, lze dosáhnout snížení zvlnění průběhu momentu a vyšší střední hodnoty momentu. Z mechanického hlediska je zapotřebí analyzovat integritu rotoru v provozním stavu. Touto problematikou se tato práce nezabývá.

# Seznam použité literatury

- [1] G. Pellegrino, T. M. Jahns, N. Bianchi, W. L. Soong a F. Cupertino, „The Rediscovery of Synchronous Reluctance and Ferrite Permanent Magnet Motors Tutorial Course Notes“, SpringerBriefs in Electrical a Computer Engineering, tech. zpr.
- [2] Bastian Lehner and Dieter Gerling, „Direct Parameter-Based Torque Ripple Minimization of Synchronous Reluctance Machines“,
- [3] G. F. A. Vagati M. Pastorelli a S. C. Petrace, „Design of low-torque-ripple synchronous reluctance motors“, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1998.
- [4] J. Barta a C. Ondrusek, „Rotor design and optimization of synchronous reluctance machine“, *MM Science Journal*, 2015.
- [5] Ladislav Knebl, „Návrh synchronního reluktančního motoru s permanentními magnety“, 2017.
- [6] ONDRŮŠEK Čestmír, *Dynamika elektromechanických soustav*. Brno: FEKT VUT v Brně, 2013.
- [7] 1.-1. Cigánek Ladislav, *Stavba elektrických strojů*, Czech, 1. vyd. Praha: SNTL, 1958.
- [8] R. L. Haupt, S. E. Haupt a R. L. Haupt, *Practical genetic algorithms*. John Wiley, 2004, s. 253, ISBN: 0471455652.
- [9] Cogent Power, „Typical data for SURA ® M330-50A“, tech. zpr.
- [10] I. P. Kopylov a P. Voženilek 1942, *Stavba elektrických strojů*, 1. vyd. Praha: Státní nakladatelství technické literatury, 1988.
- [11] „Hard ferrite magnets Product information Materials Services | Materials Germany“, ThyssenKrupp, tech. zpr.
- [12] R. Deeb, „Calculation of Eddy Current Losses in Permanent Magnets of Servo Motor“, tech. zpr.

# Seznam obrázků

1.1	Čtyřpólový reluktanční motor <b>a)</b> SRM <b>b)</b> PMASR [1] . . . . .	2
1.2	Náčrt synchronního reluktančního motoru <b>a)</b> geometrie, <b>b)</b> d-osa tok, <b>c)</b> q-osa tok, <b>d)</b> osy d-q [1] . . . . .	3
1.3	Princip funkce synchronního reluktančního motoru [1] . . . . .	3
1.4	Možné typy rotorů RSM <b>a)</b> vyniklé póly, <b>b)</b> radiálně skládaný rotor <b>c)</b> axiálně skládaný rotor [1] . . . . .	4
1.5	Příklady výchozích rotorů pro optimalizaci bariér [2] . . . . .	5
1.6	PMASR v rotorových souřadnicích [5] . . . . .	6
1.7	Náhradní schéma PMASR v souřadnicích <b>d-q</b> [5] . . . . .	7
2.1	Tingleyho schéma . . . . .	12
2.2	Goergesův obrazec . . . . .	13
2.3	Drážka . . . . .	18
2.4	Náhradní schéma magnetického obvodu . . . . .	20
2.5	Konstrukce bariér . . . . .	23
2.6	Fázorový diagram pracovní bod <b>A</b> . . . . .	32
2.7	Fázorový diagram pracovní bod <b>B</b> . . . . .	33
2.8	Charakteristiky navrženého PMASR pracovní bod <b>A</b> . . . . .	35
2.9	Charakteristiky navrženého PMASR pracovní bod <b>B</b> . . . . .	35
3.1	Maxwell 2D - Geometrie motoru PMASR . . . . .	39
3.2	Indukčnosti $L_d$ a $L_q$ . . . . .	40
3.3	Detail - silokřivky magnetického toku statoru . . . . .	40
3.4	Průběh indukovaného napětí pracovní bod <b>A</b> . . . . .	41
3.5	Průběh indukovaného napětí pracovní bod <b>B</b> . . . . .	42
3.6	Průběh magnetické indukce ve vzduchové mezeře . . . . .	43
3.7	Harmonická analýza magnetické indukce ve vzduchové mezeře . . . . .	43
3.8	Průběh proudů pro motor pracovní bod <b>A</b> . . . . .	44
3.9	Průběh proudů pro motor pracovní bod <b>B</b> . . . . .	45
3.10	Harmonická analýza proudu statoru . . . . .	45
3.11	Průběh momentu pracovní bod <b>A</b> . . . . .	46
3.12	Průběh momentu pracovní bod <b>B</b> . . . . .	47
3.13	Průběh napájecího napětí a proudu fáze <b>A</b> pracovní bod <b>A</b> . . . . .	48

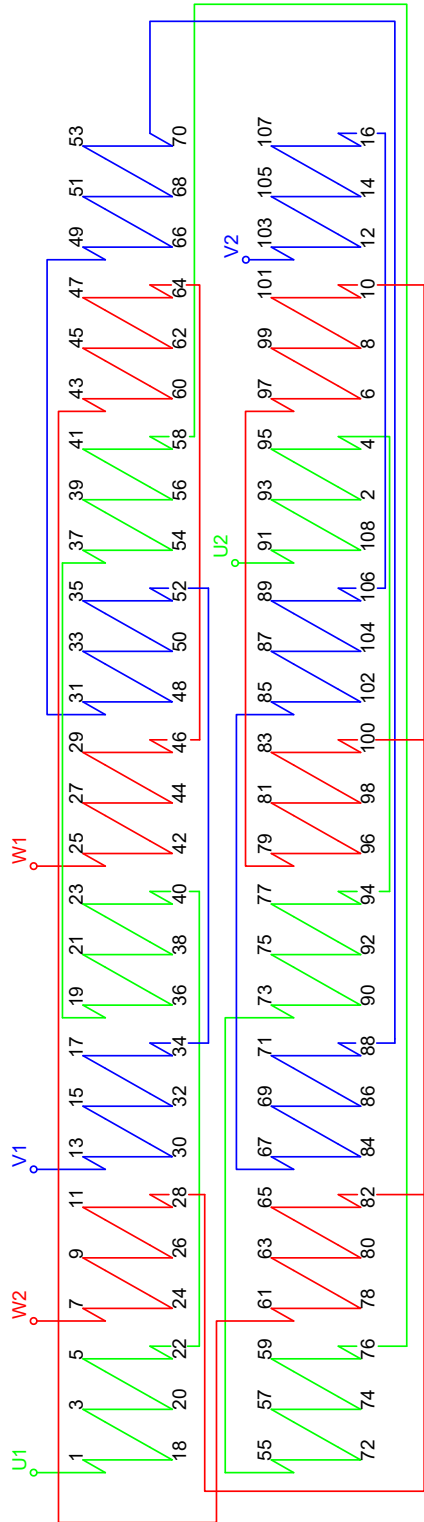


3.14 Průběh napájecího napětí a proudu fáze A pracovní bod <b>B</b> . . . . .	49
3.15 Rozložení magnetického pole stroje pracovní bod <b>A</b> . . . . .	50
3.16 Rozložení magnetického pole stroje pracovní bod <b>B</b> . . . . .	50
3.17 Siločáry magnetického toku - jmenovité zatížení . . . . .	51
3.18 Siločáry magnetického toku - A)Stator a B)PM . . . . .	51

# Seznam tabulek

2.1	Zadané parametry stroje . . . . .	9
2.2	Parametry fiktivního stejnosměrného vinutí k rozstříhání . . . . .	10
2.3	Parametry vodiče . . . . .	16
2.4	Drážka shrnutí výsledků . . . . .	18
2.5	Parametry permanentních magnetů . . . . .	19
2.6	Magnetické parametry plechů . . . . .	20
2.7	Rotor shrnutí . . . . .	24
2.8	Parametry plechů . . . . .	28
2.9	Rozměry stroje . . . . .	36
2.10	Rozměry drážky . . . . .	36
2.11	Parametry statorového vinutí . . . . .	36
2.12	Rozměry bariér a magnetů . . . . .	36
2.13	Parametry náhradního schématu . . . . .	37
2.14	Ztráty . . . . .	37
2.15	Parametry stroje při zatížení . . . . .	37
4.1	Štítkové parametry stroje . . . . .	52
4.2	Parametry náhradního schématu . . . . .	52

# Příloha 1 - Pilové schéma



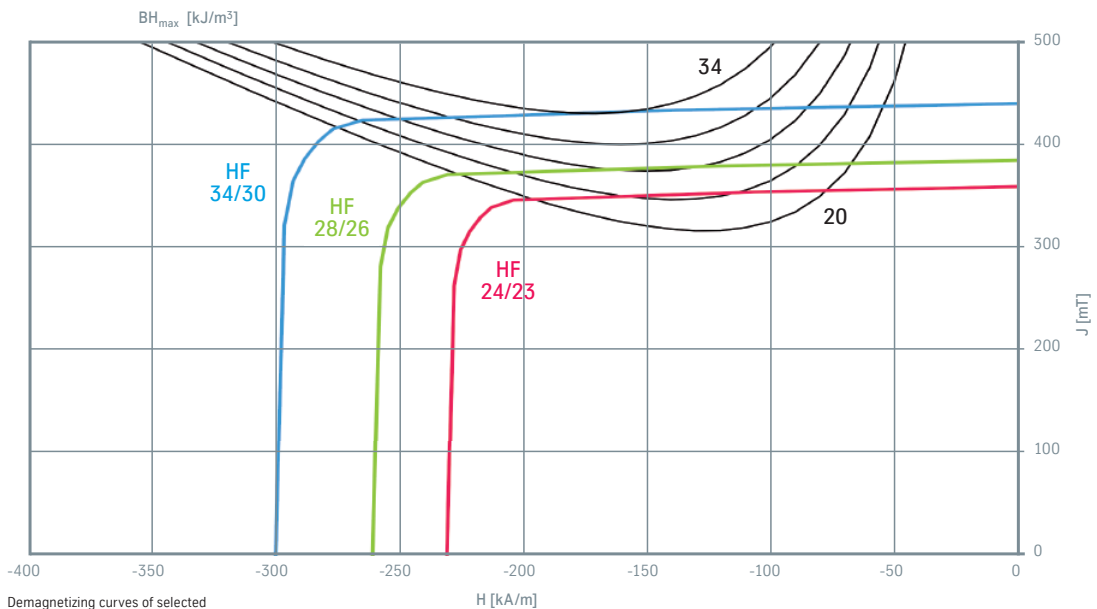
# Příloha 2 - Hard Ferrite 8/22-1

Magnetic properties												
Raw material			Remanent magnetization		Coercivity				Energy product		Temperature coefficient	
			$B_r$		$H_{cJ}$		$H_{cB}$		$(BH)_{max}$		TK( $B_r$ )	TK( $H_{cJ}$ )
			mT	kG	kA/m	kOe	kA/m	kOe	kJ/m <sup>3</sup>	MGOe	%/K	%/K
Hard ferrite 8/22	i	min	210	2.1	220	2.7	135	1.7	8	1.0	-0.2	0.3
Hard ferrite 24/23	a	min	350	3.5	230	2.8	215	2.7	24	3.0	-0.2	0.4
Hard ferrite 28/16	a	min	390	3.9	160	2.0	160	2.0	28	3.5	-0.2	0.4
Hard ferrite 28/26	a	min	380	3.8	260	3.3	250	3.1	28	3.5	-0.2	0.4
Hard ferrite 28/30	a	min	380	3.8	300	3.8	260	3.3	28	3.5	-0.2	0.4
Hard ferrite 30/16	a	min	400	4.0	160	2.0	160	2.0	30	3.8	-0.2	0.4
Hard ferrite 30/26	a	min	400	4.0	260	3.3	250	3.1	30	3.8	-0.2	0.4
Hard ferrite 30/32	a	min	400	4.0	320	4.0	285	3.3	30	3.8	-0.2	0.4
Hard ferrite 32/26	a	min	410	4.1	260	3.3	250	3.1	32	4.0	-0.2	0.4
Hard ferrite 32/40	a	min	420	4.2	400	5.0	300	3.7	32	4.0	-0.2	0.4
Hard ferrite 34/30	a	min	430	4.3	300	3.8	280	3.3	34	4.2	-0.2	0.4

a = anisotropic; i = isotropic  
 The magnetizing field strength is at least three times the  $H_{cJ}$  value.  
 The relative permeability ( $\mu_r$ ) is between 1.05–1.10.

Selected material qualities (according EN 60404-8-1:2015).  
 Further qualities on request.

## Demagnetizing curves



# Příloha 3 - Hard Ferrite 8/22-1

Physical properties									
Raw material	Density	Young's modulus	Compressive strength	Vickers hardness	Electrical resistivity	Heat capacity	Thermal conductivity	Coefficient of linear thermal expansion	
								in magnetizing direction	normal to mag. direction
	$\rho$ g/cm <sup>3</sup>	E kN/mm <sup>2</sup>	F <sub>p</sub> N/mm <sup>2</sup>	H <sub>v</sub>	$\rho$ Ω mm <sup>2</sup> /m	C J/kg K	$\lambda$ W/m K	$\Delta d_l$ 10 <sup>-6</sup> /K	$\Delta d_l$ 10 <sup>-6</sup> /K
Hard ferrite	4.7–4.9	120–180	300–700	~ 500	$\infty$	500–800	5–10	9.2–13.3	9.2–10

Operating temperature  
T<sub>max</sub> = 250 °C  
Curie temperature  
T<sub>c</sub> = 450 °C

## Chemical resistance

Permanent ferrite magnets are to a great extent chemical resistant. They are also resistant to oxidation and climatic influences. In particular to weak organic acids like water, petrol, organic solvents, caustic potash solution, soda lye and common salt.

They are not resistant to concentrated inorganic acids (hydrochloric, sulphuric, phosphorous, hydrofluoric and oxalic).

They have a very limited resistance against acetic acid, diluted sulphuric and nitric acids.

## Production

After goods inwards inspection, the raw materials (mainly iron oxide and strontium carbonate) are weighed, blended, pre-sintered and ground to a fine powder with crystals. For isotropic magnets, the raw material is consequently pressed. There are two procedures in the production of anisotropic magnets. Firstly, the raw material is dried and then pressed in a magnetic field (dry pressing). Secondly, the raw material is wet pressed under the influence of a magnetic field (wet pressing); the pressing is followed by sintering, finishing and cleaning. The surface can be machined, marked, magnetized or coated to customer requirements.

Chemical resistance		
Minor effect Good	Moderate effect Fair	Sever effect Not recommended
Ozone	Nitric acid, diluted	Hydrochloric acid
Water	Sulphuric acid, diluted	Sulphuric acid
Petrol	Acetic acid	Phosphorous acid
Organic solvent		Hydrofluoric acid
Caustic potash solution		Oxalic acid
Soda lye sodium		
Chloride solution		
Developer		
Fixing bath		
Weak organic acids		

## Temperature behavior

Irreversible damage of a limited nature can occur up to 250 °C; the extent of same increases as the temperature rises. Depending on the application of the magnet, irreversible losses can also occur at lower temperatures. With regard to the crystalline structure of the magnet, only temperatures exceeding 1000 °C result in grain structure changes and therefore irreversible losses.

Contrary to this, the magnetic parameters greatly depend on temperature. As a general rule for hard ferrite magnets – at increased temperatures the remanence decreases by 0.2% per Kelvin and the coercive field strength increases by 0.3–0.4%. At decreased temperatures, the remanence increases and the coercive field strength decreases. For this reason, selecting the correct magnet for the specific application is vitally important.

## Příloha 4 - M330-50A

## Typical data for SURA® M330-50A

1 (2)

T	W/kg at 50 Hz	VA/kg at 50 Hz	A/m at 50 Hz	W/kg at 100 Hz	W/kg at 200 Hz	W/kg at 400 Hz	W/kg at 1000 Hz	W/kg at 2500 Hz
0,1	0,03	0,07	27,7	0,05	0,13	0,34	1,64	6,55
0,2	0,09	0,19	36,4	0,20	0,49	1,36	5,71	22,7
0,3	0,18	0,34	42,4	0,43	1,06	2,84	11,7	47,8
0,4	0,28	0,51	47,8	0,71	1,78	4,77	19,7	82,9
0,5	0,41	0,70	52,9	1,04	2,65	7,18	30,1	130
0,6	0,55	0,93	58,3	1,42	3,66	10,1	43,1	194
0,7	0,71	1,20	64,1	1,84	4,83	13,6	59,2	281
0,8	0,89	1,50	71,0	2,32	6,17	17,7	78,2	392
0,9	1,08	1,86	79,7	2,85	7,69	22,5	103	529
1,0	1,29	2,30	91,8	3,43	9,42	28,1	132	697
1,1	1,53	2,86	110	4,08	11,4	34,6	166	
1,2	1,81	3,65	140	4,81	13,6	42,0		
1,3	2,12	5,00	205	5,63	16,0	50,2		
1,4	2,56	8,27	399	6,60	18,7	59,3		
1,5	3,03	19,9	1097	7,71	21,8	69,6		
1,6	3,49	54,7	2925					
1,7	3,84	124	6118					
1,8	4,15	239	10828					

Loss at 1.5 T, 50 Hz, W/kg 3,03

Loss at 1.0 T, 50 Hz, W/kg 1,29

Anisotropy of loss, % 10

Magnetic polarization at 50 Hz

H = 2500 A/m, T 1,57

H = 5000 A/m, T 1,66

H = 10000 A/m, T 1,77

Coercivity (DC), A/m 40

Relative permeability at 1.5 T 1050

Resistivity,  $\mu\Omega\text{cm}$  42Yield strength, N/mm<sup>2</sup> 315Tensile strength, N/mm<sup>2</sup> 455Young's modulus, RD, N/mm<sup>2</sup> 200 000Young's modulus, TD, N/mm<sup>2</sup> 210 000

Hardness HV5 (VHN) 155

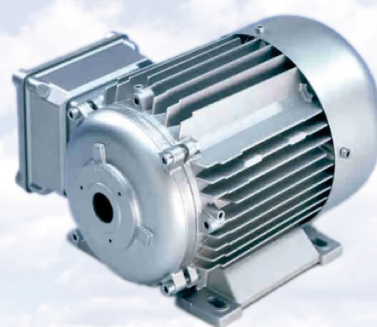
RD represents the rolling direction

TD represents the transverse direction

Values for yield strength (0.2 % proof strength)

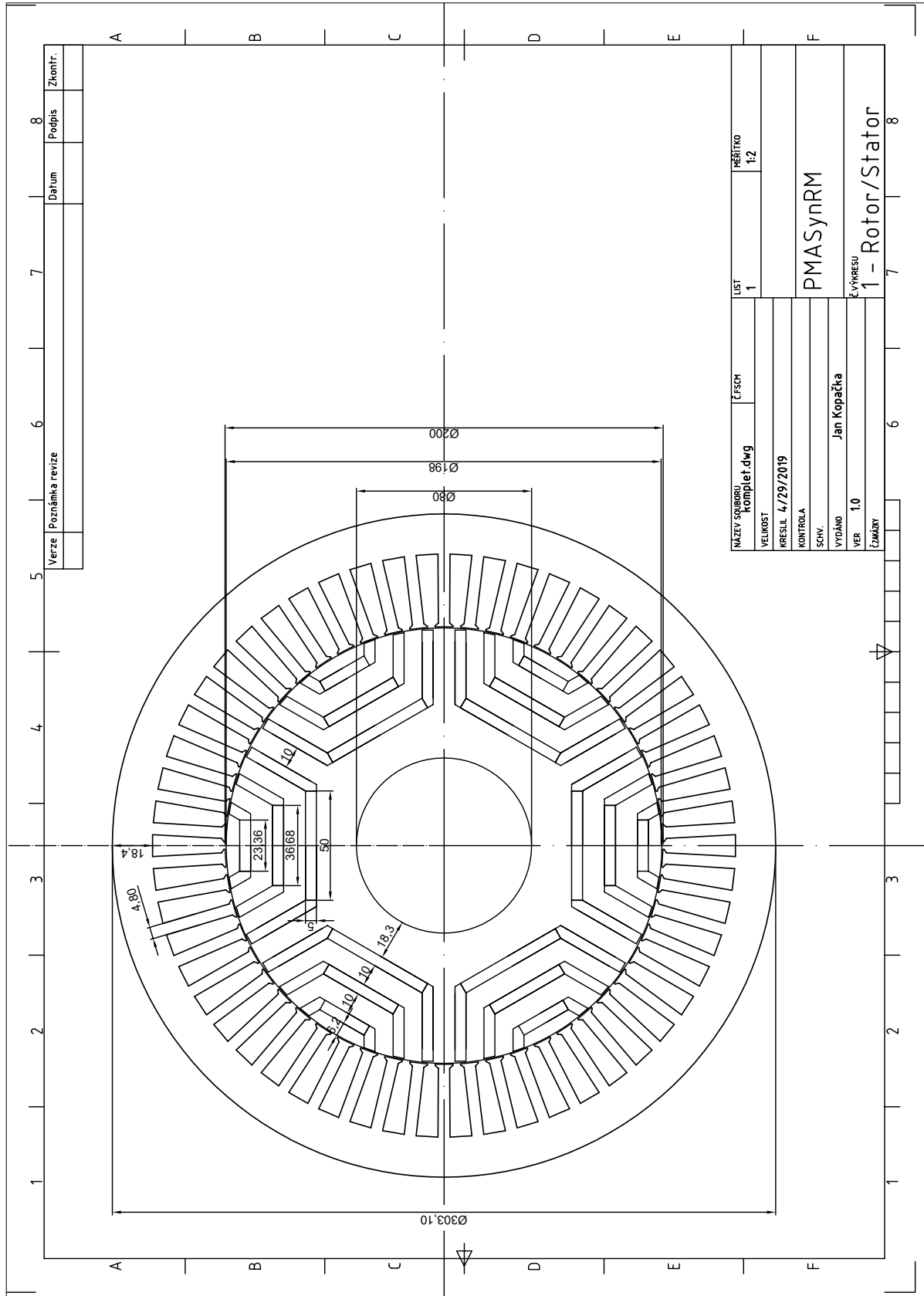
and tensile strength are given for the rolling direction

Values for the transverse direction are approximately 5% higher





# Příloha 6 - Výkres statoru a rotor





# Příloha 7 - Fázorový diagram pracovní bod B

