

Fakulta elektrotechnická
Katedra výkonové elektroniky a strojů

DIPLOMOVÁ PRÁCE

Návrh pětifázového trakčního motoru pro použití s injektáží třetí
harmonické složky

Autor práce: **Bc. Martin Kreissl**
Vedoucí práce: **Ing. Jan Laksar, Ph.D.**

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI

Fakulta elektrotechnická
Akademický rok: 2022/2023

ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

(projektu, uměleckého díla, uměleckého výkonu)

Jméno a příjmení: **Bc. Martin KREISSL**
Osobní číslo: **E21N0065P**
Studijní program: **N0713A060013 Výkonové systémy a elektroenergetika**
Specializace: **Elektrické stroje**
Téma práce: **Návrh pětifázového trakčního motoru pro použití s injektáží třetí harmonické složky**
Zadávající katedra: **Katedra výkonové elektroniky a strojů**

Zásady pro vypracování

1. Proveďte rešerši řešení motorů s výraznou třetí harmonickou složkou.
2. Navrhněte trakční motor s vlastním uspořádáním rotoru o maximálním výkonu 150 kW, napájený z baterie o jmenovitém napětí 355 V.
3. Porovnejte provozní stav motoru při využití injektáže třetí harmonické a bez ní.
4. Zhodnoťte výsledky a přínos injektáže vyšší harmonické složky.


Rozsah diplomové práce: **40-60**
Rozsah grafických prací: **dle doporučení vedoucího**
Forma zpracování diplomové práce: **elektronická**

Seznam doporučené literatury:

1. PYRHÖNEN, Juha, JOKINEN, Tapani, HRABOVCOVÁ, Valéria. Design of Rotating Electrical Machines. 2. vyd. John Wiley & Sons Ltd, 2014. ISBN 978-1-118-58157-5.
2. T. J. dos Santos Moraes, H. Wu, E. Semail, N. K. Nguyen and D. T. Vu, „Optimal torque/speed characteristics of a Five-Phase Synchronous Machine under Peak or RMS current control strategies,“ 2020 22nd European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'20 ECCE Europe), 2020, pp. P.1-P.7, doi: 10.23919/EPE20ECCEurope43536.2020.9215824.
3. Další elektronické informační zdroje.

Vedoucí diplomové práce: **Ing. Jan Laksar, Ph.D.**
Research and Innovation Centre for Electrical
Engineering

Datum zadání diplomové práce: **7. října 2022**
Termín odevzdání diplomové práce: **26. května 2023**



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



Prof. Ing. Václav Kůs, CSc.
vedoucí katedry

V Plzni dne 7. října 2022

Abstrakt

Tato diplomová práce se zabývá návrhem pětifázového trakčního elektrického motoru se speciální konstrukcí rotoru umožňující využití injektáže třetí harmonické složky proudu. První část práce obsahuje rešerši řešení elektrických motorů uzpůsobených k provozu s injektáží třetí harmonické složky. Druhá část práce obsahuje analytické řešení kompletního elektromagnetického návrhu trakčního motoru. Ve třetí části je analyzována simulace provozu motoru s injektáží třetí harmonické složky proudu. V závěru jsou shrnuty poznatky z analytického návrhu stroje a z jednotlivých simulací provozu.

Klíčová slova

Návrh elektrického stroje, elektromagnetický návrh, vinutí, trakční motor, vícefázový stroj, pětifázový motor, rotor s permanentními magnety, injektáž harmonické složky

Abstract

This diploma thesis deals with the design of a five-phase traction electric motor with a special rotor design enabling the use of injection of the third harmonic component of the current. The first part of the thesis contains a search for solutions for electric motors adapted to operate with an injection of the third harmonic component. The second part of the work contains the analytical solution of the complete electromagnetic design of the traction motor. The third part analyzes the simulation of engine operation with an injection of the third harmonic component of the current. In the conclusion, findings from the analytical design of the machine and individual operation simulations are summarized.

Key Words

Electric Machine Design, Electromagnetic Design, Winding, Traction Motor, Multiphase Machine, Five-Phase Motor, Permanent Magnet Rotor, Harmonic Component Injection

Poděkování

Tímto bych rád poděkoval vedoucímu diplomové práce Ing. Janu Laksarovi, Ph.D. za úsilí vynaložené při objasňování veškeré problematiky této práce, dále pak za cenné profesionální rady, připomínky a metodické vedení práce.

Dále bych na tomto místě rád poděkoval doc. Ing. Bohumilu Skalovi, Ph.D. a doc. Ing. Karlu Hruškovi, Ph.D. za veškeré znalosti z oboru elektrických strojů, které jsem díky jejich profesionálnímu a poutavému výkladu problematiky nabył v průběhu let studia elektrotechniky.

Obsah

Úvod	- 1 -
1 Elektrické motory s výraznou třetí harmonickou složkou.....	- 2 -
1.1 Třetí harmonická a její injektáž	- 2 -
1.1.1 Třetí harmonická.....	- 2 -
1.1.2 Injektáž třetí harmonické	- 2 -
1.2 Konstrukční uzpůsobení stroje pro injektáž třetí harmonické	- 3 -
1.2.1 Uzpůsobení statoru a statorového vinutí	- 3 -
1.2.2 Uzpůsobení rotoru	- 4 -
2 Elektromagnetický návrh stroje.....	- 9 -
2.1 Základní parametry stroje	- 9 -
2.2 Návrh statorového vinutí	- 9 -
2.3 Návrh statoru.....	- 13 -
2.4 Návrh rotoru s permanentními magnety	- 26 -
2.5 Parametry náhradního schématu.....	- 30 -
2.6 Momentová charakteristika.....	- 36 -
2.7 Ztráty, účinnost a účinník	- 38 -
3 Simulace provozu s injektáží třetí harmonické.....	- 45 -
3.1 Tvorba modelu v Ansys Motor – CAD	- 45 -
3.2 Analýza nezatíženého modelu v Ansys Electronics Desktop.....	- 46 -
3.3 Analýza zatíženého modelu v Ansys Electronics Desktop.....	- 51 -
3.4 Analýza modelu při simulaci provozu s injektáží třetí harmonické složky	- 53 -
Zhodnocení a závěr.....	- 57 -
Literatura	- 59 -
Přílohy	I

Seznam symbolů a zkratk

A	A/m	lineární proudová hustota
A'	A/m	výchozí hodnota lineární proudové hustoty
a=	-	výchozí hodnota lineární proudové hustoty
α	°	fázový úhel proudu
$\alpha_{\check{c}}$	°	úhel ohybu čel vinutí
α_{δ}	-	činitel pólového krytí
α_{Br}	%/°C	koeficient poklesu remanentní indukce
α_{Hc}	%/°C	koeficient poklesu koercivní intenzity
B	T	magnetická indukce
B'	T	výchozí hodnota magnetická indukce
B$_{\delta}$	T	magnetická indukce ve vzduchové mezeře
B$_{j1}$	T	magnetická indukce ve jhu statoru
B$_{j2}$	T	magnetická indukce ve jhu rotoru
B$_m$	T	magnetická indukce permanentních magnetů
B$_z$	T	magnetická indukce v zubu statoru
b$_c$	m	šířka cívky vinutí
b$_d$	m	šířka drážky
b$_m$	m	šířka permanentního magnetu
b$_v$	m	šířka vodiče vinutí
b$_z$	m	šířka zubu statoru
β	°	zátěžný úhel
β'	-	činitel zkrácení kroku vinutí
C	VA/m ³ ot	Essonův činitel
C'	VA/m ³ ot	předběžná hodnota Essonova činitele
cosφ	-	účinník
D$_1$	m	vnitřní průměr statoru
D$_2$	m	vnější průměr rotoru
D$_e$	m	vnější průměr statoru
δ	m	velikost vzduchové mezery
δ'	m	velikost vzduchové mezery respektující nehomogenost pole
δ''	m	velikost vzduchové mezery respektující sycení stroje
Δ_{tech}	m	technologická mezera
f	Hz	frekvence
Φ_{δ}	Wb	indukční tok vzduchovou mezerou
Φ_j	Wb	indukční tok jhem
Φ_m	Wb	indukční tok od permanentních magnetů
Φ_G	Wb	rozptylový indukční tok
Φ_z	Wb	indukční tok zubem statoru
γ	-	pomocný činitel pro výpočet Carterova činitele
γ_{Cu}	S/m	měrná vodivost mědi

H	A/m	intenzita magnetického pole
H_c	A/m	koercivní intenzita magnetického pole
H_δ	A/m	intenzita magnetického pole ve vzduchové mezeře
H_{j1}	A/m	intenzita magnetického pole ve jhu statoru
H_{j2}	A/m	intenzita magnetického pole ve jhu rotoru
H_m	A/m	intenzita magnetického pole permanentních magnetů
H_z	A/m	intenzita magnetického pole v zubu statoru
h_d	m	výška drážky
h_{j1}	m	výška jha statoru
h_{j2}	m	výška jha rotoru
h_k	m	výška klínu
h_m	m	výška permanentního magnetu
h_o	m	výška otevření drážky
I_n	A	jmenovitý proud stroje
I_d	A	proud drážkou stroje
i_d	A	složka proudu v ose d
i_q	A	složka proudu v ose q
I_{pk1}	A	amplituda proudu první harmonické
I_{pk3}	A	amplituda proudu třetí harmonické
i_c	m	tloušťka izolace cívk
J	A/mm ²	proudová hustota
J'	A/mm ²	výchozí proudová hustota
K	-	počet cívek statoru
k_B	-	činitel tvaru pole
k_c	-	Carterův činitel
k_E	-	činitel elektromotorické síly
k_{Fe}	-	činitel plnění plechů
k_m	-	činitel mechanických ztrát
k_p	-	činitel přídavných ztrát
k_{PWM}	-	činitel ztrát vlivem PWM
k_r	-	činitel rozlohy
k_v	-	činitel vinutí
k_y	-	činitel kroku vinutí
k_z	-	činitel odlehčení zubu
k_β	-	činitel rozptylu
L_{ad}	H	podélná indukčnost stroje
L_{aq}	H	příčná indukčnost stroje
L_{aσ}	H	rozptylová indukčnost
l_{ax}	m	axiální délka statoru
l_{celk}	m	celková délka statoru
l_č	m	délka čela vinutí

l_{Fe}	m	délka železa
l_i	m	ideální délka stroje
l_{j1}	m	délka střední siločáry jha statoru
l_{j2}	m	délka střední siločáry jha rotoru
l_v	m	délka vyložení čel vinutí
l_z	m	délka závitů cívky
L_μ	H	magnetizační indukčnost
λ	-	štíhlostní poměr stroje
λ_D	-	činitel magnetické vodivosti drážkového rozptylu
λ_O	-	činitel magnetické vodivosti otevření drážky
λ_C	-	činitel magnetické vodivosti čel vinutí
M	Nm	točivý moment
m	-	počet fází
m'	-	počet matematických fází
m_j	kg	hmotnost statorového jha
m_z	kg	hmotnost zubů statoru
μ_0	H/m	permeabilita vakua
μ_r	-	relativní permeabilita
n	ot/min	jmenovité otáčky stroje
N_c	-	počet závitů cívky
N_{pl}	-	počet plechů statorového svazku
N_s	-	počet závitů v sérii
η	-	účinnost
p	-	počet pól-párů
P_n	W	jmenovitý výkon stroje
ΔP_{j1}	W	Jouleovo ztráty
ΔP_{jn}	W	Jouleovo ztráty při provozní teplotě
ΔP_{jFe}	W	ztráty ve jhu
ΔP_m	W	mechanické ztráty
ΔP_p	W	přídavné ztráty
ΔP_{sin}	W	celkové ztráty při sinusovém napájení
ΔP_{PWM}	W	celkové ztráty při napájení s PWM
Ψ_M	Wb	spřažený magnetický tok od permanentních magnetů
Q	-	počet drážek
q	-	počet drážek na pól a fázi
R_a	Ω	odpor vinutí
R_{an}	Ω	odpor vinutí při provozní teplotě
r_a	p.u.	poměrná hodnota odporu vinutí
ρ_{Fe}	kg/m ³	hustota plechů statoru
S	VA	zdánlivý výkon
S_c	-	počet svazků cívek

S_f	-	počet cívek ve svazku
S_i	VA	vnitřní elektromagnetický výkon
S_v	mm ²	průřez vodiče
T	°C	teplota
t_d	m	drážková rozteč
t_{pl}	m	tloušťka plechů statoru
t_{p1}	m	pólová rozteč statoru
t_{p2}	m	pólová rozteč rotoru
Θ	A	magnetické napětí
Θ_{j1}	A	magnetické napětí jha statoru
Θ_{j2}	A	magnetické napětí jha rotoru
Θ_δ	A	magnetické napětí ve vzduchové mezeře
Θ_z	A	magnetické napětí zubu statoru
U_{DC}	V	napětí baterie
u_d	V	složka napětí v ose d
u_q	V	složka napětí v ose q
U_{fef}	V	efektivní hodnota fázového napětí
U_i	V	indukované napětí
U_n	V	amplituda fázového napětí
2u	-	počet vrstev vinutí
v₂	m/s	obvodová rychlost rotoru
X_d	Ω	podélná reaktance
X_q	Ω	příčná reaktance
x_d	p.u.	poměrná podélná reaktance
x_q	p.u.	poměrná příčná reaktance
y₁	-	přední cívkový krok
y_{1d}	-	cívkový krok v počtu drážek
y₂	-	zadní cívkový krok
y_k	-	krok na komutátoru
Z_n	Ω	jmenovitá impedance stroje

Úvod

Koncept konstrukce vícefázových strojů nelze označit za novinku posledních let. První literatura, která popisuje topologii konstrukce vícefázového stroje, pochází z poloviny 20. století. Navzdory těmto faktům přichází nasazení prvních komplexních vícefázových pohonů až o mnoho let později, a to především v důsledku mohutného vývoje vyspělých měničů, jejichž správnou kombinací a řízením lze dosáhnout libovolného počtu napájených fází. Tyto možnosti se staly výzvou pro konstruktéry elektrických strojů, kteří ve vícefázovém napájení spatřili potenciál k řešení vybrané problematiky provozu elektrických motorů.

Tato diplomová práce se zabývá návrhem pětifázového trakčního motoru s permanentními magnety uzpůsobeného pro provoz s injektáží třetí harmonické složky proudu. Rešerše vybraných konstrukčních řešení elektrických motorů pro provoz s injektáží harmonických je obsahem první části této práce. Kompletní elektromagnetický návrh stroje je analyticky proveden v druhé části práce a třetí část práce simuluje provoz navrženého stroje prostřednictvím modelu, který je ve výpočetním software potřebně modifikován tak, aby se navýšila schopnost stroje interagovat s injektovanou třetí harmonickou složkou proudu.

Cílem této práce je provést elektromagnetický návrh trakčního motoru, jehož správnost bude ověřena ve výpočetním software firmy Ansys (Electronics Desktop, Motor-CAD). Dále je nutné simulovat provoz s injektáží třetí harmonické složky proudu a popsat vliv tohoto provozního specifika na výkon a moment stroje.

Aktuálnost řešené problematiky se odráží v datování citované literatury, která z většiny pochází z posledních deseti let. Rozšíření počtu aplikací vícefázových strojů se očekává vzhledem k potřebám průmyslu automotive, kde je v současnosti poptávka po inovacích nejvyšší. Vícefázové stroje zde mohou nabídnout výhody ve formě nižších úrovní vibrací, nižších nároků na výkon dílčích měničů, a naopak vyšší spolehlivosti provozu. Ve specifických případech provozu, kterými se rozumí i injektáž harmonických vyšších řádů, lze tyto stroje charakterizovat i vyšší výkonovou hustotou, což je v současnosti jeden z nejsledovanějších parametrů moderních trakčních motorů. [1]

1 Elektrické motory s výraznou třetí harmonickou složkou

V následující kapitole je řešena problematika injektáže třetí harmonické složky do napájení vícefázového elektrického motoru. Dále jsou zde nastíněna specifika konstrukčních řešení elektromotorů vhodných k provozu s injektáží třetí harmonické.

1.1 Třetí harmonická a její injektáž

Trendem vývoje elektrických motorů je maximalizovat výkonovou hustotu stroje. Překážkami v tomto úsilí jsou zejména protichůdné požadavky ze strany odběratelů technologií. Obecně lze říci, že moderní elektromotor by ve srovnání se svými předchůdci měl být menší, účinnější a méně náročný na údržbu. Zároveň je však kladen důraz na to, aby byl pohon výkonnější, úspornější a vhodný pro sériovou výrobu.

Jednou z možností, jak naplnit některé z těchto požadavků, je injektáž harmonických složek napájecího proudu, jejichž energii lze při správném konstrukčním řešení elektromotoru využít k tvorbě dodatečného točivého momentu.

1.1.1 Třetí harmonická

Využití energie harmonických vyšších řádů je realizováno zpravidla u elektrických motorů s vícefázovým vinutím. U těchto strojů z jejich konstrukční podstaty zaniká mnoho harmonických vyšších řádů, jejichž energii nelze smysluplně využít. Narozdíl od konvenčních třífázových vinutí elektrických strojů zde však zůstává možnost využití energie třetí harmonické složky napájecího proudu, která má ve smyslu Amplitudového zákona (1.1) velikost amplitudy rovnou jedné třetině amplitudy základní harmonické. [2]

$$I_h = \frac{1}{h} \cdot I_1 \quad (1.1)$$

Kde $I_h (A)$ je amplituda proudu h -té harmonické, $h (-)$ je řád harmonické a $I_1 (A)$ je amplituda proudu základní harmonické.

1.1.2 Injektáž třetí harmonické

Třetí harmonická složka proudu je do elektrického motoru uměle injektována pomocí vhodného řízení trakčního měniče za účelem vytvoření dodatečného točivého momentu. Injektovaný proud třetí harmonické tak interaguje s třetí harmonickou elektromagnetického pole a generuje točivý moment, což má za následek zlepšení celkového točivého momentu ve srovnání s generováním točivého momentu pouze proudem základní harmonické. [3]

Velikost točivého momentu generovaného proudem třetí harmonické se řídí vztahem (1.2). [3]

$$M_3 = \frac{5U_3 \cdot I_3}{2\omega_m} \quad (1.2)$$

Kde M_3 (Nm) je velikost točivého momentu generovaného třetí harmonickou, U_3 (V) je amplituda napětí třetí harmonické, I_3 (A) je amplituda proudu třetí harmonické a ω_m (rad/s) je mechanická úhlová rychlost.

U vícefázového stroje pracujícího v režimu injektáže třetí harmonické je injektován určitý poměr proudu třetí harmonické a točivý moment je generován jak základním proudem, tak proudem třetí harmonické. Optimální injektážní poměr proudu třetí harmonické při omezení efektivní a špičkové hodnoty fázového proudu se řídí vztahy (1.3) a (1.4). [4]

$$R_{rms} = \frac{U_3}{U_1} \quad (1.3)$$

$$R_{peak} = \frac{1}{6 - 3 \cdot \left(\frac{U_3}{U_1}\right)} \quad (1.4)$$

Kde R_{rms} (-) je ideální injektážní poměr při omezení efektivní hodnoty fázového proudu, U_3 (V) je amplituda napětí třetí harmonické, U_1 (V) je amplituda napětí základní harmonické a R_{peak} (-) je ideální injektážní poměr při omezení maximální hodnoty fázového proudu.

1.2 Konstrukční uzpůsobení stroje pro injektáž třetí harmonické

Samotná injektáž třetí harmonické složky do napájení elektrického motoru je z pohledu navýšení hodnot výkonu a točivého momentu nedostačující. Nedílnou součástí návrhu elektrického motoru pro provoz s injektáží třetí harmonické složky je jeho konstrukční uzpůsobení. Svá specifika má návrh vinutí, ale i elektromagnetický návrh statoru a rotoru elektrického stroje.

1.2.1 Uzpůsobení statoru a statorového vinutí

Základním požadavkem návrhu statorového vinutí pro možnost injektáže třetí harmonické složky je rozšíření počtu fází takového stroje. Injektáž třetí harmonické z principu své topologie umožňují veškeré liché násobky počtu fází u vícefázových strojů, tedy strojů s více než třemi fázemi. Právě třetí harmonická je v porovnání s harmonickými vyšších řádů

schopna k výslednému momentu stroje přispět nejvíce. Zvýšení počtu fází stroje na více než pět proto není z hlediska maximálního točivého momentu stroje rentabilní. [5]

Možnost efektivně pracovat s injektáží třetí harmonické složky rovněž významně ovlivňuje topologie statorového vinutí. Nejvýznamněji tuto schopnost ovlivňuje volba počtu drážek na pól a fázi a také cívkový krok vinutí. Následující vinutí vykazují nejlepší parametry z hlediska maximálního točivého momentu a jeho zvlnění: [6]

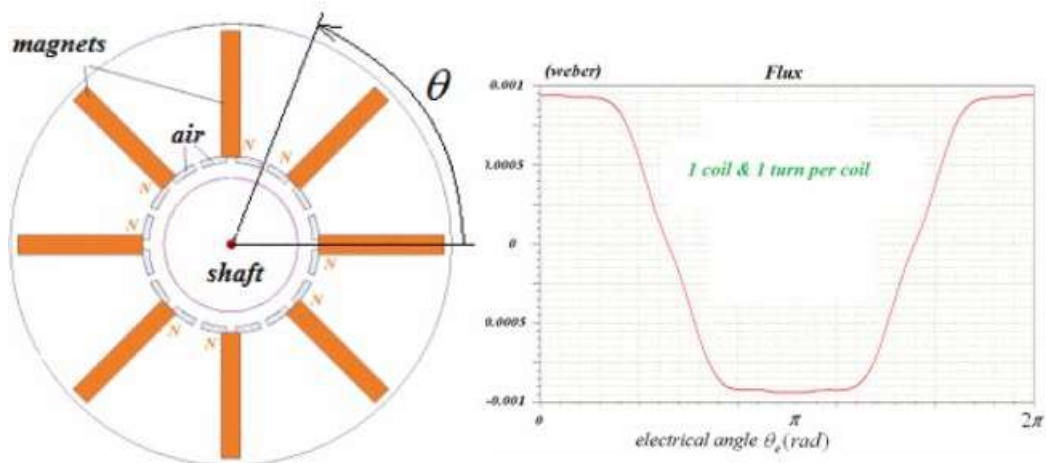
- $q = 2, y_{1d} = 10$
- $q = 2, y_{1d} = 9$
- $q = \frac{3}{2}, y_{1d} = 7$
- $q = \frac{5}{4}, y_{1d} = 6$

Z pohledu rozložení elektromagnetického pole je při návrhu elektrického motoru potřeba uvažovat, že injektáž amplitud vyšších harmonických vede ke zvýšení hodnoty indukčního toku jhem statoru. Z dosavadních poznatků je patrné, že statorová jha vykazují vyšší míru sycení při každém způsobu injektáže vyšších harmonických. [3]

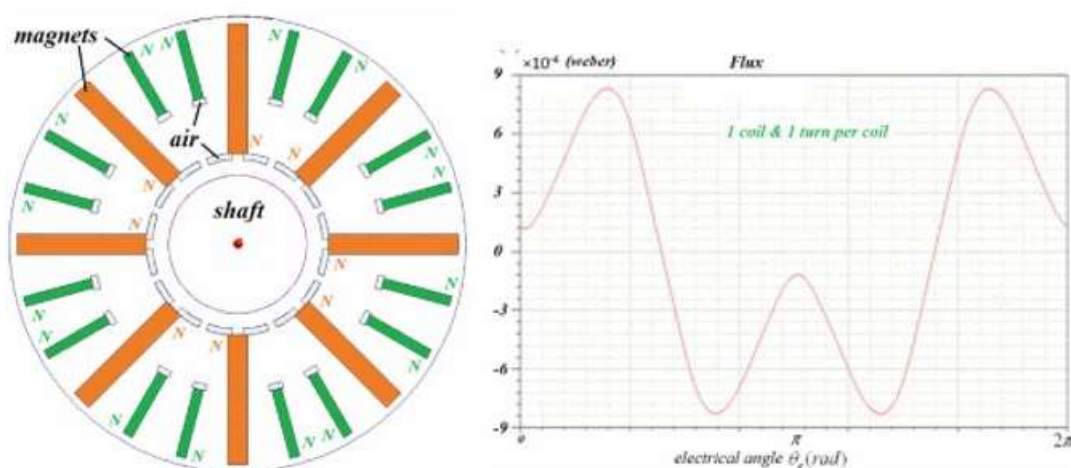
1.2.2 Uzpůsobení rotoru

Nejvíce publikovaných odborných článků zabývajících se konstrukcí vícefázových elektrických strojů je zaměřena na stroje s rotory s permanentními magnety. Tradičního zploštění amplitudy indukovaného napětí synchronních strojů je přirozeně dosaženo rotorem s konstantní vzduchovou mezerou. Pro provoz s injektáží třetí harmonické složky je třeba rotor konstrukčně upravit tak, aby byl dostatečně zvýšen obsah třetí harmonické v indukovaném napětí. Následující konstrukční uspořádání rotorů synchronních strojů s permanentními magnety jsou přizpůsobena k práci s injektáží třetí harmonické složky: [6]

- **IPM** (interior permanent magnet) motor s dodatečnými radiálními magnety
Tato konstrukce rotoru vychází z klasické koncepce rotoru s vnořenými radiálními permanentními magnety (Obr. 1.1). Obecně platí, že takto koncipovaný rotor vyvolává lichoběžníkové rozložení toku ve vzduchové mezeře a tím i lichoběžníkový tvar průběhu indukovaného napětí. V důsledku toho nemůže třetí harmonická tohoto rozdělení přesáhnout 33 % základní harmonické. Tuto mez lze však překročit přidáním menších radiálních magnetů do prostoru mezi póly rotoru (Obr. 1.2.). [7]



Obr. 1.1.1. Klasická konstrukce IPM motoru [7]

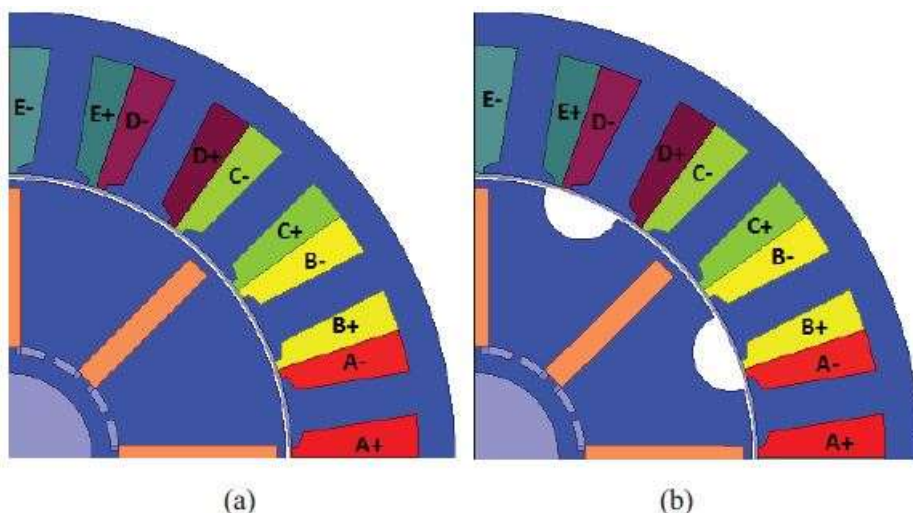


Obr. 1.1.2. IPM motor doplněný o menší radiální magnety [7]

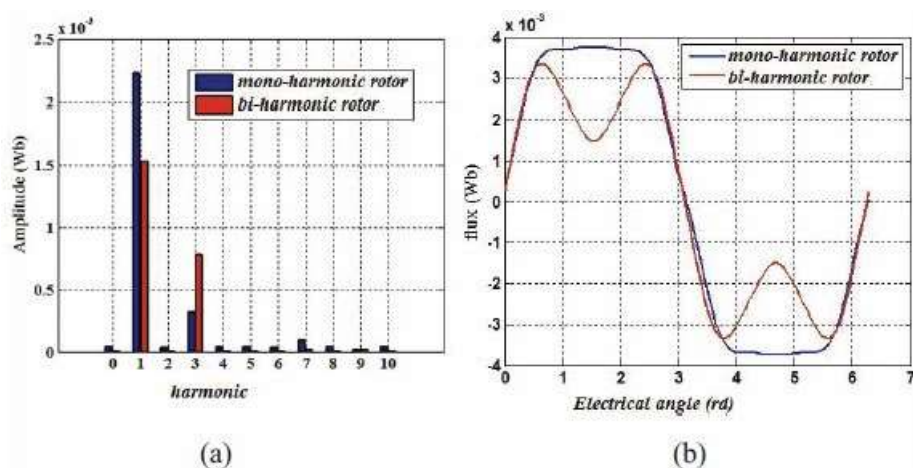
Rotor pětifázového IPM motoru s počtem drážek $Q = 20$ a počtem pólů $2p = 8$ s lichoběžníkovým rozložením toku ve vzduchové mezeře (Obr. 1.1.) se následně doplní o šestnáct menších radiálních magnetů, čímž se zvýrazní třetí harmonická složka toku vzduchovou mezerou (Obr. 1.2.). [7]

- IPM motor s vybráním drážky uprostřed pólové rozteče

Další možnou modifikací konstrukce rotoru synchronního stroje s vnořenými permanentními magnety je rotor, u něhož je formou drážky vybraný prostor ve středu pólové rozteče (Obr. 1.3. b). Tato koncepce se nazývá „bi – harmonický rotor“. [6]



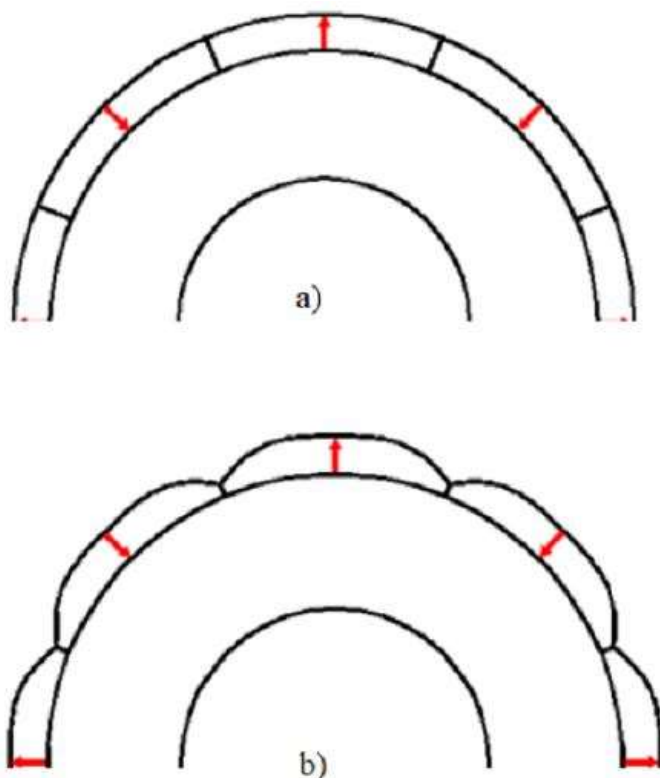
Obr. 1.1.3. Klasický a bi-harmonický rotor IPM motoru [6]



Obr. 1.1.4. Tok vzduchovou mezerou [6]

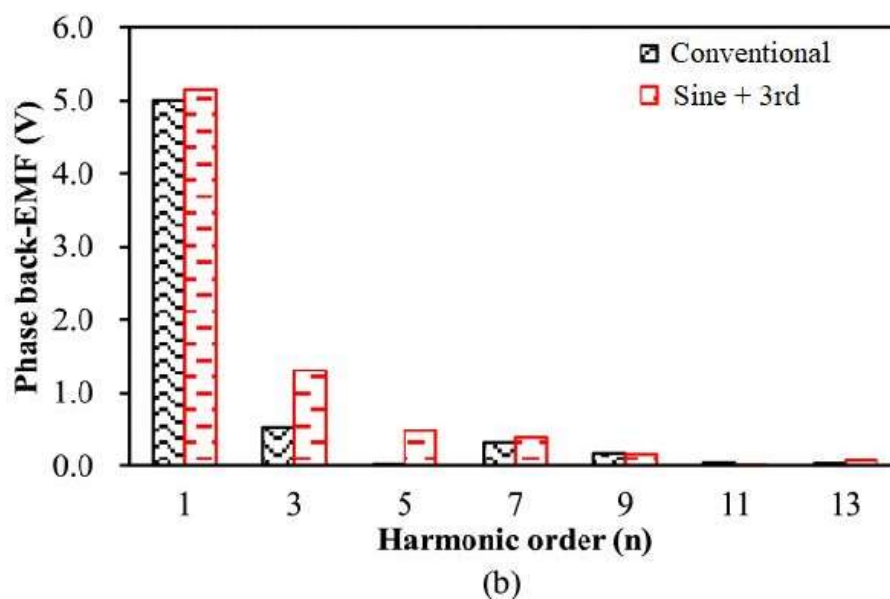
Vybráním drážky v prostoru mezi póly rotoru (Obr. 1.3. b) se projevilo ve tvaru toku vzduchovou mezerou (Obr. 1.4. b) a také v množství třetí harmonické složky, jejíž obsah se více než zdvojnásobil (Obr. 1.4. a). Z pohledu točivého momentu stroje je třeba zmínit i příspěvek reluktančního momentu, který zde vzniká vlivem prostorového vyniknutí pólů rotoru synchronního stroje. Těchto parametrů bylo dosaženo simulací na pětifázovém stroji s počtem drážek $Q = 20$ a počtem pólů $2p = 8$. [6]

- **SPM** (surface permanent magnet) se speciálním tvarem magnetů
Tato konstrukce využívá permanentní magnety osazené na povrchu rotoru. Tyto jsou dále tvarově uzpůsobeny tak, aby byl maximálně využit potenciál injektáže třetí harmonické složky.



Obr. 1.1.5. Tvar povrchově uložených permanentních magnetů [8]

V současnosti se jako ideální tvar povrchového permanentního magnetu jeví průřez zploštělé paraboly, který je ve svém středu vybrán tak, aby podporoval vznik sinusového tvaru indukovaného napětí s vysokým obsahem třetí harmonické složky (Obr. 1.5. b). [8]



Obr. 1.1.6. Vliv tvaru permanentních magnetů na obsah harmonických v indukovaném napětí [8]

Tento speciální tvar povrchového permanentního magnetu se kladně odráží na obsahu harmonických složek indukovaného napětí u SPM stroje s počtem drážek statoru $Q = 10$ a počtem pólů $2p = 8$. K navýšení obsahu zde nedošlo jen u třetí harmonické složky, ale i u základní harmonické (Obr. 1.6.). [8]

2 Elektromagnetický návrh stroje

Při návrhu uvažovaného trakčního motoru zde nebyla možnost využít obecný postup návrhu elektrického točivého stroje z důvodu vysoce specifických požadavků na elektrické motory v automobilovém průmyslu. Podkladem pro topologii a volbu hlavních rozměrů stroje se stala data publikovaná o pohonu pro vůz BMW i3.

Nebude-li uvedeno jinak, jsou veškeré následující vztahy a závislosti pro stavbu elektrických strojů čerpány ze zdrojů [9] a [10].

2.1 Základní parametry stroje

Tabulka 2.2.1. Zadané parametry stroje

Maximální výkon	P_{\max}	150 kW
Napětí baterie	U_{DC}	355 V

Tabulka 2.2.2 Zvolené parametry stroje

Provozní výkon	P	50 kW
Jmenovité otáčky	n	4800 min ⁻¹
Účinnost ¹⁾	μ	0,94
Účíník ¹⁾	$\cos \varphi$	0,97

2.2 Návrh statorového vinutí

Tabulka 2.2.3. Parametry pro návrh vinutí statoru

Počet pólů	2p	12
Počet fází	m	5
Počet matematických fází	m'	10
Počet drážek na pól a fázi	q	$\frac{3}{4}$
Počet vrstev vinutí	2u	2
Typ vinutí	-	Hairpin winding

¹⁾ Účinnost a účíník stroje nejsou přímo zvolenými parametry, ale byly zpětně dosazeny na základě iterativního procesu návrhu elektrického stroje.

Počet drážek statoru:

$$Q = 2p \cdot m \cdot q = 12 \cdot 5 \cdot \frac{3}{4} = 45 \quad (2.1)$$

kde $Q (-)$ je počet drážek, $m (-)$ je počet fází a $q (-)$ je počet drážek na pól a fázi.

Počet cívek statoru:

$$K = Q \cdot u = 45 \cdot 1 = 45 \quad (2.2)$$

Kde $K (-)$ je počet cívek statoru, $Q (-)$ je počet drážek statoru a $u (-)$ je polovina počtu vrstev vinutí.

Pólová rozteč:

$$t_{pd} = \frac{Q}{2p} = \frac{45}{12} = 3,75 \quad (2.3)$$

Kde $t_{pd} (-)$ je pólová rozteč v počtu drážek, $Q (-)$ je počet drážek statoru a $2p (-)$ je počet pólů stroje.

Výpočet činitele zkrácení kroku:

$$\beta = \frac{y_{1d}}{t_{pd}} = \frac{3}{3,75} = \frac{4}{5} \quad (2.4)$$

Kde $\beta (-)$ je činitel zkrácení kroku, $y_{1d} (-)$ je cívkový krok v počtu drážek a $t_{pd} (-)$ je pólová rozteč v počtu drážek.

Výpočet cívkového kroku v počtu drážek:

$$y_{1d} = \beta \cdot t_{pd} = \frac{4}{5} \cdot 3,75 = 3 \quad (2.5)$$

Kde $y_{1d} (-)$ je cívkový krok v počtu drážek, $\beta (-)$ je činitel zkrácení kroku a $t_{pd} (-)$ je pólová rozteč v počtu drážek.

Výpočet cívkového kroku:

$$y_1 = 2u \cdot y_{1d} + 1 = 2 \cdot 3 + 1 = 7 \quad (2.6)$$

Kde $y_1 (-)$ je cívkový krok, $2u (-)$ je počet vrstev vinutí a $y_{1d} (-)$ je cívkový krok v počtu drážek.

Výpočet kroku na komutátoru:

$$y_k = \frac{a_{,,}}{p} = |a_{,,} = 6| = \frac{6}{6} = 1 \quad (2.7)$$

Kde y_k (-) je krok na komutátoru (před rozstříháním vinutí na fáze), $a_{,,}$ (-) je počet stejnosměrných paralelních větví (volen tak, aby krok na komutátoru vyšel 1) a p (-) je počet pól párů.

Výpočet cívkové rozteči:

$$y = 2 \cdot y_k = 2 \cdot 1 = 2 \quad (2.8)$$

Kde y (-) je cívková rozteč a y_k (-) je krok na komutátoru.

Výpočet spojkového kroku:

$$y_2 = y - y_1 = 2 - 7 = -5 \quad (2.9)$$

Kde y_2 (-) je spojkový krok, y (-) je cívková rozteč a y_1 (-) je cívkový krok.

Určení počtu svazků cívek:

$$S_c = m' \cdot a_{,,} = 10 \cdot 6 = 60 \quad (2.10)$$

Kde S_c (-) je počet svazků cívek, m' (-) je počet matematických fází a $a_{,,}$ (-) je počet stejnosměrných paralelních větví.

Určení počtu svazků cívek na fázi:

$$S_f = \frac{S_c}{m} = \frac{60}{5} = 12 \quad (2.11)$$

Kde S_f (-) je počet svazků cívek na fázi, S_c (-) je počet svazků cívek a m (-) je počet fází.

Určení počtu cívek ve svazku:

$$K_1 = \frac{K}{S_c} = \frac{45}{60} = \frac{3}{4} \quad (2.12)$$

Kde K_1 (-) je počet cívek ve svazku, K (-) je počet cívek statoru a S_c (-) je počet svazků cívek.

Výpočet velikosti tabulky Tingleyho schématu:

Počet řádků:

$$R = 2p = 12 \quad (2.13)$$

Kde R (–) je počet řádků Tingleyho schématu a $2p$ (–) je počet pólů.

Počet sloupců:

$$C = m \cdot n = 5 \cdot 3 = 15 \quad (2.14)$$

Kde C (–) je počet sloupců Tingleyho schématu, m (–) je počet fází a n (–) je číselný počet drážek na pól a fázi.

Vyplňovaná pole:

$$c = 4 \quad (2.15)$$

Kde c (–) je jmenovatel počtu drážek na pól a fázi. V Tingleyho schématu se vyplňuje každé c . pole.

Kompletní Tingleyho schéma je obsahem příloh této diplomové práce.

Výpočet činitele cívky pro první harmonickou:

$$k_{y1} = \sin\left(\beta \cdot \frac{\pi}{2}\right) = \sin\left(\frac{4}{5} \cdot \frac{\pi}{2}\right) = 0,9511 \quad (2.16)$$

Kde k_{y1} (–) je číselný faktor cívky a β (–) je číselný faktor zkrácení kroku.

Výpočet činitele rozlohy pro první harmonickou:

$$k_{r1} = \frac{\sin\left(\frac{\pi}{m'}\right)}{n \cdot \sin\left(\frac{\pi}{m' \cdot n}\right)} = \frac{\sin\left(\frac{\pi}{10}\right)}{3 \cdot \sin\left(\frac{\pi}{10 \cdot 3}\right)} = 0,9854 \quad (2.17)$$

Kde k_{r1} (–) je číselný faktor rozlohy, m' (–) je počet matematických fází a n (–) je číselný počet drážek na pól a fázi.

Výpočet činitele vinutí pro první harmonickou:

$$k_{v1} = k_{y1} \cdot k_{r1} = 0,9511 \cdot 0,9854 = 0,94 \quad (2.18)$$

Kde k_{v1} (–) je číselný faktor vinutí, k_{y1} (–) je číselný faktor cívky a k_{r1} (–) je číselný faktor rozlohy.

Výpočet činitele cívky pro třetí harmonickou:

$$k_{y3} = \sin\left(\nu \cdot \beta \cdot \frac{\pi}{2}\right) = \sin\left(3 \cdot \frac{4}{5} \cdot \frac{\pi}{2}\right) = 0,59 \quad (2.19)$$

Kde k_{y3} (-) je činitel cívky, ν (-) je řád harmonické a β (-) je činitel zkrácení kroku.

Výpočet činitele rozlohy pro třetí harmonickou:

$$k_{r3} = \frac{\sin\left(\nu \cdot \frac{\pi}{m'}\right)}{n \cdot \sin\left(\nu \cdot \frac{\pi}{m' \cdot n}\right)} = \frac{\sin\left(3 \cdot \frac{\pi}{10}\right)}{3 \cdot \sin\left(3 \cdot \frac{\pi}{10 \cdot 3}\right)} = 1 \quad (2.20)$$

Kde k_{r3} (-) je činitel rozlohy, ν (-) je řád harmonické, m' (-) je počet matematických fází a n (-) je číselný počet drážek na pól a fázi.

Výpočet činitele vinutí pro třetí harmonickou:

$$k_{v3} = k_{y3} \cdot k_{r3} = 0,59 \cdot 1 = 0,59 \quad (2.21)$$

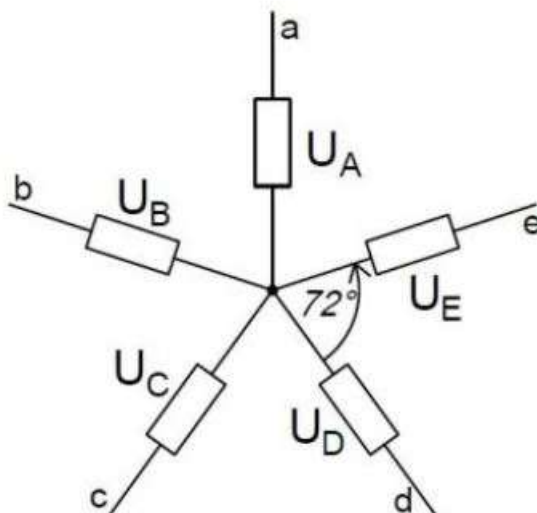
Kde k_{v3} (-) je činitel vinutí, k_{y3} (-) je činitel cívky a k_{r3} (-) je činitel rozlohy.

2.3 Návrh statoru

Tabulka 2.2.4 Parametry pro návrh statoru

Činitel elektromotorické síly	k_E	0,9
Činitel pólového krytí	α_δ	$\frac{2}{\pi}$
Činitel tvaru pole	k_B	$\frac{\pi}{2\sqrt{2}}$
Činitel plnění plechů	k_{Fe}	0,97
Velikost vzduchové mezery	δ	0,0009 m
Tloušťka plechů	t_{pl}	0,0005 m
Výchozí lineární proudová hustota	A'	60000 A/m
Výchozí magnetická indukce ve vzduchové mezeře	B_δ	0,96 T
Výchozí magnetická indukce v zubech statoru	B_z'	2 T
Výchozí proudová hustota	J'	8 A/mm ²
Tloušťka izolace vodiče	p_i	0,00023 m
Tloušťka izolace cívky	i_c	0,00036 m
Tloušťka přepážky mezi cívkou a klínem	t_k	0,0002 m
Tloušťka přepážky mezi dnem drážky a cívkou	t_d	0,0002 m

Fázové napětí v pětifázovém stroji lze vypočítat na základě znalosti úhlů ve fázorové hvězdici stroje. Sdružené napětí stroje je rovno napětí baterie U_{DC} a leží mezi protilehlými vrcholy fázorové hvězdice.



Obr. 2.1. Fázorová hvězdice pětifázového stroje

Fázové napětí je v rovnici (2.22) vypočteno z poměru poloviny velikosti vektoru sdruženého napětí, které by leželo mezi vrcholy a a d , a kosinu úhlu ve vrcholu a . Tento úhel byl doložen ze znalosti součtu vnitřních úhlů trojúhelníku.

Výpočet fázového napětí:

$$U_f = \frac{\frac{U_{DC}}{2}}{\cos(18^\circ)} = \frac{\frac{355}{2}}{\cos(18^\circ)} = 186,63 \text{ V} \quad (2.22)$$

Kde $U_f (V)$ je maximální fázové napětí a $U_{DC} (V)$ je napětí baterie.

Výpočet efektivní hodnoty fázového napětí:

$$U_{fef} = \frac{U_f}{\sqrt{2}} = \frac{186,63}{\sqrt{2}} = 131,97 \text{ V} \quad (2.23)$$

Kde $U_{fef} (V)$ je efektivní hodnota fázového napětí a $U_f (V)$ je maximální hodnota fázového napětí.

Výpočet zdánlivého výkonu stroje:

$$S = \frac{P_n}{\cos(\varphi) \cdot \eta} = \frac{50000}{0,97 \cdot 0,94} = 54638,53 \text{ VA} \quad (2.24)$$

Kde S (VA) je zdánlivý výkon stroje, P_n (W) je jmenovitý výkon, η (–) je účinnost stroje a $\cos(\varphi)$ (–) je účinník.

Výpočet jmenovitého proudu stroje:

$$I_n = \frac{S}{m \cdot U_{fef}} = \frac{54638,53}{5 \cdot 131,97} = 82,8 \text{ A} \quad (2.25)$$

Kde I_n (A) je jmenovitý proud, S (VA) je zdánlivý výkon stroje, m (–) je počet fází a U_{fef} (V) je efektivní hodnota fázového napětí.

Výpočet vnitřního elektromagnetického výkonu stroje:

$$S_i = k_E \cdot S = 0,9 \cdot 54638,53 = 49174,68 \text{ VA} \quad (2.26)$$

Kde S_i (VA) je vnitřní elektromagnetický výkon, k_E (–) je činitel elektromotorické síly a S (VA) je zdánlivý výkon stroje.

Určení předběžné hodnoty Essonova činitele:

$$\begin{aligned} C' &= \frac{\pi^2}{60} \cdot \alpha_\delta \cdot B_\delta' \cdot A' \cdot k_{v1} \cdot k_B = \\ &= \frac{\pi^2}{60} \cdot \frac{2}{\pi} \cdot 0,96 \cdot 60000 \cdot 0,94 \cdot \frac{\pi}{2\sqrt{2}} = 6278,98 \frac{\text{VA} \cdot \text{min}}{\text{m}^3 \cdot \text{ot}} \end{aligned} \quad (2.27)$$

Kde C' (VAmin/m³ot) je předběžná hodnota Essonova činitele, α_δ (–) je činitel pólového krytí, B_δ' (T) je výchozí hodnota indukce ve vzduchové mezeře, A' (A/m) je výchozí hodnota lineární proudové hustoty, k_{v1} (–) je činitel vinutí a k_B (–) je činitel tvaru pole.

Určení předběžné ideální délky stroje:

$$l_i' = \frac{S_i}{C' \cdot D_1^2 \cdot n_n} = \frac{49174,68}{6278,98 \cdot 0,15^2 \cdot 4800} = 0,0725 \text{ m} \quad (2.28)$$

Kde l_i' (m) je předběžná ideální délka stroje, S_i (VA) je vnitřní elektromagnetický výkon, C' (VAmin/m³ot) je předběžná hodnota Essonova činitele, D_1 (m) je vnitřní průměr statoru a n_n (ot·min⁻¹) je jmenovitá rychlost stroje.

Výpočet proudu drážkou:

$$I_d = \frac{\pi \cdot D_1 \cdot A'}{Q} = \frac{\pi \cdot 0,15 \cdot 60000}{45} = 628,32 \text{ A} \quad (2.29)$$

Kde I_d (A) je proud drážkou, D_1 (m) je vnitřní průměr statoru, A' (A/m) je výchozí hodnota lineární proudové hustoty a Q (-) je počet drážek statoru.

Určení počtu vodičů v drážce:

Pro $a_w = 1$ je $I_a = I_n = 82,8 \text{ A}$

$$V_d' = \frac{I_d}{I_a} = \frac{628,32}{82,8} = 7,6 \rightarrow V_d = 6 \quad (2.30)$$

Kde V_d' (-) je počet vodičů v drážce, V_d (-) je počet vodičů v drážce (zaokrouhlený na nižší sudé číslo), I_d (A) je proud drážkou a I_a (A) je proud vodičem vinutí.

Výpočet lineární proudové hustoty:

$$A = \frac{V_d}{V_d'} \cdot A' = \frac{6}{7,6} \cdot 60000 = 47443,27 \text{ A/m} \quad (2.31)$$

Kde A (A/m) je lineární proudová hustota, V_d (-) je počet vodičů v drážce a A' (A/m) výchozí hodnota lineární proudové hustoty.

Výpočet hodnoty Essonova činitele:

$$C = \frac{\pi^2}{60} \cdot \alpha_\delta \cdot B_\delta' \cdot A \cdot k_{v1} \cdot k_B = \\ = \frac{\pi^2}{60} \cdot \frac{2}{\pi} \cdot 0,96 \cdot 47443,27 \cdot 0,94 \cdot \frac{\pi}{2\sqrt{2}} = 4964,92 \frac{\text{VA} \cdot \text{min}}{\text{m}^3 \cdot \text{ot}} \quad (2.32)$$

Kde C (VAmin/m³ot) hodnota Essonova činitele, α_δ (-) je činitel pólového krytí, B_δ' (T) je výchozí hodnota indukce ve vzduchové mezeře, A (A/m) je hodnota lineární proudové hustoty, k_{v1} (-) je činitel vinutí a k_B (-) je činitel tvaru pole.

Určení ideální délky stroje:

$$l_i = \frac{S_i}{C \cdot D_1^2 \cdot n_n} = \frac{49174,68}{4964,92 \cdot 0,15^2 \cdot 4800} = 0,092 \text{ m} \quad (2.33)$$

Kde l_i (m) je ideální délka stroje, S_i (VA) je vnitřní elektromagnetický výkon, C (VAmin/m³ot) je hodnota Essonova činitele, D_1 (m) je vnitřní průměr statoru a n_n (ot·min⁻¹) je jmenovitá rychlost stroje.

Určení počtu závitů v sérii:

$$N_S = \frac{V_d \cdot Q}{m'} = \frac{6 \cdot 45}{10} = 27 \quad (2.34)$$

Kde N_S (–) je počet závitů v sérii, V_d (–) je počet vodičů v drážce, Q (–) je počet drážek statoru a m' (–) je počet matematických fází.

Určení počtu závitů cívek:

$$N_C = \frac{V_d}{2u} = \frac{6}{2} = 3 \quad (2.35)$$

Kde N_C (–) je počet závitů cívek, V_d (–) je počet vodičů v drážce a $2u$ (–) je počet vrstev cívek.

Určení poměru počtu závitů v sérii a počtu závitů cívek:

$$\frac{N_S}{N_C} = \frac{27}{3} = 9 \quad (2.36)$$

Kde N_S (–) je počet závitů v sérii a N_C (–) je počet závitů cívek.

Výpočet pólové rozteči:

$$t_{p1} = \frac{\pi \cdot D_1}{2p} = \frac{\pi \cdot 0,15}{12} = 0,039 \text{ m} \quad (2.37)$$

Kde t_{p1} (m) je pólová rozteč, D_1 (m) je vnitřní průměr statoru a $2p$ (–) je počet pólů stroje.

Určení štíhlostního poměru:

$$\lambda = \frac{l_i}{t_{p1}} = \frac{0,092}{0,039} = 2,34 \quad (2.38)$$

Kde λ (–) je štíhlostní poměr, t_{p1} (m) je pólová rozteč, l_i (m) je ideální délka stroje.

Výpočet frekvence:

$$f = \frac{p \cdot n_n}{60} = \frac{6 \cdot 4800}{60} = 480 \text{ Hz} \quad (2.39)$$

Kde f (Hz) je jmenovitá frekvence, p (–) je počet pól párů a n_n (ot·min⁻¹) je jmenovitá rychlost.

Výpočet velikosti indukovaného napětí:

$$U_i = k_E \cdot U_f = 0,9 \cdot 131,97 = 128,38 \text{ V} \quad (2.40)$$

Kde U_i (V) je indukované napětí, k_E (-) je činitel elektromotorické síly a U_f (V) je fázová hodnota napájecího napětí.

Výpočet magnetické indukce ve vzduchové mezeře:

$$\begin{aligned} B_\delta &= \frac{U_i}{4 \cdot k_B \cdot N_S \cdot k_{v1} \cdot \alpha_\delta \cdot t_{p1} \cdot l_i \cdot f} = \\ &= \frac{128,38}{4 \cdot \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \cdot 27 \cdot 0,94 \cdot \frac{2}{\pi} \cdot 0,039 \cdot 0,092 \cdot 480} = 1,04 \text{ T} \end{aligned} \quad (2.41)$$

Kde B_δ (T) je magnetická indukce ve vzd. mezeře, U_i (V) je indukované napětí, k_B (-) je činitel tvaru pole, N_S (-) je počet závitů v sérii, k_{v1} (-) je činitel vinutí, α_δ (-) je činitel pólového krytí, t_{p1} (m) je pólová rozteč, l_i (m) je ideální délka stroje a f (Hz) je jmenovitá frekvence.

Určení předběžné délky železa:

$$l'_{Fe} = l_i - \delta = 0,091708 - 0,0009 = 0,0908 \text{ m} \quad (2.42)$$

Kde l'_{Fe} (m) je předběžná délka železa, l_i (m) je ideální délka stroje a δ (m) je velikost vzduchové mezery.

Určení počtu plechů statorového svazku:

$$n_{pl} = \frac{l'_{Fe}}{t_{pl}} = \frac{0,0908}{0,0005} = 181 \quad (2.43)$$

Kde n_{pl} (-) je počet plechů statorového paketu, l'_{Fe} (m) je předběžná délka železa a t_{pl} (m) je tloušťka plechu M330-50A.

Výpočet délky železa:

$$l_{Fe} = n_{pl} \cdot t_{pl} = 181 \cdot 0,0005 = 0,0905 \text{ m} \quad (2.44)$$

Kde l_{Fe} (m) je délka železa, n_{pl} (-) je počet plechů statorového svazku a t_{pl} (m) je tloušťka plechu.

Výpočet drážkové rozteči:

$$t_{d1} = \frac{\pi \cdot D_1}{Q} = \frac{\pi \cdot 0,15}{45} = 0,0105 \text{ m} \quad (2.45)$$

Kde t_{d1} (m) je drážková rozteč, D_1 (m) je vnitřní průměr statoru a Q (-) je počet drážek statoru.

Výpočet magnetického toku zubem:

$$\phi_z = B_\delta \cdot t_{d1} \cdot l_i = 1,04 \cdot 0,0105 \cdot 0,092 = 0,729 \cdot 10^{-3} \text{ Wb} \quad (2.46)$$

Kde ϕ_z (Wb) je magnetický tok zubem, B_δ (T) je magnetická indukce ve vzduchové mezeře, t_{d1} (m) je drážková rozteč a l_i (m) je ideální délka stroje.

Výpočet šířky zuby:

$$b_z = \frac{\phi_z}{B_z' \cdot k_{Fe} \cdot l_{Fe}} = \frac{0,729 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 0,97 \cdot 0,0905} = 4,152 \cdot 10^{-3} \text{ m} \quad (2.47)$$

Kde b_z (m) je šířka zuby, ϕ_z (Wb) je magnetický tok zubem, B_z' (T) je výchozí hodnota mag. indukce v zubu, k_{Fe} (-) je činitel plnění plechů a l_{Fe} (m) je délka železa.

Určení předběžné šířky drážky:

$$b_d' = t_{d1} - b_z = 10,472 \cdot 10^{-3} - 4,152 \cdot 10^{-3} = 6,32 \cdot 10^{-3} \text{ m} \quad (2.48)$$

Kde b_d' (m) je předběžná šířka drážky, t_{d1} (m) je drážková rozteč a b_z (m) je šířka zuby.

Určení předběžné šířky cívky vinutí:

$$\begin{aligned} b_v' &= b_d' - 2 \cdot (t_v + i_c) - p_i = \\ &= 6,23 \cdot 10^{-3} - 2 \cdot (0,3 \cdot 10^{-3} + 0,36 \cdot 10^{-3}) - 0,23 \cdot 10^{-3} = \\ &= 4,77 \cdot 10^{-3} \text{ m} \end{aligned} \quad (2.49)$$

Kde b_v' (m) je předběžná šířka cívky vinutí, b_d' (m) je předběžná šířka drážky, t_v (m) je tloušťka vyložení drážky, i_c (m) je tloušťka izolace cívky a p_i (m) je tloušťka izolace vodiče.

Výpočet šířky drážky:

$$\begin{aligned} b_d &= b_v + 2 \cdot (t_v + i_c) + p_i = \\ &= 4,77 \cdot 10^{-3} + 2 \cdot (0,3 \cdot 10^{-3} + 0,36 \cdot 10^{-3}) + 0,23 \cdot 10^{-3} = \quad (2.50) \\ &= 5,7 \cdot 10^{-3} \text{ m} \end{aligned}$$

Kde b_d (m) je šířka drážky, b_v (m) je šířka cívky vinutí, t_v (m) je tloušťka vyložení drážky, i_c (m) je tloušťka izolace cívky a p_i (m) je tloušťka izolace vodiče.

Výpočet předběžného průřezu vodičů:

$$S'_v = \frac{I_n}{J'} = \frac{82,8}{8 \cdot 10^6} = 10,35 \cdot 10^{-6} \text{ m}^2 \quad (2.51)$$

Kde S'_v (m^2) je předběžný průřez vodiče v drážce, I_n (A) je jmenovitý proud a J' (A/m^2) je výchozí proudová hustota.

Dle dostupných normovaných rozměrů obdélníkových lakovaných vodičů pro vinutí elektrických strojů volíme rozměry vodičů pro nejbližší vyšší průřez vodiče:

- $S_v = 10,65 \text{ mm}^2$
- $b_v = 4 \text{ mm}$
- $h_v = 2,28 \text{ mm}$

Výpočet proudové hustoty:

$$J = \frac{I_n}{S_v} = \frac{82,8}{10,65 \cdot 10^{-6}} = 7,78 \cdot 10^6 \text{ A/m}^2 \quad (2.52)$$

Kde J (A/m^2) je proudová hustota, I_n (A) je jmenovitý proud a S_v (m^2) je průřez vodiče v drážce.

Výpočet velikosti technologické mezery:

$$\Delta_{tech} = b'_v - b_v = 4,77 \cdot 10^{-3} - 4 \cdot 10^{-3} = 0,77 \cdot 10^{-3} \text{ m} \quad (2.53)$$

Kde Δ_{tech} (m) je technologická mezera pro vložení vinutí do drážek, b_v (m) je šířka cívky vinutí a b'_v (m) je předběžná šířka cívky vinutí.

Pro účely následujících výpočtů bylo nutné stanovit tyto hodnoty:

Tabulka 2.2.5 Parametry pro návrh statoru

Výška temene drážky:	h_0	0,002 m
Předběžná hodnota indukce ve jhu statoru:	B_j'	1,5 T
Velikost technologické mezery:	$\Delta Tech$	0,00015 m

Výpočet výšky cívky v drážce:

$$\begin{aligned} h_1 &= V_d \cdot (h_v + p_i) + 2u \cdot 2 \cdot i_c + 3 \cdot t_v + 3 \cdot t_m + \Delta Tech = \\ &= 6 \cdot (2,28 \cdot 10^{-3} + 0,23 \cdot 10^{-3}) + 2 \cdot 2 \cdot 0,36 \cdot 10^{-3} + \\ &+ 3 \cdot 0,3 \cdot 10^{-3} + 3 \cdot 0,2 \cdot 10^{-3} + 0,15 \cdot 10^{-3} = 0,0183 \text{ m} \end{aligned} \quad (2.54)$$

Kde h_1 (m) je výška cívek v drážce, V_d (-) je počet vodičů v drážce, h_v (m) je výška cívky vinutí, p_i (m) je tloušťka izolace vodiče, $2u$ (-) je počet vrstev vinutí, i_c (m) je tloušťka izolace cívky, t_v (m) je tloušťka vyložení drážky, $\Delta Tech$ (m) je velikost technologické mezery a t_m (m) je tloušťka přepážky mezi cívkami.

Výpočet výšky drážky:

$$h_{d1} = h_1 + h_0 = 0,0183 + 0,002 = 0,0203 \text{ m} \quad (2.55)$$

Kde h_{d1} (m) je výška drážky, h_1 (m) je výška cívek v drážce a h_0 (m) je výška temene drážky.

Výpočet drážkové rozteči v polovině hloubky drážek:

$$t_{d2} = \frac{\pi(D_1 + h_{d1})}{Q} = \frac{\pi(0,15 + 0,0203)}{72} = 0,0119 \text{ m} \quad (2.56)$$

Kde t_{d2} (m) je drážková rozteč v polovině hloubky drážek, D_1 (m) je vnitřní průměr statoru, h_{d1} (m) je výška drážky a Q (-) je počet drážek statoru.

Výpočet šířky zubu v polovině jeho výšky:

$$b_{z2} = t_{d2} - b_d = 0,0119 - 0,0057 = 0,0062 \text{ m} \quad (2.57)$$

Kde b_{z2} (m) je šířka zubu v polovině jeho výšky, t_{d2} (m) je drážková rozteč v polovině hloubky drážek a b_d (m) je šířka drážky.

Výpočet předběžné hodnoty magnetické indukce v polovině výšky zubu:

$$B'_{z2} = \frac{\phi_z}{b_{z2} \cdot l_{Fe} \cdot k_{Fe}} = \frac{0,729 \cdot 10^{-3}}{0,0062 \cdot 0,905 \cdot 0,97} = 1,34 T \quad (2.58)$$

Kde B'_{z2} (T) je předběžná hodnota magnetické indukce v polovině výšky zubu, ϕ_z (Wb) je magnetický tok zubem, b_{z2} (m) je šířka zubu v polovině jeho výšky, l_{Fe} (m) je délka železa a k_{Fe} (-) je činitel plnění plechů.

Výpočet drážkové rozteči v plné hloubce drážky:

$$t_{d3} = \pi \frac{(D_1 + 2 \cdot h_{d1})}{Q} = \pi \frac{(0,15 + 2 \cdot 0,0203)}{45} = 0,0133 m \quad (2.59)$$

Kde t_{d3} (m) je drážková rozteč v plné hloubce drážek, D_1 (m) je vnitřní průměr statoru, h_{d1} (m) je výška drážky a Q (-) je počet drážek statoru.

Výpočet plné šířky zubu:

$$b_{z3} = t_{d3} - b_d = 0,0133 - 0,0057 = 0,0076 m \quad (2.60)$$

Kde b_{z3} (m) je plná šířka zubu, t_{d3} (m) je drážková rozteč u dna drážek a b_d (m) je šířka drážky.

Výpočet předběžné hodnoty magnetické indukce v plné šířce zubu:

$$B'_{z3} = \frac{\phi_z}{b_{z3} \cdot l_{Fe} \cdot k_{Fe}} = \frac{0,729 \cdot 10^{-3}}{0,0076 \cdot 0,0905 \cdot 0,97} = 1,09 T \quad (2.61)$$

Kde B'_{z3} (T) je předběžná hodnota magnetické indukce v plné šířce zubu, ϕ_z (Wb) je magnetický tok zubem, b_{z3} (m) je šířka zubu u dna drážky, l_{Fe} (m) je délka železa a k_{Fe} (-) je činitel plnění plechů.

Výpočet šířky temena zubu:

$$b_{z1} = t_{d1} - b_d = 0,0105 - 0,0057 = 0,0048 m \quad (2.62)$$

Kde b_{z1} (m) je šířka temena zubu, t_{d1} (m) je drážková rozteč a b_d (m) je šířka drážky.

Výpočet předběžné hodnoty magnetické indukce v temeni zubu:

$$B'_{z1} = \frac{\phi_z}{b_{z1} \cdot l_{Fe} \cdot k_{Fe}} = \frac{0,9879 \cdot 10^{-3}}{0,0048 \cdot 0,0905 \cdot 0,97} = 1,74 \text{ T} \quad (2.63)$$

Kde B'_{z1} (T) je předběžná hodnota magnetické indukce v temeni zubu, ϕ_z (Wb) je magnetický tok zubem, b_{z1} (m) je šířka temena zubu, l_{Fe} (m) je délka železa a k_{Fe} (-) je činitel plnění plechů.

Výpočet činitele odlehčení temena zubu:

$$k_{z1} = \frac{t_{d1}}{b_{z1} \cdot k_{Fe}} - 1 = \frac{0,0105}{0,0048 \cdot 0,97} - 1 = 1,26 \quad (2.64)$$

Kde k_{z1} (-) je činitel odlehčení temena zubu, t_{d1} (m) je drážková rozteč, b_{z1} (m) je šířka temena zubu a k_{Fe} (-) je činitel plnění plechů.

Výpočet činitele odlehčení zubu v polovině jeho výšky:

$$k_{z2} = \frac{t_{d2}}{b_{z2} \cdot k_{Fe}} - 1 = \frac{0,0119}{0,0062 \cdot 0,97} - 1 = 0,98 \quad (2.65)$$

Kde k_{z2} (-) je činitel odlehčení zubu v polovině jeho výšky, t_{d2} (m) je drážková rozteč v polovině výšky zubu, b_{z2} (m) je šířka zubu v polovině jeho výšky a k_{Fe} (-) je činitel plnění plechů.

Výpočet činitele odlehčení zubu v jeho plné šířce:

$$k_{z3} = \frac{t_{d3}}{b_{z3} \cdot k_{Fe}} - 1 = \frac{0,0133}{0,0076 \cdot 0,97} - 1 = 0,80 \quad (2.66)$$

Kde k_{z3} (-) je činitel odlehčení zubu v jeho plné šířce, t_{d3} (m) je drážková rozteč v plné šířce zubu, b_{z3} (m) je plná šířka zubu a k_{Fe} (-) je činitel plnění plechů.

Na základě znalosti B-H charakteristiky plechů M350-50A byly iterativním postupem dopočteny hodnoty magnetické indukce a intenzity magnetického pole ve sledovaných částech zubů statoru.

Tabulka 2.2.6 Elektromagnetické poměry v zubech statoru

Magnetická indukce v temeni zubu	B_{z1}	1,72 T
Intenzita magnetického pole v temeni zubu	H_{z1}	11660 A/m
Magnetická indukce v polovině výšky zubu	B_{z2}	1,34 T
Intenzita magnetického pole v polovině výšky zubu	H_{z2}	665 A/m
Magnetická indukce v plné šířce zubu	B_{z3}	1,09 T
Intenzita magnetického pole v plné šířce zubu	H_{z3}	146 A/m

Výpočet intenzity magnetického pole v zubu statoru:

$$H_z = \frac{H_{z1} + 4 \cdot H_{z2} + H_{z3}}{6} = \frac{11660 + 4 \cdot 665 + 146}{6} = 2411 \text{ A/m} \quad (2.67)$$

Kde H_z (A/m) je hodnota intenzity magnetického pole v zubu statoru, H_{z1} (A/m) je hodnota intenzity magnetického pole v temeni zubu, H_{z2} (A/m) je hodnota intenzity magnetického pole v polovině výšky zubu a H_{z3} (A/m) je hodnota intenzity magnetického pole v plné šířce zubu.

Výpočet magnetického napětí v zubu statoru:

$$\Theta_z = H_z \cdot h_{d1} = 2411 \cdot 0,0203 = 48,94 \text{ A} \quad (2.68)$$

Kde Θ_z (A) je magnetické napětí v zubu, H_z (A/m) je hodnota intenzity magnetického pole v zubu a h_{d1} (m) je výška drážky.

Výpočet magnetického toku statorovým jhem:

$$\phi_j = \frac{\phi_\delta}{2} = \frac{0,0024}{2} = 0,0012 \text{ Wb} \quad (2.69)$$

Kde ϕ_j (Wb) magnetický tok ve statorovém jhu a ϕ_δ (Wb) je magnetický tok přes vzduchovou mezeru.

Výpočet předběžné výšky statorového jha:

$$h_j' = \frac{\phi_j}{B_j' \cdot l_{Fe} \cdot k_{Fe}} = \frac{0,0012}{1,5 \cdot 0,0905 \cdot 0,97} = 0,009 \text{ m} \quad (2.70)$$

Kde h_j' (m) je předběžná výška statorového jha, ϕ_j (Wb) magnetický tok ve statorovém jhu, B_j' (T) je předběžná hodnota indukce ve jhu statoru, l_{Fe} (m) je délka železa a k_{Fe} (-) je činitel plnění plechů.

Výpočet výšky statorového jha:

$$h_{j1} = \frac{D_e - (D_1 + h_{d1})}{2} = \frac{0,213 - (0,15 + 0,0203)}{2} = 0,0112 \text{ m} \quad (2.71)$$

Kde h_{j1} (m) je výška statorového jha, D_e (m) je vnější průměr statoru, D_1 (m) je vnitřní průměr statoru a h_{d1} (m) je výška drážky.

Výpočet magnetické indukce ve jhu statoru:

$$B_{j1} = \frac{\phi_\delta}{2 \cdot h_{j1} \cdot l_{Fe} \cdot k_{Fe}} = \frac{0,0024}{2 \cdot 0,0112 \cdot 0,0905 \cdot 0,97} = 1,21 \text{ T} \quad (2.72)$$

Kde B_{j1} (T) je magnetická indukce ve jhu statoru, ϕ_δ (Wb) je magnetický tok přes vzduchovou mezeru, h_{j1} (m) je výška statorového jha, l_{Fe} (m) je délka železa a k_{Fe} (-) je činitel plnění plechů.

Ze znalosti B-H charakteristiky plechů M350-50A byla iterativním procesem vypočtena hodnota intenzity magnetického pole ve jhu statoru:

Tabulka 2.2.7 Intenzita magnetického pole ve jhu

Intenzita magnetického pole ve jhu statoru	H_{j1}	220 A/m
--	----------	---------

Výpočet pólové rozteči ve jhu statoru:

$$t_{j1} = \frac{\pi(D_1 + 2 \cdot h_{d1})}{2p} = \frac{\pi(0,15 + 2 \cdot 0,0203)}{12} = 0,050 \text{ m} \quad (2.73)$$

Kde t_{j1} (m) je pólová rozteč ve jhu statoru, D_1 (m) je vnitřní průměr statoru, h_{d1} (m) je hloubka drážky a $2p$ (-) je počet pólů stroje.

Výpočet magnetického napětí ve jhu statoru:

$$\theta_{j1} = H_{j1} \cdot \frac{t_{j1}}{2} = 220 \cdot \frac{0,050}{2} = 8,2 \text{ A} \quad (2.74)$$

Kde θ_{j1} (A) je magnetické napětí na jhu statoru, H_{j1} (A/m) je Intenzita magnetického pole ve jhu statoru a t_{j1} (m) je pólová rozteč ve jhu statoru.

Výpočet celkového magnetického napětí statoru:

$$\theta_1 = 2 \cdot \theta_z + \theta_{j1} = 2 \cdot 48,94 + 8,2 = 106 \text{ A} \quad (2.75)$$

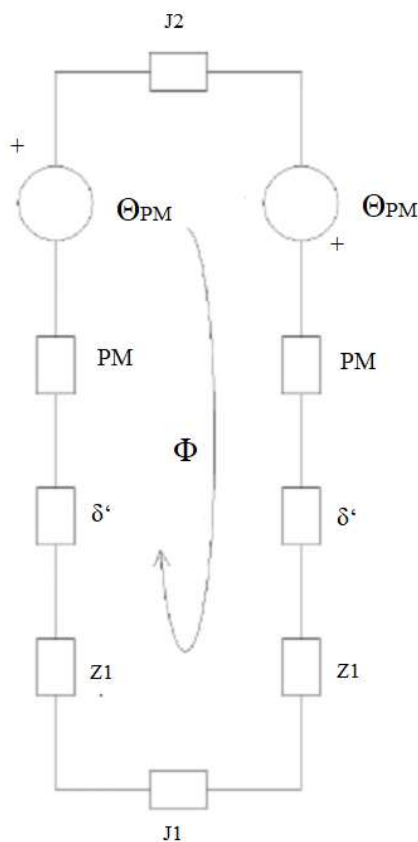
Kde θ_1 (A) je celkové magnetické napětí statoru, θ_z (A) je magnetické napětí v zubu a θ_{j1} (A) je magnetické napětí ve jhu statoru.

2.4 Návrh rotoru s permanentními magnety

Při návrhu permanentních magnetů bylo využito dostupnosti údajů, které ke svým produktům zveřejňuje společnost Arnold Magnetic Technologies. Pro uvažovanou topologii motoru byly vybrány permanentní magnety ze slitiny neodymu, železa a bóru. Tento konkrétní materiál v dané teplotní třídě nese obchodní název N35UH. Pro účely dimenzování magnetů pro rotor elektrického motoru byly využity následující parametry:

Tabulka 2.2.8 Parametry permanentních magnetů N35UH

Koercivní intenzita magnetického pole magnetů:	H_c	907000 A/m
Činitel poklesu koercivity:	α_{Hc}	- 0,51 %/°C
Činitel poklesu remanence:	α_{Br}	- 0,12 %/°C
Relativní permeabilita:	μ_r	1,051
Teplota:	T	110 °C
Magnetická indukce permanentních magnetů:	B_m	0,8 T



Obr. 2.2 Náhradní schéma magnetického obvodu

Výpočet intenzity magnetického pole ve vzduchové mezeře:

$$H_{\delta} = \frac{B_{\delta}}{\mu_0} = \frac{1,04}{4\pi \cdot 10^{-7}} = 825738 \text{ A/m} \quad (2.76)$$

Kde H_{δ} (A/m) je intenzita magnetického pole ve vzduchové mezeře, B_{δ} (T) je magnetická indukce ve vzduchové mezeře a μ_0 (-) je permeabilita vakua.

Výpočet délky střední siločáry ve jhu statoru:

$$l_{j1} = \frac{\pi(D_e - h_{j1})}{2p} = \frac{\pi(0,213 + 0,0112)}{12} = 0,0528 \text{ m} \quad (2.77)$$

Kde l_{j1} (m) je délka střední siločáry ve statorovém jhu, D_e (m) je vnější průměr statoru, h_{j1} (m) je výška statorového jha a $2p$ (-) je počet pólů stroje.

Výpočet úbytku napětí na statorovém jhu:

$$\Delta\theta_{j1} = H_{j1} \cdot l_{j1} = 220 \cdot 0,0528 = 11,58 \text{ A} \quad (2.78)$$

Kde $\Delta\theta_{j1}$ (A) je úbytek magnetického napětí na jhu statoru, H_{j1} (m) je intenzita magnetického pole ve statorovém jhu a l_{j1} (m) je délka střední siločáry statorového jha.

Výpočet úbytku magnetického napětí na zubu statoru:

$$\Delta\theta_z = H_z \cdot h_{d1} = 2411 \cdot 0,0203 = 48,94 \text{ A} \quad (2.79)$$

Kde $\Delta\theta_z$ (A) je úbytek magnetického napětí na zubu statoru, H_z (m) je intenzita magnetického pole v zubech statoru a h_{d1} (m) je výška drážky statoru.

Pro účely dalších výpočtů bylo nezbytné vypočítat velikost Carterova činitele, který zohledňuje vliv drážkování statoru na magnetickou vodivost vzduchové mezery.

Výpočet velikosti pomocného činitele γ :

$$\gamma = \frac{\left(\frac{b_0}{\delta}\right)^2}{5 + \frac{b_0}{\delta}} = \frac{\left(\frac{0,00285}{0,0009}\right)^2}{5 + \frac{0,00285}{0,0009}} = 1,23 \quad (2.80)$$

Kde γ (-) je pomocný činitel pro výpočet Carterova činitele, b_0 (m) je šířka otevření drážky a δ (m) je velikost vzduchové mezery.

Výpočet velikosti Carterova činitele:

$$k_c = \frac{t_{d1}}{t_{d1} - \gamma \cdot b_o} = \frac{0,0105}{0,0105 - 1,23 \cdot 0,00285} = 1,118 \quad (2.81)$$

Kde $k_c (-)$ je Carterův činitel, $t_{d1} (m)$ je drážková rozteč, $\gamma (-)$ je pomocný činitel a $b_o (m)$ je šířka mezery mezi vrcholy zubů.

Výpočet velikosti vzduchové mezery s respektováním nehomogenosti pole:

$$\delta' = k_c \cdot \delta = 1,118 \cdot 0,0009 = 0,001006 \text{ m} \quad (2.82)$$

Kde $\delta' (m)$ je velikost vzduchové mezery s respektováním nehomogenosti pole, $k_c (-)$ je Carterův činitel a $\delta (m)$ je velikost vzduchové mezery.

Výpočet úbytku magnetického napětí ve vzduchové mezeře:

$$\Delta\theta_\delta = H_\delta \cdot \delta' = 825738 \cdot 0,001006 = 831 \text{ A} \quad (2.83)$$

Kde $\Delta\theta_\delta (A)$ je úbytek magnetického napětí ve vzduchové mezeře, $H_\delta (A/m)$ je indukce ve vzduchové mezeře a $\delta' (m)$ je velikost vzduchové mezery s respektováním nehomogenosti pole.

Výpočet intenzity magnetického pole permanentních magnetů:

$$H_m = H_{c(110^\circ C)} - \frac{B_m}{\mu_0 \cdot \mu_r} = 809044 - \frac{0,8}{4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 1,051} = 203316 \text{ A/m} \quad (2.84)$$

Kde $H_m (A/m)$ je intenzita magnetického pole permanentních magnetů, $B_m (T)$ je magnetická indukce v permanentních magnetech, $\mu_0 (-)$ je permeabilita vakua a $\mu_r (-)$ je relativní permeabilita permanentních magnetů.

Pro účely výpočtu velikosti magnetického indukčního toku od permanentních magnetů bylo nutné stanovit velikost rozptylového toku. Jeho velikost je úzce spjata s topologií motoru, kdy u rotoru s integrovanými magnety tvoří prostor mezi póly převážně magneticky vodivý materiál, který vytváří rozptylovým tokům cestu k jejich uzavření. Z tohoto důvodu zde byla velikost rozptylového toku uvažována jako $\Phi_\sigma = 0,25 \Phi_\delta$.

Výpočet velikosti magnetického indukčního toku od permanentních magnetů:

$$\phi_m = \phi_6 + \phi_\delta = 0,25 \cdot 0,0024 + 0,0024 = 0,001487 \text{ Wb} \quad (2.85)$$

Kde Φ_m (Wb) je magnetický indukční tok od permanentních magnetů, Φ_σ (Wb) je rozptylový tok a Φ_δ (Wb) je magnetický indukční tok vzduchovou mezerou stroje.

Výpočet šířky permanentního magnetu:

$$b_m = \frac{\Phi_m}{B_m \cdot l_{Fe}} = \frac{0,001487}{0,8 \cdot 0,0905} = 0,02054 \text{ m} \quad (2.86)$$

Kde b_m (m) je šířka permanentního magnetu, Φ_m (Wb) je magnetický indukční tok od permanentních magnetů, B_m (T) je magnetická indukce v permanentním magnetu a l_{Fe} (m) je délka železa statorového svazku.

Výpočet délky střední siločáry jha rotoru:

$$l_{j2} = \frac{\pi(D_2 - h_{j2})}{2 \cdot 2p} = \frac{\pi(0,1482 + 0,0112)}{24} = 0,0179 \text{ m} \quad (2.87)$$

Kde l_{j2} (m) je délka střední siločáry v rotorovém jhu, D_2 (m) je vnější průměr rotoru, h_{j2} (m) je výška rotorového jha a $2p$ (-) je počet pólů stroje.

Výpočet úbytku magnetického napětí na jhu rotoru:

$$\Delta\theta_{j2} = H_{j2} \cdot l_{j2} = 220 \cdot 0,0179 = 3,93 \text{ A} \quad (2.88)$$

Kde $\Delta\theta_{j2}$ (A) je úbytek magnetického napětí na jhu rotoru, H_{j2} (A/m) je intenzita magnetického pole v rotorovém jhu a l_{j2} (m) je délka střední siločáry rotorového jha.

Výpočet magnetického napětí na pól – pár:

$$\begin{aligned} \theta &= 2 \cdot \Delta\theta_z + 2 \cdot \Delta\theta_\delta + \Delta\theta_{j1} + \Delta\theta_{j2} = \\ &= 2 \cdot 48,94 + 2 \cdot 830,84 + 11,58 + 3,93 = 1775 \text{ A} \end{aligned} \quad (2.89)$$

Kde θ (A) je magnetické napětí na pól-pár, $\Delta\theta_z$ (A) je úbytek magnetického napětí na zubu statoru, $\Delta\theta_\delta$ (A) je úbytek magnetického napětí ve vzduchové mezeře, $\Delta\theta_{j1}$ (A) je úbytek magnetického napětí na jhu statoru a $\Delta\theta_{j2}$ (A) je úbytek magnetického napětí na jhu rotoru.

Výpočet výšky permanentního magnetu:

$$h_m = \frac{\Theta}{H_m} = \frac{1775}{203316} = 0,008731 \text{ m} \quad (2.90)$$

Kde h_m (m) je výška permanentního magnetu, Θ (A) je magnetické napětí na pól-pár stroje a H_m (A/m) je intenzita magnetického pole permanentních magnetů.

Výpočet činitele saturace magnetického obvodu:

$$k_{sat} = \frac{\Theta}{2 \cdot \Delta\Theta_\delta} = \frac{1775}{2 \cdot 830,84} = 1,07 \quad (2.91)$$

Kde k_{sat} (-) je saturační činitel, Θ (A) je celkové magnetické napětí na pól-pár a $\Delta\Theta_\delta$ (A) je úbytek magnetického napětí ve vzduchové mezeře.

Výpočet velikosti vzduchové mezery respektující nasycení magnetického obvodu:

$$\delta'' = k_{sat} \cdot \delta' = 1,07 \cdot 0,001006 = 0,001075 \text{ m} \quad (2.92)$$

Kde δ'' (m) je velikost vzduchové mezery s respektováním nasycení magnetického obvodu, k_{sat} (-) je saturační činitel a δ' (m) je velikost vzduchové mezery s respektováním nehomogenosti pole.

Výpočet spřaženého magnetického toku permanentních magnetů:

$$\Psi_m = \left(\frac{U_i}{2 \cdot \pi \cdot f} \right) \cdot \sqrt{2} = \left(\frac{128,38}{2 \cdot \pi \cdot 480} \right) \cdot \sqrt{2} = 0,0602 \text{ Wb} \quad (2.93)$$

Kde Ψ_m (Wb) je spřažený magnetický tok od permanentních magnetů, U_i (V) je indukované napětí a f (Hz) je frekvence.

Výpočet pólové rozteči rotoru:

$$t_{p2} = \frac{\pi(D_1 + h_{d1})}{2p} = \frac{\pi(0,15 + 0,0203)}{12} = 0,045 \text{ m} \quad (2.94)$$

Kde t_{p2} (m) je pólová rozteč rotoru, D_1 (m) je vnitřní průměr statoru, h_{d1} (m) je hloubka drážky a $2p$ (-) je počet pólů stroje.

2.5 Parametry náhradního schématu

Následující výpočty reflektují vliv konstrukce motoru na jeho elektrotechnické parametry. Topologie stroje se propisuje zejména do odporu vinutí, indukčností a také podélných a příčných reaktancí. Pro účely následujících výpočtů bylo nutné zavést tyto parametry:

Tabulka 2.2.9 Hodnoty pro výpočet parametrů náhradního schématu

Délka vyložení vinutí:	l_v	0,005 m
Izolační mezera mezi čely vinutí:	i	0,002 m
Poloměr ohybu vinutí:	R_o	0,012 m
Měrná vodivost mědi při 20 °C	γ_{Cu}	$58,5 \cdot 10^6$ S/m
Teplotní součinitel mědi:	α_{Cu}	$0,00386$ K ⁻¹
Činitel indukčnosti v podélné ose:	C_{d1}	0,15
Činitel indukčnosti v příčné ose:	C_{q1}	0,45

Výpočet šířky cívky statorového vinutí:

$$b_c = b_v + p_i + 2 \cdot i_c = 0,004 + 0,00023 + 2 \cdot 0,00036 = 0,00495 \text{ m} \quad (2.95)$$

Kde b_c (m) je celková šířka cívky statorového vinutí, b_v (m) je šířka cívky vinutí, p_i (m) je tloušťka izolace vodiče a i_c (m) je tloušťka izolace cívky.

Výpočet velikosti úhlu spojky v čele statorového vinutí:

$$\alpha_{\xi} = \sin^{-1} \left(\frac{b_c + i}{t_{d2}} \right) = \sin^{-1} \left(\frac{0,00495 + 0,002}{0,0119} \right) = 35,77^\circ \quad (2.96)$$

Kde α_{ξ} (°) je úhel spojky v čele statoru, b_c (m) je celková šířka cívky statorového vinutí, i (m) je izolační mezera mezi čely statorového vinutí a t_{d2} (m) je drážková rozteč v polovině hloubky drážek.

Výpočet pólové rozteči v polovině hloubky drážek:

$$t_{p2} = \frac{\pi(D_1 + h_{d1})}{2p} = \frac{\pi(0,15 + 0,0203)}{12} = 0,0446 \text{ m} \quad (2.97)$$

Kde t_{p2} (m) je pólová rozteč v polovině hloubky drážek, D_1 (m) je vnitřní průměr statoru, h_{d1} (m) je výška drážky a $2p$ (-) je počet pólů stroje.

Výpočet délky čel statorového vinutí:

$$\begin{aligned}l_{\xi} &= 2 \cdot l_v + \pi \cdot R_o + \frac{\beta \cdot t_{p2}}{\cos(\alpha_{\xi})} = \\ &= 2 \cdot 0,005 + \pi \cdot 0,012 + \frac{0,8 \cdot 0,0446}{\cos(35,77^{\circ})} = 0,092 \text{ m}\end{aligned}\quad (2.98)$$

Kde l_{ξ} (m) je délka čela statoru, l_v (m) je délka vyložení vinutí statoru, R_o (m) je poloměr ohybu vinutí statorového čela, β (–) je skutečný činitel zkrácení kroku, t_{p2} (m) je pólová rozteč v polovině hloubky drážek a α_{ξ} (°) je úhel spojky v čele statoru.

Výpočet axiální délky čela statorového vinutí:

$$\begin{aligned}l_{ax} &= l_v + R_o + (b_c + i) \cdot \sin(90 - \alpha_{\xi}) = \\ &= 0,005 + 0,012 + (0,00495 + 0,002) \cdot \sin(90 - 35,77) = 0,023 \text{ m}\end{aligned}\quad (2.99)$$

Kde l_{ax} (m) je axiální délka čela statoru, l_v (m) je délka vyložení vinutí statoru, R_o (m) je poloměr ohybu vinutí statorového čela, b_c (m) je celková šířka cívky statorového vinutí, i (m) je izolační mezera mezi čely statorového vinutí a α_{ξ} (°) je úhel spojky v čele statoru.

Výpočet celkové délky statoru:

$$l_{celk} = 2 \cdot l_{ax} + l_{fe} = 2 \cdot 0,023 + 0,0905 = 0,1358 \text{ m}\quad (2.100)$$

Kde l_{celk} (m) je celková délka statoru, l_{ax} (m) je axiální délka čela statoru a l_{fe} (m) je délka železa.

Výpočet délky závitů statorového vinutí:

$$l_z = 2(l_{fe} + l_{\xi}) = 2(0,0905 + 0,092) = 0,364 \text{ m}\quad (2.101)$$

Kde l_z (m) je délka závitů statorového vinutí, l_{fe} (m) je délka železa a l_{ξ} (m) je délka čela statoru.

Výpočet odporu statorového vinutí při 20 °C:

$$R_a = \frac{1}{\gamma_{Cu}} \cdot \frac{N_s \cdot l_z}{S_v} = \frac{1}{58,5 \cdot 10^6} \cdot \frac{27 \cdot 0,364}{10,65 \cdot 10^{-6}} = 0,016 \Omega\quad (2.102)$$

Kde R_a (Ω) je odpor statorového vinutí při teplotě 20°C, γ_{Cu} (S·m⁻¹) je měrný odpor mědi při teplotě 20°C, N_s (–) je počet závitů v sérii, l_z (m) je délka závitů statorového vinutí a S_v (m²) je průřez vodiče cívky statorového vinutí.

Výpočet měrného odporu mědi při teplotě 110 °C:

$$\gamma_{110} = \frac{\gamma_{Cu}}{1 + \alpha_{Cu} \cdot \Delta\tau} = \frac{58,5 \cdot 10^6}{1 + 0,00386 \cdot (90)} = 43,4 \cdot 10^6 \text{ S} \cdot \text{m}^{-1} \quad (2.103)$$

Kde γ_{Cu160} ($\text{S} \cdot \text{m}^{-1}$) je měrný odpor mědi při teplotě 110 °C, γ_{Cu} ($\text{S} \cdot \text{m}^{-1}$) je měrný odpor mědi při teplotě 20 °C, α_{Cu} (K^{-1}) je teplotní součinitel mědi a $\Delta\tau$ (K) je rozdíl teplot.

Výpočet odporu statorového vinutí při teplotě 110 °C:

$$R_{an} = \frac{1}{\gamma_{Cu110}} \cdot \frac{N_s \cdot l_z}{S_v} = \frac{1}{38 \cdot 10^6} \cdot \frac{27 \cdot 0,364}{43,4 \cdot 10^{-6}} = 0,021 \Omega \quad (2.104)$$

Kde R_{an} (Ω) je odpor statorového vinutí při jmenovité teplotě 110 °C, γ_{Cu110} ($\text{S} \cdot \text{m}^{-1}$) je měrný odpor mědi při teplotě 110 °C, N_s (–) je počet závitů v sérii, l_z (m) je délka závitu statorového vinutí a S_v (m^2) je průřez vodiče cívky statorového vinutí.

Výpočet velikosti magnetizační indukčnosti:

$$L_\mu = 2 \cdot \mu_0 \frac{m}{p} \left(\frac{N_s \cdot k_{v1}}{\pi} \right)^2 \frac{t_{p1} \cdot l_i}{\delta''} =$$

$$= 2 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \frac{5}{12} \left(\frac{27 \cdot 0,937}{\pi} \right)^2 \frac{0,039 \cdot 0,092}{0,001075} = 0,000455 \text{ H} \quad (2.105)$$

Kde L_μ (H) je magnetizační indukčnost, μ_0 ($\text{H} \cdot \text{m}^{-1}$) je permeabilita vakua, m (–) je počet fází, p (–) je počet pól párů, N_s (–) je počet závitů v sérii, k_{v1} (–) je činitel vinutí, t_{p1} (m) je pólová rozteč, l_i (m) je ideální délka stroje a δ'' (m) je velikost vzduchové mezery s respektováním nasycení magnetického obvodu.

Výpočet velikosti indukčnosti v podélné ose:

$$L_{ad} = C_{d1} \cdot L_\mu = 0,15 \cdot 0,000455 = 6,83 \cdot 10^{-5} \text{ H} \quad (2.106)$$

Kde L_{ad} (H) je vlastní indukčnost statoru v podélné ose, C_{d1} (–) je činitel indukčnosti v podélné ose a L_μ (H) je magnetizační indukčnost.

Výpočet velikosti indukčnosti v příčné ose:

$$L_{aq} = C_{q1} \cdot L_\mu = 0,45 \cdot 0,000455 = 20,5 \cdot 10^{-5} \text{ H} \quad (2.107)$$

Kde L_{aq} (H) je vlastní indukčnost statoru v příčné ose, C_{q1} (–) je činitel indukčnosti v příčné ose a L_μ (H) je magnetizační indukčnost.

Výpočet předběžné hodnoty činitele charakterizujícího zkrácení kroku vinutí:

$$k_{\beta}' = \frac{1}{4} \cdot (1 + 3 \cdot \beta) = \frac{1}{4} \cdot (1 + 3 \cdot 0,8) = 0,85 \quad (2.108)$$

Kde $k_{\beta}' (-)$ je předběžný činitel charakterizující zkrácení kroku a $\beta (-)$ je skutečný činitel zkrácení kroku.

Výpočet hodnoty činitele charakterizujícího zkrácení kroku vinutí:

$$k_{\beta} = \frac{1}{4} \cdot (1 + 3 \cdot k_{\beta}') = \frac{1}{4} \cdot (1 + 3 \cdot 0,85) = 0,89 \quad (2.109)$$

Kde $k_{\beta} (-)$ je činitel charakterizující zkrácení kroku a $\beta (-)$ je skutečný činitel zkrácení kroku.

Výpočet činitele magnetické vodivosti drážkového rozptylu:

$$\lambda_D = \frac{h_1}{3 \cdot b_d} = \frac{0,0183}{3 \cdot 0,0057} = 1,07 \quad (2.110)$$

Kde $\lambda_D (-)$ je činitel magnetické vodivosti drážkového rozptylového toku, $h_1 (m)$ je výška cívek v drážce a $b_d (m)$ je šířka drážky.

Výpočet činitele magnetické vodivosti rozptylu otevření drážky:

$$\lambda_0 = \frac{h_0}{b_{d0}} = \frac{0,002}{0,00285} = 0,702 \quad (2.111)$$

Kde $\lambda_0 (-)$ je činitel magnetické vodivosti rozptylového toku otevření drážky, $h_0 (m)$ je výška temene drážky a $b_{d0} (m)$ je šířka otevření polouzavřené drážky.

Výpočet celkového činitele drážkového rozptylu:

$$\lambda_{D0} = \lambda_D \cdot k_{\beta} + \lambda_0 \cdot k_{\beta}' = 1,07 \cdot 0,89 + 0,702 \cdot 0,85 = 1,55 \quad (2.112)$$

Kde $\lambda_{D0} (-)$ je činitel magnetické vodivosti rozptylového toku celé drážky, $\lambda_D (-)$ je činitel magnetické vodivosti drážkového rozptylového toku, $k_{\beta} (-)$ je činitel respektující zkrácení kroku vinutí, $\lambda_0 (-)$ je činitel magnetické vodivosti rozptylového toku u vrcholu drážky a $k_{\beta}' (-)$ je předběžný činitel respektující zkrácení kroku vinutí.

Výpočet činitele magnetické vodivosti čel statorového vinutí:

$$\begin{aligned}\lambda_{\zeta} &= 0,34 \frac{q}{l_{Fe}} (l_{\zeta} - 0,64 \cdot \beta \cdot t_{p1}) = \\ &= \frac{0,34 \cdot \frac{3}{4}}{0,0905} (0,092 - 0,64 \cdot 0,8 \cdot 0,039) = 0,202\end{aligned}\quad (2.113)$$

Kde λ_{ζ} (–) je činitel magnetické vodivosti rozptylu čel, q (–) je počet drážek na pól a fázi, l_{Fe} (m) je délka železa, l_{ζ} (m) je délka čela statoru, β (–) je skutečný činitel zkrácení kroku a t_{p1} (m) je pólová rozteč.

Výpočet velikosti rozptylové indukčnosti statorového vinutí:

$$\begin{aligned}L_{a\sigma} &= 4\mu_0 \frac{N_s^2}{p \cdot q} (\lambda_{D0} + \lambda_{\zeta}) l_{Fe} = \\ &= 4 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \frac{27^2}{6 \cdot \frac{3}{4}} (1,55 + 0,202) 0,0905 = 0,129 \text{ mH}\end{aligned}\quad (2.114)$$

Kde $L_{a\sigma}$ (H) je rozptylová indukčnost statoru, μ_0 ($H \cdot m^{-1}$) je permeabilita vakua, N_s (–) je počet závitů v sérii, p (–) je počet pól párů, q (–) je počet drážek na pól a fázi, λ_{D0} (–) je činitel magnetické vodivosti rozptylového toku celé drážky, λ_{ζ} (–) je činitel magnetické vodivosti rozptylu čel a l_{Fe} (m) je délka železa.

Výpočet celkové indukčnosti v podélné ose:

$$L_d = L_{ad} + L_{a\sigma} = 6,83 \cdot 10^{-5} + 12,9 \cdot 10^{-5} = 0,1971 \text{ mH} \quad (2.115)$$

Kde L_d (H) je celková indukčnost statoru v podélné ose, L_{ad} (H) je vlastní indukčnost statoru v podélné ose a $L_{a\sigma}$ (H) je rozptylová indukčnost statoru.

Výpočet celkové indukčnosti v příčné ose:

$$L_q = L_{aq} + L_{a\sigma} = 20,5 \cdot 10^{-5} + 12,9 \cdot 10^{-5} = 0,3334 \text{ mH} \quad (2.116)$$

Kde L_q (H) je celková indukčnost statoru v příčné ose, L_{aq} (H) je vlastní indukčnost statoru v příčné ose a $L_{a\sigma}$ (H) je rozptylová indukčnost statoru.

Výpočet reaktance v podélné ose:

$$X_d = 2\pi \cdot f \cdot L_d = 2\pi \cdot 480 \cdot 19,71 \cdot 10^{-3} = 0,594 \Omega \quad (2.117)$$

Kde X_d (Ω) je reaktance statoru v podélné ose, f (Hz) je jmenovitá frekvence a L_d (H) je celková indukčnost statoru v podélné ose.

Výpočet reaktance v příčné ose:

$$X_q = 2\pi \cdot f \cdot L_q = 2\pi \cdot 480 \cdot 33,34 \cdot 10^{-3} = 1 \Omega \quad (2.118)$$

Kde $X_q (\Omega)$ je reaktance statoru v příčné ose, $f (Hz)$ je jmenovitá frekvence a $L_q (H)$ je celková indukčnost statoru v příčné ose.

Výpočet jmenovité impedance:

$$Z_n = \frac{U_{fef}}{I_n} = \frac{131,97}{82,81} = 1,59 \Omega \quad (2.119)$$

Kde $Z_n (\Omega)$ je jmenovitá impedance statoru, $U_{fef} (V)$ je fázová hodnota napájecího napětí a $I_n (A)$ je jmenovitý proud.

Vyjádření satorového odporu v poměrných jednotkách:

$$r_{an} = \frac{R_{an}}{Z_n} = \frac{0,0213}{1,59} = 0,0133 \text{ p. u.} \quad (2.120)$$

Kde $r_{an} (p.u.)$ je velikost satorového odporu při jmenovité teplotě v poměrných jednotkách, $R_{an} (\Omega)$ je odpor satorového vinutí při jmenovité teplotě 110 °C a $Z_n (\Omega)$ je jmenovitá impedance statoru.

Vyjádření reaktance v podélné ose v poměrných jednotkách:

$$x_d = \frac{X_d}{Z_n} = \frac{0,594}{1,59} = 0,373 \text{ p. u.} \quad (2.121)$$

Kde $x_d (p.u.)$ je velikost reaktance statoru v podélné ose v poměrných jednotkách, $X_d (\Omega)$ je reaktance statoru v podélné ose a $Z_n (\Omega)$ je jmenovitá impedance statoru.

Vyjádření reaktance v příčné ose v poměrných jednotkách:

$$x_q = \frac{X_q}{Z_n} = \frac{1}{1,59} = 0,631 \text{ p. u.} \quad (2.122)$$

Kde $x_q (p.u.)$ je velikost reaktance statoru v příčné ose v poměrných jednotkách, $X_q (\Omega)$ je reaktance statoru v příčné ose a $Z_n (\Omega)$ je jmenovitá impedance statoru.

2.6 Momentová charakteristika

Návrh elektrického motoru počítal s jmenovitým výkonem $P_n = 50 \text{ kW}$, avšak zadáním diplomové práce bylo navrhnout motor, který lze krátkodobě přetížit tak, aby dosahoval maximálního výkonu $P_{\max} = 150 \text{ kW}$. Tento parametr lze ověřit pomocí momentové rovnice.

Výpočet mechanické úhlové rychlosti:

$$\omega_m = \frac{2 \cdot \pi \cdot n}{60} = \frac{2 \cdot \pi \cdot 4800}{60} = 502,65 \text{ rad/s} \quad (2.123)$$

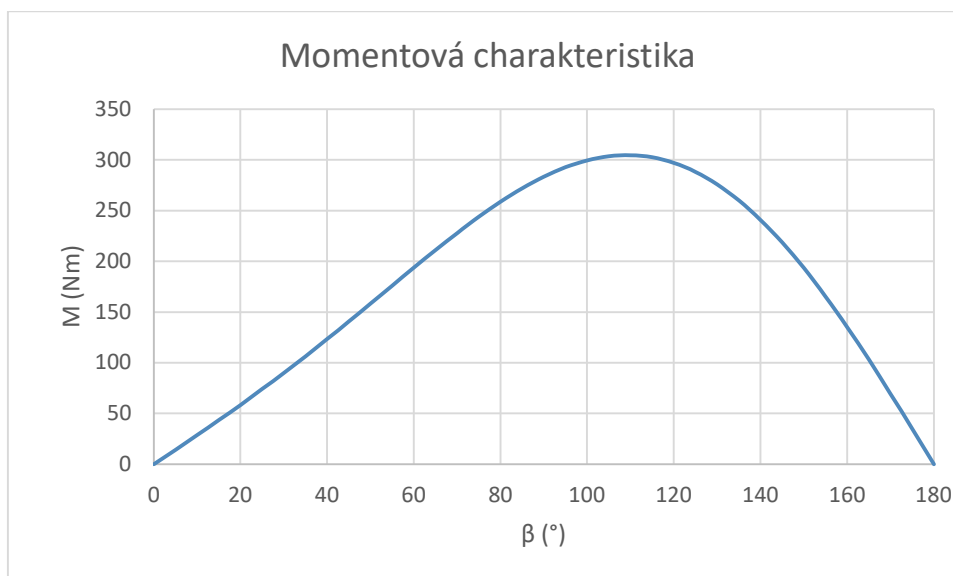
Kde ω_m (rad/s) je mechanická úhlová rychlost stroje a n (ot/min) je počet otáček za minutu.

Výpočet momentu stroje:

$$M = \frac{m}{\omega_m} \cdot U_{fef} \cdot \left[\frac{U_i}{X_d} \cdot \sin \beta + \frac{U_{fef}}{2} \cdot \left(\frac{1}{X_d} - \frac{1}{X_q} \right) \cdot \sin 2\beta \right] \quad (2.124)$$

Kde M (Nm) je moment stroje, m (-) je počet fází stroje, ω_m (rad/s) je mechanická úhlová rychlost stroje, U_{fef} (V) je efektivní hodnota napětí stroje, U_i (V) je indukované napětí stroje, X_d (Ω) je podélná reaktance stroje, X_q (Ω) je příčná reaktance stroje a β ($^\circ$) je zátěžný úhel.

Momentová rovnice ve vztahu (2.124) byla následně propočtena pro hodnoty zátěžného úhlu β v rozmezí 0 až 180 ° s krokem 5 °. Z výsledných hodnot momentů pro jednotlivé zátěžné úhly vzešla následující momentová charakteristika:



Obr. 2.3 Momentová charakteristika

Výpočet výkonu motoru:

$$P = M \cdot \omega_m \quad (2.125)$$

Kde P (W) je výkon na hřídeli stroje, M (Nm) je moment stroje a ω_m (rad/s) je mechanická úhlová rychlost stroje.

Z momentové charakteristiky (Obr. 2.3) a pomocí příslušných rovnic (2.124) (2.125) byl zjištěn maximální moment a jemu odpovídající zátěžný úhel. Rovněž byl vypočítán moment odpovídající jmenovitému výkonu stroje a jemu příslušný zátěžný úhel:

Tabulka 2.2.10 Moment a výkon stroje

Maximální moment stroje:	M_{\max}	304,75 Nm
Zátěžný úhel pro maximální moment stroje:	β_{\max}	110°
Maximální výkon stroje:	P_{\max}	153185 W
Jmenovitý moment stroje:	M_n	99,47 Nm
Zátěžný úhel pro jmenovitý moment stroje:	β_n	32,87°
Jmenovitý výkon stroje:	P_n	50000 W

2.7 Ztráty, účinnost a účinník

Pro účely výpočtu ztrát elektrického motoru bylo nezbytné zavést následující parametry:

Tabulka 2.2.11 Parametry pro výpočet ztrát

Hustota oceli statorových plechů:	ρ_{Fe}	7650 kg/m ³
Měrné ztráty v železe při 50 Hz a 1 T:	ΔF_{eref}	1,35
Činitel ztrát v zubech:	k_{tz}	1,7
Činitel ztrát ve jhu:	k_{tj}	1,4
Činitel mechanických ztrát:	k_m	15
Činitel přídatných ztrát:	k_p	0,01
Činitel ztrát při napájení z měniče s PWM:	k_{PWM}	1,2

Výpočet velikosti Jouleových ztrát při teplotě 20 °C:

$$\Delta P_{j1} = m \cdot R_a \cdot I_n^2 = 5 \cdot 0,016 \cdot 82,8^2 = 541,27 \text{ W} \quad (2.126)$$

Kde ΔP_{j1} (W) jsou Jouleovy ztráty ve statoru při teplotě 20 °C, m (-) je počet fází, R_a (Ω) je odpor statorového vinutí při teplotě 20 °C a I_n (A) je jmenovitý proud.

Výpočet velikosti Jouleových ztrát při teplotě 110 °C:

$$\Delta P_{jn} = m \cdot R_{an} \cdot I_n^2 = 5 \cdot 0,0213 \cdot 82,8^2 = 729,31 \text{ W} \quad (2.127)$$

Kde ΔP_{jn} (W) jsou Jouleovy ztráty ve statoru při teplotě 110 °C, m (-) je počet fází, R_{an} (Ω) je odpor statorového vinutí při teplotě 110 °C a I_n (A) je jmenovitý proud.

Výpočet hmotnosti vnitřní poloviny zubů statoru:

$$m_{zA} = \rho_{Fe} \left(\frac{b_{z1} + b_{z2}}{2} \right) \frac{h_{d1}}{2} l_{Fe} Q =$$

$$= 7650 \left(\frac{0,0048 + 0,0062}{2} \right) \frac{0,0203}{2} 0,0905 \cdot 45 = 1,73 \text{ kg} \quad (2.128)$$

Kde m_{zA} (kg) je váha vnitřní poloviny zubů, ρ_{Fe} ($\text{kg}\cdot\text{m}^{-3}$) je hustota plechů motoru, b_{z1} (m) je šířka zubu u temena drážky, b_{z2} (m) je šířka zubu v jeho polovině, h_{d1} (m) je výška drážky, l_{Fe} (m) je délka železa a Q (-) je počet drážek statoru.

Výpočet hmotnosti vnější poloviny zubů statoru:

$$m_{zB} = \rho_{Fe} \left(\frac{b_{z2} + b_{z3}}{2} \right) \frac{h_{d1}}{2} l_{Fe} Q =$$

$$= 7650 \left(\frac{0,0062 + 0,0076}{2} \right) \frac{0,0203}{2} 0,0905 \cdot 45 = 2,18 \text{ kg} \quad (2.129)$$

Kde m_{zB} (kg) je váha vnější poloviny zubů, ρ_{Fe} ($\text{kg}\cdot\text{m}^{-3}$) je hustota plechů motoru, b_{z1} (m) je šířka zubu u temena drážky, b_{z2} (m) je šířka zubu v jeho polovině, h_{d1} (m) je výška drážky, l_{Fe} (m) je délka železa a Q (-) je počet drážek statoru.

Výpočet měrných ztrát ve vnitřní polovině zubů:

$$\Delta p_{FeA} = \Delta p_{Feref} \left(\frac{f}{50} \right)^{1,5} \left(\frac{B_{z1}}{1} \right)^2 = 1,35 \left(\frac{480}{50} \right)^{1,5} \left(\frac{1,72}{1} \right)^2 =$$

$$= 119 \text{ W/kg} \quad (2.130)$$

Kde Δp_{FeA} ($\text{W}\cdot\text{kg}^{-1}$) jsou měrné ztráty ve vnitřní polovině zubu, Δp_{Feref} ($\text{W}\cdot\text{kg}^{-1}$) je měrná hodnota ztrát v železe při 50Hz a 1T, f (Hz) je jmenovitá frekvence a B_{z1} (T) je hodnota magnetické indukce v zubu u temena drážky.

Výpočet měrných ztrát ve vnější polovině zubů:

$$\Delta p_{FeB} = \Delta p_{Feref} \left(\frac{f}{50} \right)^{1,5} \left(\frac{B_{z2}}{1} \right)^2 = 1,35 \left(\frac{480}{50} \right)^{1,5} \left(\frac{1,34}{1} \right)^2 =$$

$$= 72,2 \text{ W/kg} \quad (2.131)$$

Kde Δp_{FeB} ($\text{W}\cdot\text{kg}^{-1}$) jsou měrné ztráty ve vnější polovině zubu, Δp_{Feref} ($\text{W}\cdot\text{kg}^{-1}$) je měrná hodnota ztrát v železe při 50Hz a 1T, f (Hz) je jmenovitá frekvence a B_{z2} (T) je hodnota magnetické indukce v zubu v polovině jeho výšky.

Výpočet velikosti ztrát ve vnitřní polovině zubů:

$$\Delta P_{FeA} = k_{tz} \cdot \Delta p_{FeA} \cdot m_{zA} = 1,7 \cdot 119 \cdot 1,73 = 350,7 \text{ W} \quad (2.132)$$

Kde ΔP_{zA} (W) jsou ztráty ve vnitřní polovině zubu, k_{tz} (-) je činitel ztrát v zubech statoru, Δp_{FeA} (W·kg⁻¹) jsou měrné ztráty ve vnitřní polovině zubu a m_{zA} (kg) je váha vnitřní poloviny zubů.

Výpočet velikosti ztrát ve vnitřní polovině zubů:

$$\Delta P_{FeB} = k_{tz} \cdot \Delta p_{FeB} \cdot m_{zB} = 1,7 \cdot 72,2 \cdot 2,18 = 267,7 \text{ W} \quad (2.133)$$

Kde ΔP_{zB} (W) jsou ztráty ve vnější polovině zubu, k_{tz} (-) je činitel ztrát v zubech statoru, Δp_{FeA} (W·kg⁻¹) jsou měrné ztráty ve vnější polovině zubu a m_{zA} (kg) je váha vnější poloviny zubů.

Výpočet hmotnosti statorového jha:

$$\begin{aligned} m_{j1} &= \rho_{Fe} \cdot \pi(D_e - h_{j1})h_{j1}l_{Fe} = \\ &= 7650 \cdot \pi(0,213 - 0,0112)0,0112 \cdot 0,0905 = 4,92 \text{ kg} \end{aligned} \quad (2.134)$$

Kde m_{j1} (kg) je hmotnost statorového jha, ρ_{Fe} (kg·m⁻³) je hustota plechů motoru, D_e (m) je vnější průměr statoru, b_{z2} (m) je šířka zubu v jeho polovině, h_{d1} (m) je výška drážky, l_{Fe} (m) je délka železa a Q (-) je počet drážek statoru.

Výpočet velikosti měrných ztrát ve jhu statoru:

$$\begin{aligned} \Delta p_{jFe1} &= \Delta p_{Fe ref} \left(\frac{f}{50}\right)^{1,5} \left(\frac{B_{j1}}{1}\right)^2 = 1,35 \left(\frac{480}{50}\right)^{1,5} \left(\frac{1,2}{1}\right)^2 \\ &= 58,78 \text{ W/kg} \end{aligned} \quad (2.135)$$

Kde Δp_{jFe1} (W·kg⁻¹) jsou měrné ztráty ve jhu statoru, $\Delta p_{Fe ref}$ (W·kg⁻¹) je měrná hodnota ztrát v železe při 50Hz a 1T, f (Hz) je jmenovitá frekvence a B_{j1} (T) je magnetická indukce ve jhu statoru.

Výpočet velikosti ztrát ve jhu statoru:

$$\Delta P_{jFe1} = k_{tj} \cdot \Delta p_{jFe1} \cdot m_{j1} = 1,4 \cdot 58,78 \cdot 4,92 = 404,5 \text{ W} \quad (2.136)$$

Kde ΔP_{jFe1} (W) jsou ztráty ve jhu statoru, k_{tj} (-) je činitel ztrát ve jhu, Δp_{jFe1} (W·kg⁻¹) jsou měrné ztráty ve jhu statoru a m_{j1} (kg) je váha statorového jha.

Výpočet velikosti přídavných ztrát:

$$\Delta P_p = k_p \cdot P_n = 0,01 \cdot 50000 = 500 \text{ W} \quad (2.137)$$

Kde ΔP_p (W) jsou přídavné ztráty motoru, k_p (-) je činitel přídavných ztrát a P_n (W) je jmenovitý výkon.

Výpočet obvodové rychlosti rotoru:

$$v_2 = \omega_m \frac{D_2}{2} = 502,65 \frac{0,1482}{2} = 37,25 \text{ m/s} \quad (2.138)$$

Kde v_2 ($\text{m}\cdot\text{s}^{-1}$) je obvodová rychlost rotoru, ω_m ($\text{rad}\cdot\text{s}^{-1}$) je úhlová rychlost rotoru a D_2 (m) je vnější průměr rotoru.

Výpočet velikosti mechanických ztrát:

$$\begin{aligned} \Delta P_m &= k_n \cdot D_2 (l_{Fe} + 0,8^3 \cdot 0,6 \cdot t_{p2}) v_2^2 = \\ &= 15 \cdot 0,1482 (0,0905 + 0,8^3 \cdot 0,6 \cdot 0,0446) 37,25^2 = 321,34 \text{ W} \end{aligned} \quad (2.139)$$

Kde ΔP_m (W) jsou mechanické ztráty, k_n (-) je činitel mechanických ztrát, D_2 (m) je vnější průměr rotoru, l_{Fe} (m) je délka železa, t_{p2} (m) je pólová rozteč rotoru a v_2 ($\text{m}\cdot\text{s}^{-1}$) je rychlost povrchu rotoru.

Výpočet velikosti celkových ztrát při sinusovém napájení:

$$\begin{aligned} \Delta P_{sin} &= \Delta P_{j1n} + \Delta P_{zA} + \Delta P_{zB} + \Delta P_{j1} + \Delta P_m + \Delta P_p = \\ &= 729,3 + 350,71 + 267,74 + 404,51 + 321,34 + 500 = 2573,6 \text{ W} \end{aligned} \quad (2.140)$$

Kde ΔP_{sin} (W) jsou celkové ztráty při sinusovém napájení, ΔP_{j1n} (W) jsou ztráty ve statoru při jmenovité teplotě 110 °C, ΔP_{zA} (W) jsou ztráty ve vnitřní polovině zubu, ΔP_{zB} (W) jsou ztráty ve vnější polovině zubu, ΔP_{jFe1} (W) jsou ztráty ve jhu statoru, ΔP_m (W) jsou mechanické ztráty a ΔP_p (W) jsou přídavné ztráty motoru.

Výpočet účinnosti při sinusovém napájení:

$$\eta_{sin} = \frac{P_n}{P_n + \Delta P_{sin}} = \frac{50000}{50000 + 2573,6} = 0,951 \quad (2.141)$$

Kde η_{sin} (-) je účinnost při sinusovém napájení, P_n (W) je jmenovitý výkon a ΔP_{sin} (W) jsou celkové ztráty při sinusovém napájení.

Výpočet velikosti ztrát při napájení z měniče s PWM:

$$\Delta P_{PWM} = k_{PWM} \cdot \Delta P_{sin} = 1,2 \cdot 2573,6 = 3088 \text{ W} \quad (2.142)$$

Kde $\Delta P_{PWM} (W)$ jsou celkové ztráty při napájení s PWM, $k_{PWM} (-)$ je činitel ztrát pro napájení s PWM a $\Delta P_{sin} (W)$ jsou celkové ztráty při sinusovém napájení.

Výpočet účinnosti při napájení z měniče s PWM:

$$\eta_{PWM} = \frac{P_n}{P_n + \Delta P_{PWM}} = \frac{50000}{50000 + 3088} = 0,942 \quad (2.143)$$

Kde $\eta_{PWM} (-)$ je účinnost při napájení PWM, $P_n (W)$ je jmenovitý výkon a $\Delta P_{PWM} (W)$ jsou celkové ztráty při napájení PWM.

Pro výpočet účinníku stroje bylo nezbytné zjistit úhel mezi fázory proudu a napětí. Pro stroj s rozdílnými indukčnostmi v podélné a příčné ose bylo nejprve potřeba spočítat složky proudu a napětí v souřadném systému d,q. Indukované napětí stroje leží v ose q a od svorkového napětí je odchýleno o zátěžný úhel β .

Výpočet velikosti složky napětí v ose d:

$$u_d = -U_{fef} \cdot \sin \beta = -131,97 \cdot \sin 32,87^\circ = -71,62 \text{ V} \quad (2.144)$$

Kde $u_d (V)$ je složka napětí v ose d, $U_{fef} (V)$ je efektivní hodnota napětí stroje a $\beta (^\circ)$ je zátěžný úhel.

Výpočet velikosti složky napětí v ose q:

$$u_q = -U_{fef} \cdot \cos \beta = -131,97 \cdot \cos 32,87^\circ = 110,85 \text{ V} \quad (2.145)$$

Kde $u_d (V)$ je složka napětí v ose d, $U_{fef} (V)$ je efektivní hodnota napětí stroje a $\beta (^\circ)$ je zátěžný úhel.

Výpočet velikosti složky proudu v ose d:

$$i_d = \frac{u_q - U_i}{\omega \cdot L_d} = \frac{110,85 - 128,38}{2 \cdot \pi \cdot 480 \cdot 19,71 \cdot 10^{-5}} = -29,67 \text{ V} \quad (2.146)$$

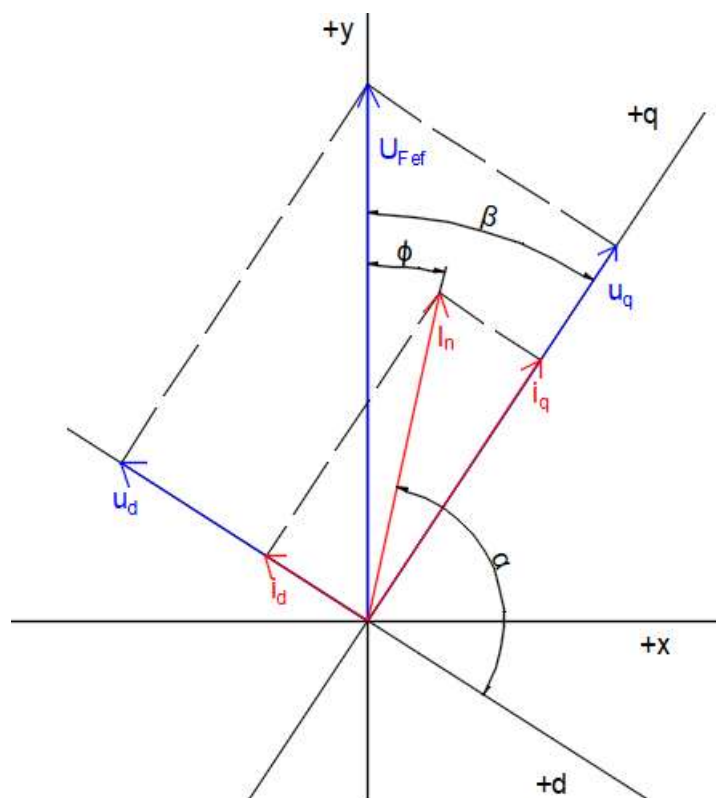
Kde $i_d (A)$ je velikost složky proudu v ose d, $u_q (V)$ je složka napětí v ose q, $U_i (V)$ je indukované napětí stroje a $L_d (H)$ je indukčnost stroje v podélné ose.

Výpočet velikosti složky proudu v ose q:

$$i_q = \frac{u_d}{-\omega \cdot L_q} = \frac{-71,62}{-2 \cdot \pi \cdot 480 \cdot 33,34 \cdot 10^{-5}} = 77,31 \text{ V} \quad (2.147)$$

Kde i_q (A) je velikost složky proudu v ose q, u_d (V) je složka napětí v ose d, a L_q (H) je indukčnost stroje v příčné ose.

Složky proudů a napětí byly následně zaneseny do souřadnicového systému (d,q), kde byly provedeny jejich vektorové součty (Obr. 2.4).



Obr. 2.4 Fázorový diagram

Z fázorového diagramu (Obr. 2.4) je patrné, že velikost úhlu ϕ bylo třeba dopočítat pomocí úhlů α a β .

Výpočet velikosti úhlu α :

$$\alpha = \arctg \frac{i_q}{i_d} + 180^\circ = \arctg \frac{77,31}{-29,67} + 180^\circ = 111^\circ \quad (2.148)$$

Kde α ($^\circ$) je úhel mezi osou d a proudem I_n , i_q (A) je složka proudu v ose q a i_d (A) je složka proudu v ose d.

Výpočet velikosti úhlu φ :

$$\varphi = \beta + 90^\circ - \alpha = 32,87^\circ + 90^\circ - 111^\circ = 11,87^\circ \quad (2.149)$$

Kde φ ($^\circ$) je úhel mezi indukovaným napětím a jmenovitým proudem, β ($^\circ$) je zátěžný úhel a α ($^\circ$) je úhel mezi osou d a proudem I_n ,

Výpočet účinníku stroje:

$$\cos\varphi = \cos(11,87^\circ) = 0,979 \quad (2.150)$$

Kde $\cos\varphi$ (-) je účinník stroje a φ ($^\circ$) je úhel mezi indukovaným napětím a jmenovitým proudem.

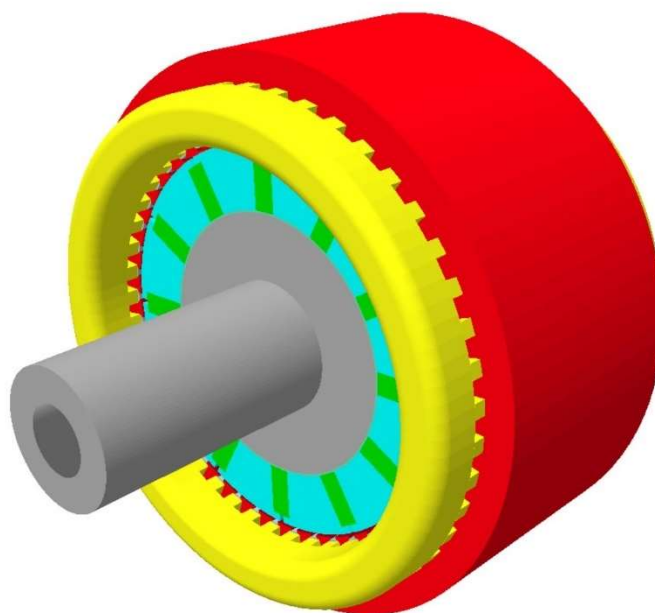
Tato hodnota účinníku byla výsledkem druhé iterace návrhu stroje. Účinník se po iterativním procesu téměř nezměnil, a proto již nebylo třeba návrh opět přepočíst s použitím nové hodnoty účinníku.

3 Simulace provozu s injektáží třetí harmonické

Pro účely práce, která je obsahem následující kapitoly, bylo nutné přenést geometrii a parametry motoru vzešlé z analytického návrhu do prostředí výpočetního software. Zde byly simulovány jednotlivé druhy provozu na klasické i modifikované topologii stroje, které byly následně analyzovány pomocí metody konečných prvků.

3.1 Tvorba modelu v Ansys Motor – CAD

Za účelem tvorby geometrie a následného základního ověření správnosti výpočtu byl využit software Ansys Motor – CAD, který díky své uživatelské přívětivosti a vysoké variabilitě topologií strojů vhodně posloužil k tvorbě modelu stroje s pětifázovým satorovým vinutím.



Obr. 3.1 Model motoru v prostředí Ansys Motor-CAD

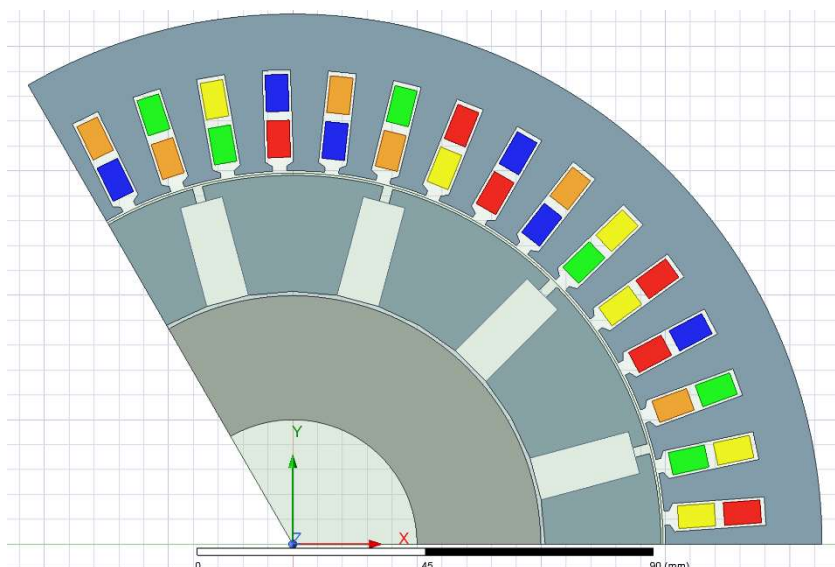
Prvním krokem při tvorbě modelu elektrického motoru bylo definovat základní geometrii stroje. Vloženy byly údaje o velikosti vnějšího průměru statoru, vnitřního průměru statoru a vnějšího průměru rotoru. Následně byly doplněny veškeré rozměry potřebné k definování tvaru a velikosti polouzavřené brásky. Dále byla zvolena topologie rotoru s integrovanými permanentními magnety, která byla doplněna o konkrétní rozměry magnetů a počet pólů stroje. Po doplnění údajů o délce satorového paketu a velikosti vzduchové mezery byla základní geometrie stroje kompletní (Obr. 3.1).

Následující část tvorby modelu tvořila data o statorovém vinutí stroje. Doplněny byly údaje o počtu drážek, počtu drážek na pól a fázi, počtu fází a také velikosti kroků vinutí. K tomu, aby software získal ucelenou informaci o tvaru a velikosti cívky statorového vinutí, bylo potřeba doplnit údaje o rozměrech vodiče vinutí, tloušťce izolace vodičů a tloušťce vyložení drážky.

Výsledkem této části práce byl model navrženého motoru, u kterého proběhla kontrola na výskyt kolizí v geometrii stroje a také kontrola na správnost návrhu vinutí. Následně byly pro jednotlivé konstrukční prvky stroje definovány materiály, které funkčnost modelu zásadně ovlivňují. Důležitá byla především volba materiálu magnetických obvodů (M350-50A) a materiálu permanentních magnetů (N35UH). Stroj byl poté zkušebně zatížen tak, aby byla garantována funkčnost modelu před jeho exportem do prostředí software Ansys Electronics Desktop, kde lze intuitivněji pracovat se zatěžováním stroje především v provozu s injektáží třetí harmonické složky.

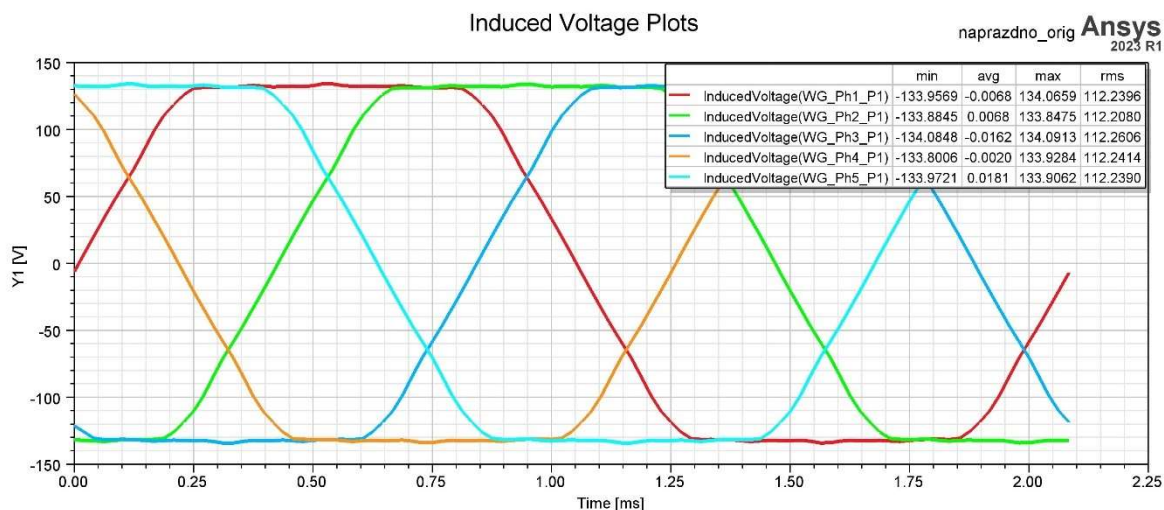
3.2 Analýza nezatíženého modelu v Ansys Electronics Desktop

Po importu dat do výpočetního prostředí Maxwell 2D bylo nutné provést kontrolu ucelenosti geometrie a správnosti obecných nastavení pro výpočet. Následně byla 2D geometrie stroje symetricky zmenšena na třetinový výřez původních rozměrů (Obr. 3.2). Tento krok společně s nastavením zjednodušených parametrů výpočtu slouží ke snížení výpočetní náročnosti simulace, a tím i ke zkrácení výpočetního času. Zjednodušenými parametry byly zejména vlivy vířivých proudů, které v simulaci nebyly zkoumány.



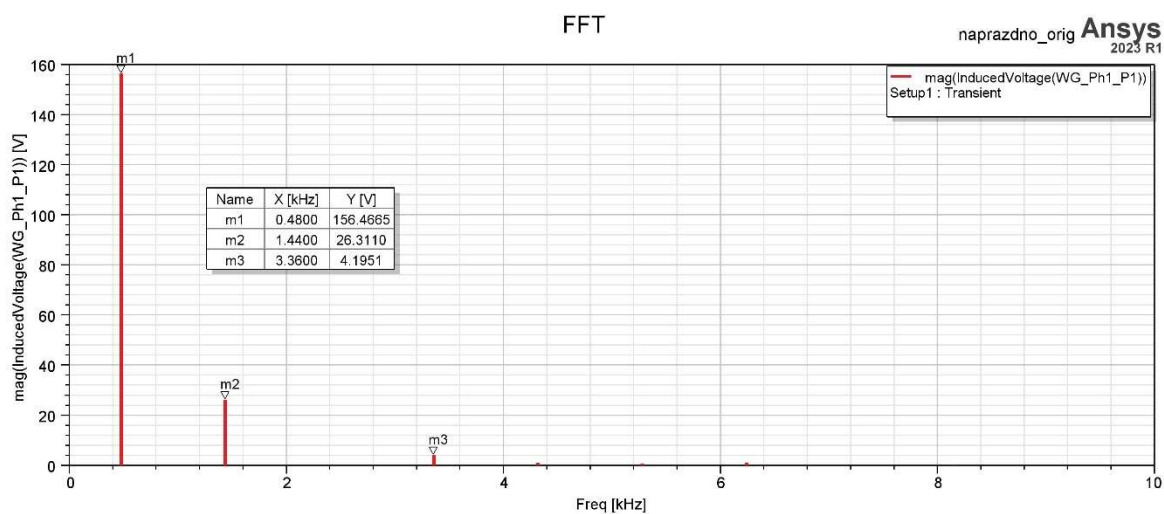
Obr. 3.2 Třetinový výřez 2D geometrie motoru

První fáze výpočtů byla uskutečněna na nezátženém stroji. Předpis rovnic pro pětifázové napájení byl v před samotným výpočtem anulován, což umožnilo s minimální náročností výpočtu získat informace o velikosti a tvaru indukovaného napětí stroje.



Obr. 3.3 Indukovaná napětí nezátženého stroje

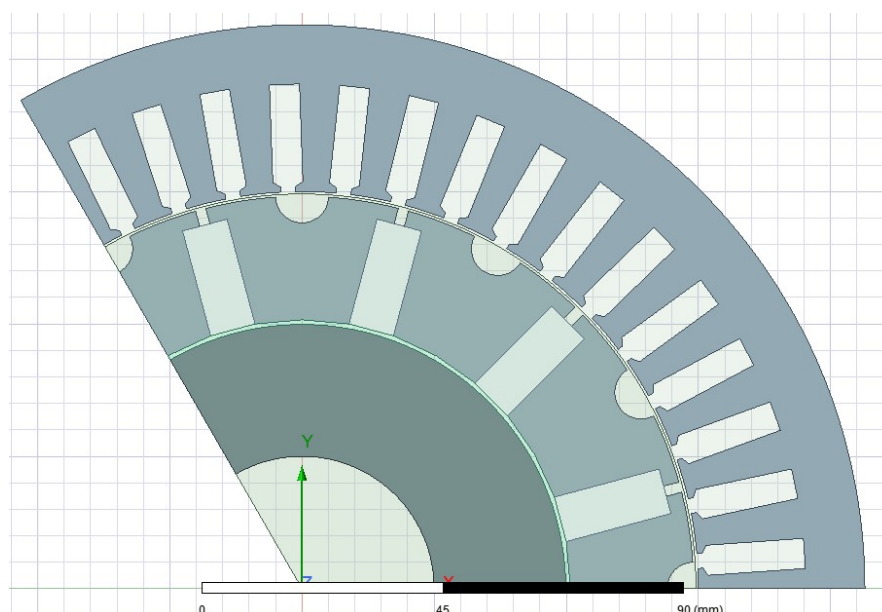
Tvar průběhů indukovaného napětí ve všech fázích nezátženého stroje byl typický pro topologii motoru s rotorem s integrovanými magnety. Pro účely zjištění obsahu vyšších harmonických v lichoběžníkovém průběhu indukovaného napětí byla provedena harmonická analýza výsledků, která za pomoci Fourierovy transformace poskytla informace o velikosti amplitudy a řádu harmonického průběhu indukovaného napětí (Obr. 3.4).



Obr. 3.4 Fourierova analýza průběhu indukovaného napětí nezátženého stroje

Nejvýznamnější složkou indukovaného napětí byla základní první harmonická, která při jmenovité frekvenci stroje ($f = 480$ Hz) nesla amplitudu 156,47 V. U třetí harmonické složky byla velikost amplitudy napětí 26,31 V a poslední významnou složkou byla harmonická sedmého řádu, u které byla velikost amplitudy rovna 4,2 V.

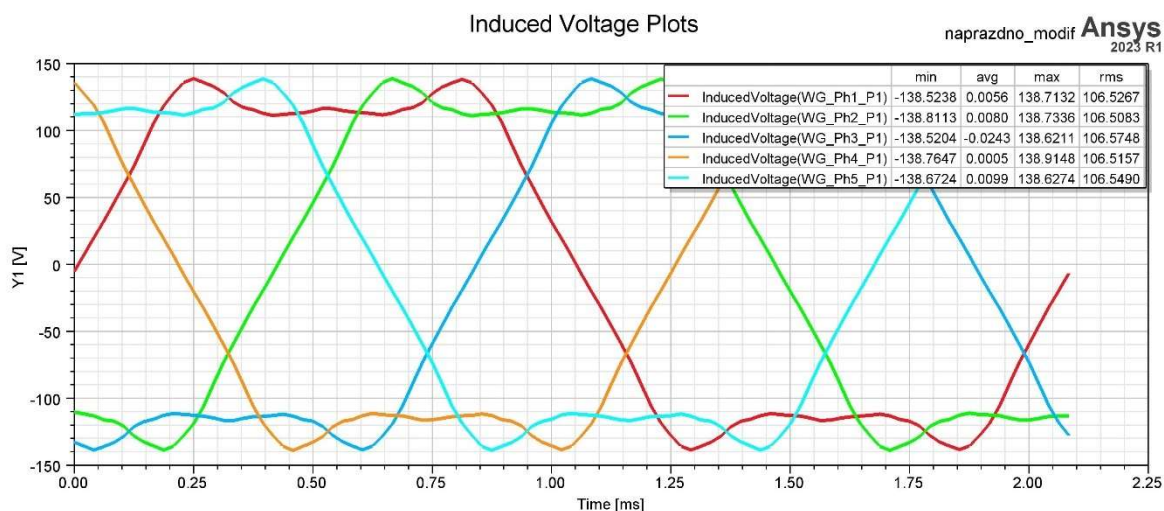
Pro účely práce s injektáží třetí harmonické složky bylo nezbytné, aby podíl třetí harmonické složky v průběhu indukovaného napětí vzrostl. Z vybraných možností modifikací rotorů strojů pro injektáž třetí harmonické složky, shrnutých v první kapitole této práce, byla vybrána varianta se zabráním drážky v prostoru mezi póly rotoru (Obr. 3.5). Této geometrie bylo dosaženo v grafickém editoru výpočetního software vyjmutím polokruhového výřezu ze základního tvaru prostoru mezi póly rotoru.



Obr. 3.5 Modifikace tvaru prostoru mezi póly rotoru

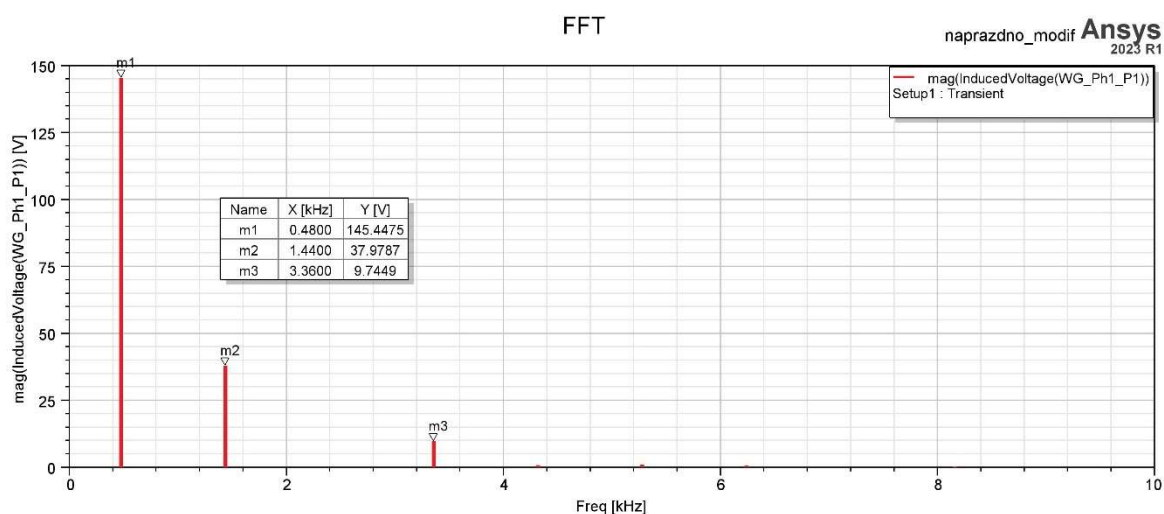
Následujícím krokem simulací na nezátíženém stroji, byly výpočty s již upravenou geometrií rotoru. Průměr drážek v prostoru mezi póly byl definován parametricky, a proto jej bylo možné snadno změnit. Tohoto bylo využito v procesu, jehož cílem bylo najít optimální poloměr zabrané drážky, jehož velikost měla zásadní vliv na obsah třetí harmonické složky indukovaného napětí.

Výstupem dalších výpočtů byly tvary průběhů indukovaného napětí pro rotor se zabranými drážkami o nastaveném poloměru v intervalu 0 až 5 mm s krokem 1 mm. Pro všechny tyto průběhy byla rovněž vyhotovena harmonická analýza, na které byl vliv těchto modifikací geometrie nejlépe patrný. Analýza rotoru s drážkami o poloměru 0 mm byla analýzou základní geometrie rotoru, jejíž výstupy jsou vyobrazeny výše (Obr. 3.3 a Obr. 3.4).



Obr. 3.6 Indukovaná napětí stroje pro poloměr rotorové drážky 3 mm

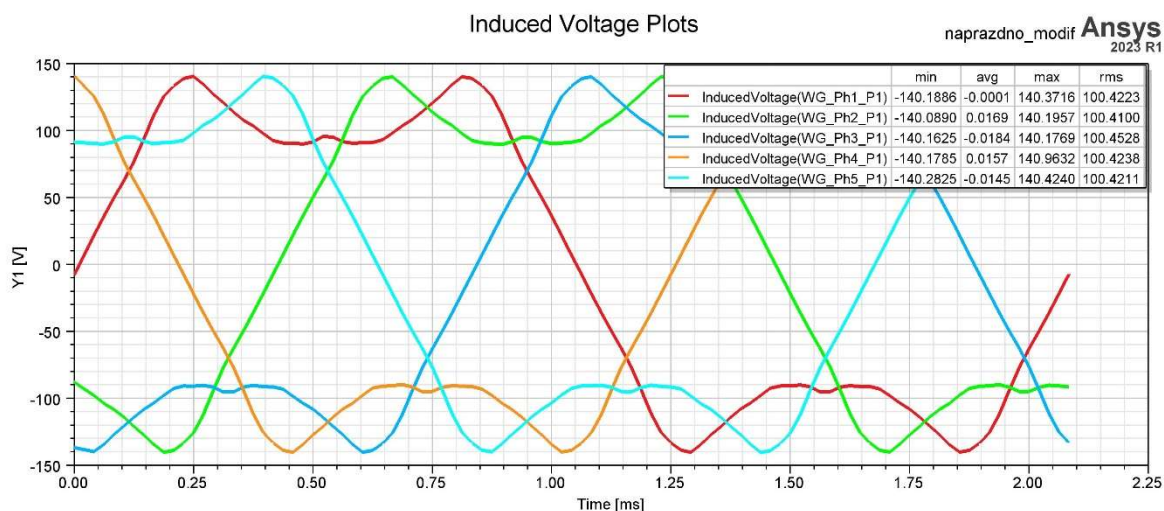
Pro poloměr rotorové drážky rovný 3 mm bylo navýšení obsahu třetí harmonické složky v indukované napětí již dobře patrné (Obr. 3.6). Propad vrcholu lichoběžníkového průběhu vznikl následkem součtu průběhů první a třetí harmonické složky, které jsou tomto čase v protifázi.



Obr. 3.7 Fourierova analýza obsahu vyšších harmonických v indukovaném napětí

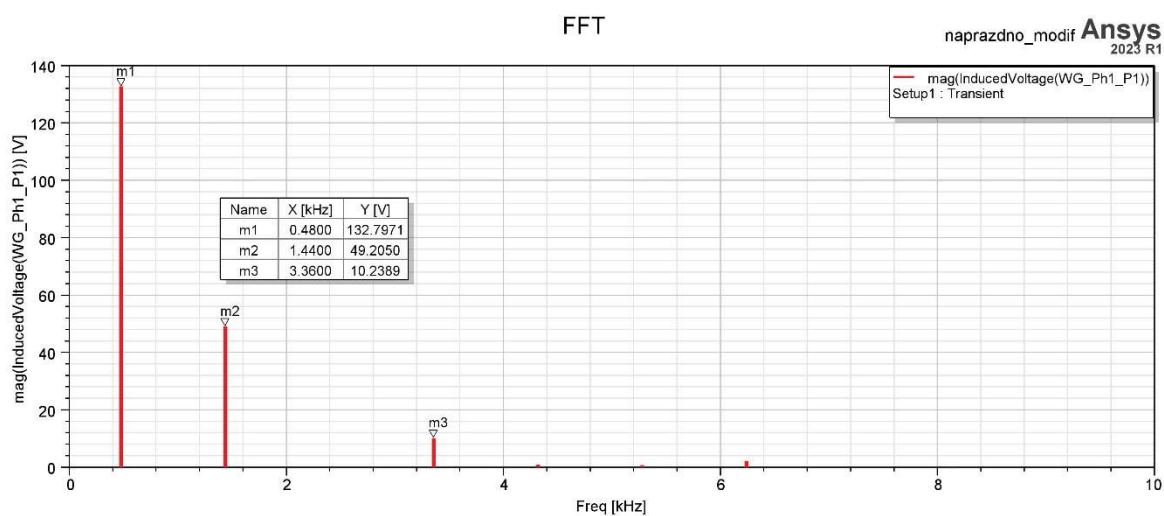
V důsledku cílené deformace průběhu indukovaného napětí byl navýšen obsah třetí a sedmé harmonické složky (Obr. 3.7). Třetí harmonická složka nesla amplitudu napětí rovnou 37,98 V a sedmá harmonická zaznamenala hodnotu 9,75 V. Amplituda první harmonické složky indukovaného napětí naopak poklesla na hodnotu 145,45 V.

Pro účely zdůraznění trendu růstu obsahu vyšších harmonických byly následně analyzovány i průběhy indukovaného napětí pro vyšší poloměry drážky zabrané v prostoru mezi póly.



Obr. 3.8 Indukovaná napětí stroje pro poloměr rotorové drážky 5 mm

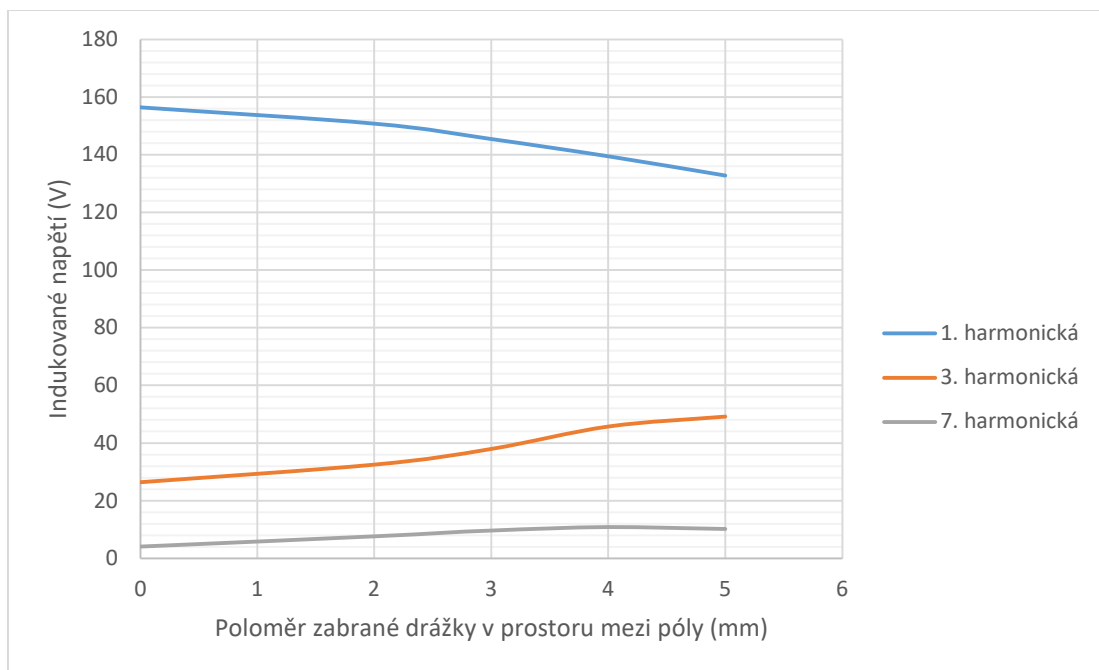
Pro průběhy indukovaných napětí nezátíženého stroje s rotorovou drážkou o poloměru 5 mm byla deformace tvaru průběhu nejzřetelnější. Kromě vlivu třetí harmonické složky indukovaného napětí byl patrný i vliv sedmé harmonické složky (Obr. 3.8).



Obr. 3.9 Fourierova analýza průběhů indukovaného napětí

Z harmonické analýzy průběhů indukovaného napětí stroje s rotorem s nejvyšším uvažovaným poloměrem (5 mm) drážky v prostoru mezi póly vyplynulo, že amplituda třetí harmonické složky vzrostla na 49,21 V a amplituda sedmé harmonické složky vzrostla na 10,24 V. První harmonická složka průběhu indukovaného napětí zde však naopak poklesla na hodnotu 132,8 V.

Míra, se kterou se amplitudy sledovaných harmonických měnily v závislosti na poloměru drážky v prostoru mezi póly rotoru, byla vynesena graficky (Obr. 3.10).



Obr. 3.10 Závislost amplitudy indukovaného napětí na poloměru drážky v prostoru mezi póly rotoru

Z hodnot, které vzešly z analýz jednotlivých modifikací, bylo zřejmé že s rostoucím poloměrem drážky zabrané v prostoru mezi póly rotoru rostla i amplituda vyšších harmonických složek indukovaného napětí. Amplituda první harmonické složky naopak klesala.

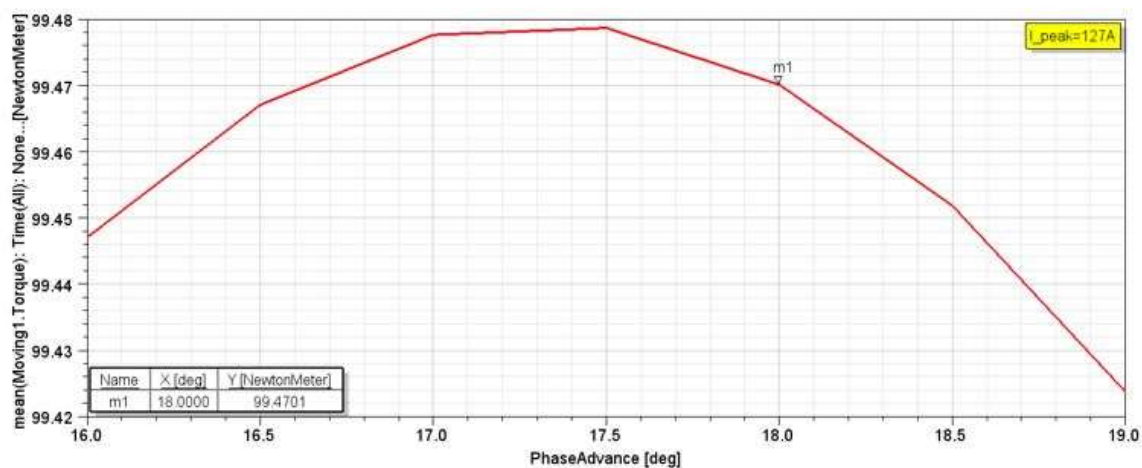
3.3 Analýza zatíženého modelu v Ansys Electronics Desktop

V první fázi výpočtů na zatěženém modelu navrženého stroje bylo třeba zjistit optimální kombinaci velikosti amplitudy a fáze proudu vinutím potřebnou k dosažení hodnoty jmenovitého momentu stroje, který vzešel z analytického návrhu stroje v druhé kapitole této práce ($M_n = 99,47 \text{ Nm}$). Pro tyto účely byla využita parametrická metoda hledání optimálních hodnot zvolených proměnných ve stanovených mezích. Výchozími body výpočtů byly hodnoty vzešlé z analytického návrhu. Počáteční hodnota amplitudy proudu byla stanovena na $I_p = 120 \text{ A}$ a fáze na $\alpha = 20^\circ$. Velikost prohledávaných intervalů byla shodná u obou parametrů. Pro amplitudu proudu byl interval 110 A až 130 A a pro jeho fázi 10° až 30° .

Tabulka 3.1 Vybrané hodnoty parametrů amplitudy a fáze proudu

126A	19deg	98.646532NewtonMeter
127A	16deg	99.447122NewtonMeter
127A	16.5deg	99.467086NewtonMeter
127A	17deg	99.477628NewtonMeter
127A	17.5deg	99.478663NewtonMeter
127A	18deg	99.470103NewtonMeter
127A	18.5deg	99.451863NewtonMeter
127A	19deg	99.423793NewtonMeter
128A	16deg	100.2111NewtonMeter

Z výsledků této parametrické analýzy bylo zřejmé, že hodnoty nejbližší jmenovité hodnotě momentu stroje bylo dosaženo proudem o amplitudě 127 A a fázi 18°. Pro tuto hodnotu amplitudy proudu byla rovněž graficky vynesena závislost momentu stroje na změně fáze proudu.



Obr. 3.11 Závislost momentu stroje na fázi proudu vinutím

Z vyobrazené závislosti bylo patrné, že hodnoty vzešlé z parametrického řešení neodpovídaly maximálnímu možnému momentu, kterého bylo možné dosáhnout při stanovené amplitudě proudu. Hledání maxima však nebylo úkolem této části práce. Zjištěné velikosti amplitudy a fáze proudu byly použity jako výchozí hodnoty pro simulace provozu stroje s injektáží třetí harmonické složky.

3.4 Analýza modelu při simulaci provozu s injektáží třetí harmonické složky

V následující části práce byly před simulací jednotlivým fázím stroje vnučeny předpisy rovnic pro harmonické napájení statoru, které obsahovaly i předpis pro injektáž třetí harmonické složky.

Předpis rovnice pro harmonické napájení stroje:

$$i = I_{pk1} \cdot \sin(\omega t - \alpha_1) + I_{pk3} \cdot \sin(3 \cdot (\omega t - \alpha_3)) \quad (3.1)$$

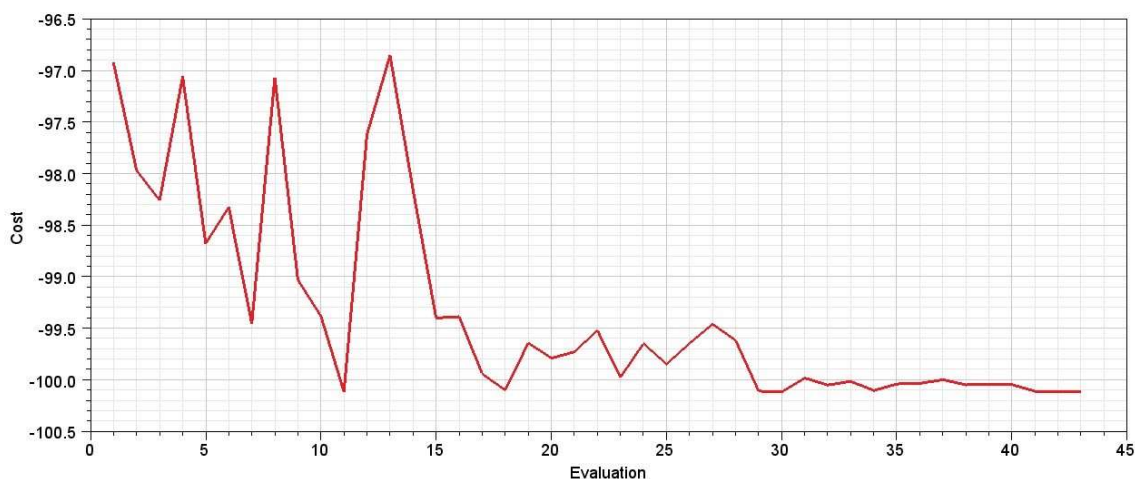
Kde i (A) je proud vinutím stroje, I_{pk1} (A) je amplituda první harmonické, I_{pk3} (A) je amplituda třetí harmonické, α_1 (°) je fáze proudu první harmonické, α_3 (°) je fáze proudu třetí harmonické.

Předpis rovnice pro součet amplitud harmonických složek proudu:

$$I_{pk} = I_{pk1}^2 + I_{pk3}^2 \quad (3.2)$$

Kde I_{pk} (A) je amplituda proudu vinutím stroje, I_{pk1} (A) je amplituda první harmonické a I_{pk3} (A) je amplituda třetí harmonické.

Předpisy rovnic pro napájení stroje (3.1) (3.2) byly podkladem pro optimalizační výpočet, jehož úkolem bylo nalézt kombinaci velikostí amplitud a fází proudů harmonických složek vedoucí k dosažení maximálního momentu. Velikost těchto složek proudu byla omezena velikostí amplitudy proudu vinutím stroje. Tento proces byl realizován pomocí gradientní optimalizační metody, která vyhledala maximální moment dosažitelný pro každou z modifikací rotoru.



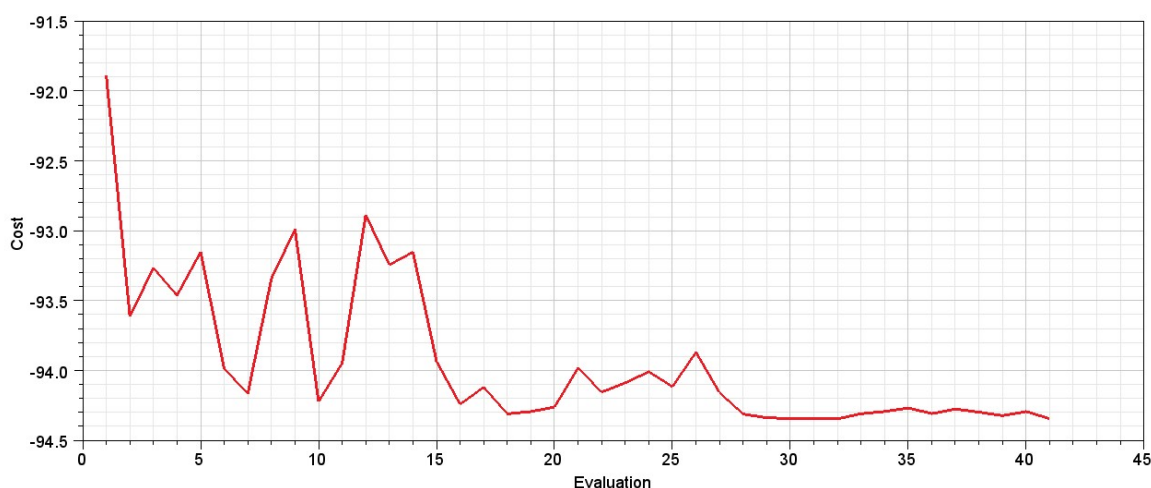
Obr. 3.12 Průběh optimalizace gradientní metodou pro základní geometrii rotoru

Z průběhu optimalizačního procesu bylo patrné, že gradientní metoda nejprve náhodně testovala hodnoty do doby, kdy zaznamenala trend růstu. V dalších krocích následně pokračovala s užším okruhem hodnot, který omezovala až do okamžiku, kdy výpočty konvergovaly k jedinému řešení (Obr. 3.12).

Tabulka 3.2 Podmínky zisku maximálního momentu u základní geometrie rotoru

Krok výpočtu:	Amplituda:	Fáze:	Maximální moment:
43.	$I_{pk1} = 126,11 \text{ A}$	$\alpha_1 = 17,94^\circ$	100,11 Nm
	$I_{pk3} = 15 \text{ A}$	$\alpha_3 = 2,17^\circ$	

Z vypočteného optimálního poměru bylo patrné, že pro základní geometrii rotoru stroje došlo vlivem injektáže třetí harmonické k navýšení momentu stroje. Stejným způsobem bylo postupováno pro všechny analyzované modifikace rotoru. Optimalizační výpočet byl tedy proveden pro všechny stanovené poloměry drážky v prostoru mezi póly rotoru.



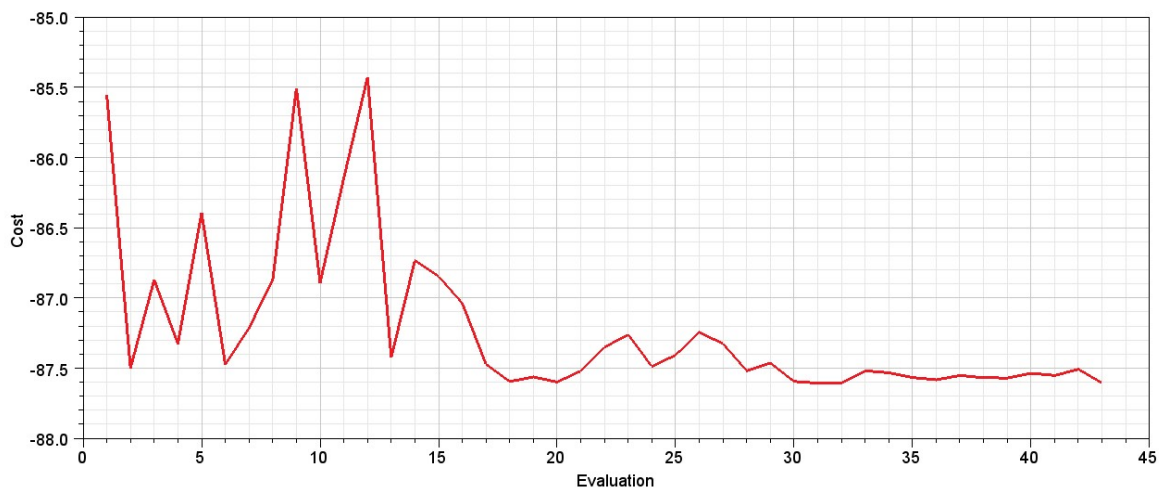
Obr. 3.13 Průběh optimalizace gradientní metodou pro poloměr drážky 3 mm

Hodnoty optimálního poměru amplitud a fází konvergovaly k nejvyšší hodnotě momentu opět v okolí 30. kroku výpočtu (Obr. 3.13). Maximální dosažitelný moment byl pro geometrii s poloměrem drážky 3 mm nižší než pro hladký rotor bez drážek.

Tabulka 3.3 Podmínky zisku maximálního momentu u rotoru s drážkou o poloměru 3 mm

Krok výpočtu:	Amplituda:	Fáze:	Maximální moment:
41.	$I_{pk1} = 124,84 \text{ A}$	$\alpha_1 = 18,7^\circ$	94,34 Nm
	$I_{pk3} = 23,3 \text{ A}$	$\alpha_3 = 1,19^\circ$	

Pro účely vyobrazení trendu nárůstu amplitudy injektované třetí harmonické složky nutné k dosažení maximálního momentu bylo provedeno měření i na rotoru s drážkou o největším uvažovaném poloměru 5 mm.



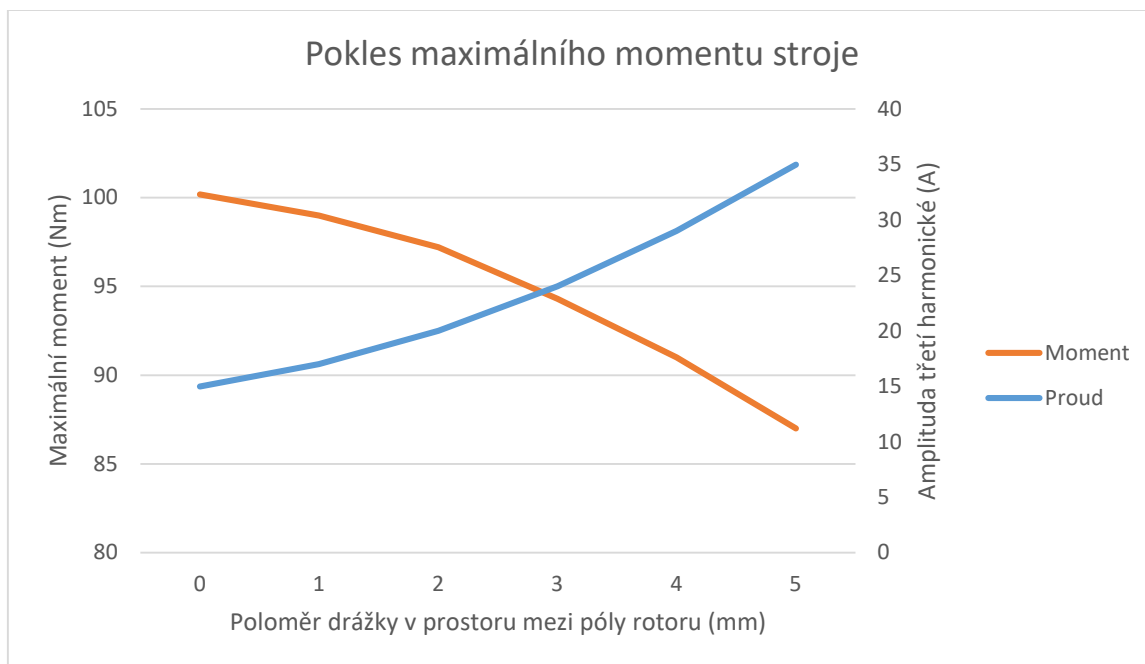
Obr. 3.14 Průběh optimalizace gradientní metodou pro poloměr drážky 5 mm

Ze záznamu průběhu optimalizačního procesu bylo patrné, že maximální dosažitelný moment pro rotor s poloměrem drážky 5 mm byl zřetelně nižší než u základní geometrie hladkého rotoru.

Tabulka 3.4 Podmínky zisku maximálního momentu u rotoru s drážkou o poloměru 5 mm

Krok výpočtu:	Amplituda:	Fáze:	Maximální moment:
43.	$I_{pk1} = 122,2 \text{ A}$	$\alpha_1 = 20,58^\circ$	87,6 Nm
	$I_{pk3} = 34,59 \text{ A}$	$\alpha_3 = 0,16^\circ$	

Závislost velikosti maximálního momentu a amplitudy proudu třetí harmonické na poloměru drážky v prostoru mezi póly rotoru byla vynesena graficky (Obr. 3.15).



Obr. 3.15 Pokles maximálního momentu stroje

Z grafické závislosti bylo patrné, že s nárůstem amplitudy proudu třetí harmonické složky nedošlo k navyšování maximálního momentu stroje. Maximální moment stroje zaznamenal napříč měření 15% pokles navzdory více než 100% nárůstu amplitudy třetí harmonické složky proudu.

Zhodnocení a závěr

Tato diplomová práce byla zaměřena na analytický návrh pětifázového trakčního motoru pro použití s injektáží třetí harmonické složky proudu. Zadání diplomové práce bylo omezeno pouze na specifikaci počtu fází stroje, jeho maximální výkon a jmenovité napětí baterie. Díky těmto benevolentním požadavkům mohlo být zvoleno libovolné konstrukční řešení stroje, což si v první řadě žádalo důkladný průzkum již aplikovaných topologií vícefázových motorů, ale na druhou stranu to poskytovalo prostor k vlastní realizaci.

V první části této práce byla provedena rešerše řešení elektrických motorů navržených pro práci v režimu injektáže třetí harmonické složky. Veškeré citované zdroje pracovaly se stroji s permanentními magnety, což následně vedlo k použití této technologie i u rotoru stroje navrženého v druhé části této práce. Z obsahu článků, které byly podkladem pro rešeršní obsah práce, bylo zřejmé, že prvotním předpokladem pro stroj vhodný k injektáži třetí harmonické složky bylo specificky navržené vinutí statoru stroje. Nejvýznamnější vliv na moment stroje a jeho zvlnění byl prokázán u volby počtu drážek na pól a fázi stroje a také u cívkového kroku vinutí. Pro efektivní injektáž třetí harmonické složky bylo však nutné upravit i topologii rotoru. Z obsahu citovaných článků byly vybrány konstrukce, které ve dvou případech pracovaly s počtem nebo tvarem permanentních magnetů a v jednom případě se zaměřily na tvarování prostoru mezi póly rotoru. Z pohledu navýšení obsahu třetí harmonické složky se jako nejslibnější jevila topologie s přidanými permanentními magnety. Topologie s vybranou drážkou v prostoru mezi póly nevykazovala takovou míru vlivu na tvar indukovaného napětí, avšak do této práce byla použita především pro svoji konstrukční jednoduchost.

V druhé části práce byl proveden elektromagnetický návrh trakčního pětifázového motoru s permanentními magnety. Samotná volba rozměrů stroje musela být inspirována již aplikovanými stroji, neboť obecné postupy pro volbu rozměrů stroje nepočítaly s budoucími nároky na výkonovou hustotu elektrických strojů v prostředí automotive průmyslu. Trakční motor byl dimenzován na jmenovitý výkon 50 kW. Rozměry stroje byly stanoveny tak, aby odpovídaly trendům minimální prostorové náročnosti, a proto musel návrh počítat s vysokými hodnotami lineární proudové hustoty (47000 A/m) i hodnotou indukce ve vzduchové mezeře (1 T). Pro rotor s permanentními magnety byly zvoleny magnety s vyšší teplotní třídou z důvodu vyšší předpokládané provozní teploty stroje (110 °C). Splnění požadavku zadání bylo ověřeno při výpočtech pro sestavení momentové

charakteristiky. Navržený trakční motor při analytickém výpočtu vykázal maximální točivý moment 304,75 Nm při otáčkách 4800 ot/min. Maximální výkon na hřídeli trakčního motoru byl tedy roven 153 kW.

Ve třetí části práce byl elektromagnetický návrh motoru přenesen do prostředí software Ansys Motor-CAD. Zde byla především vygenerována geometrie modelu trakčního motoru a ověřena správnost návrhu vzešlého z analytických výpočtů. Tento model byl poté exportován do výpočetně vyspělejšího prostředí software Ansys Electronics Desktop, kde byla následně analyzována symetrická třetinová výseč 2D geometrie modelu stroje. První simulace proběhly na nezatiženém modelu stroje. Analyzován byl především obsah harmonických v indukovaném napětí stroje se základní geometrií rotoru a následně i s rotorem s drážkami zabranými v prostoru mezi póly rotoru. V souladu s citovanou literaturou se zde ukázalo, že takto upravená geometrie rotoru má zásadní vliv na obsah harmonických v indukované napětí stroje. Pro rotor s drážkou o poloměru 3 mm narostla amplituda třetí harmonické o 86 % při současném 25% poklesu amplitudy první harmonické. Modely stojů se základní i modifikovanou geometrií rotoru byly následně zatíženy v režimu injektáže třetí harmonické složky proudu, jejíž velikost vzešla z optimalizačních výpočtů v prostředí nástroje Maxwell 2D.

Výsledkem hlavní části diplomové práce bylo zjištění, že při zvoleném konstrukčním řešení stroje s upravenou geometrií rotoru nepřinesla injektáž třetí harmonické složky proudu žádný provozní benefit ve formě tvorby dodatečného točivého momentu stroje. Drážky v prostoru mezi póly rotoru vytvořily dodatečný odpor indukčnímu toku od permanentních magnetů, čímž omezovaly schopnost efektivní interakce magnetických sil v navrženém stroji. Se simulovaným růstem poloměru těchto drážek rostla i amplituda proudu třetí harmonické složky potřebná k dosažení maximálního možného momentu stroje. Rapidnějšímu poklesu hodnoty točivého momentu mohl zabránit i příspěvek od reluktančního momentu stroje, který se díky prostorové vyniklosti pólu upraveného rotoru stal významnějším. Nejvyšší hodnoty točivého momentu (100,11 Nm) pro provoz při jmenovitém výkonu dosáhl model stroje se základní geometrií rotoru a současnou injektáží třetí harmonické složky proudu o amplitudě 15 A. Tento příspěvek lze přisoudit vlivu třetí harmonické složky obsažené v typicky lichoběžníkovém průběhu indukovaného napětí strojů s vnitřními permanentními magnety.

Literatura

- [1] Laksar, Jan, Radek Cermak, and Karel Hruska. 2021. "Challenges in the Electromagnetic Design of Multiphase Machines: Winding and Equivalent Circuit Parameters" *Energies* 14, no. 21: 7335. <https://doi.org/10.3390/en14217335>
- [2] D. Wang, X. Wu, J. Chen, Y. Guo and S. Cheng, "A Distributed Magnetic Circuit Approach to Analysis of Multiphase Induction Machines With Nonsinusoidal Supply," in *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 30, no. 2, pp. 522-532, June 2015, doi: 10.1109/TEC.2014.2362193.
- [3] J. Huang, P. Zheng, Y. Sui, J. Zheng, Z. Yin and L. Cheng, "Third Harmonic Current Injection in Different Operating Stages of Five-Phase PMSM With Hybrid Single/Double Layer Fractional-Slot Concentrated Winding," in *IEEE Access*, vol. 9, pp. 15670-15685, 2021, doi: 10.1109/ACCESS.2021.3052558.
- [4] K. Wang, D. S. Lin, P. Zhou, Z. Q. Zhu and S. Zhang, "Analytical determination of 3rd order harmonic current into five phase PM machine for maximum torque," 2015 IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC), Coeur d'Alene, ID, USA, 2015, pp. 630-636, doi: 10.1109/IEMDC.2015.7409125.
- [5] J. Laksar, R. Cermak and J. Dražan, "Comparison of Five-Phase Winding Configurations of High-Speed PMSM Feasible to the Third Harmonic Current Injection," 2022 20th International Conference on Mechatronics – Mechatronika (ME), Pilsen, Czech Republic, 2022, pp. 1-7, doi: 10.1109/ME54704.2022.9983381.
- [6] H. Zahr, E. Semail, B. Aslan and F. Sculler, "Maximum Torque Per Ampere strategy for a biharmonic five-phase synchronous machine," 2016 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM), Capri, Italy, 2016, pp. 91-97, doi: 10.1109/SPEEDAM.2016.7525869.
- [7] B. Aslan and E. Semail, "New 5-phase concentrated winding machine with bi-harmonic rotor for automotive application," 2014 International Conference on Electrical Machines (ICEM), Berlin, Germany, 2014, pp. 2114-2119, doi: 10.1109/ICELMACH.2014.6960476.
- [8] K. Wang, Z. Q. Zhu and G. Ombach, "Torque Improvement of Five-Phase Surface-Mounted Permanent Magnet Machine Using Third-Order Harmonic," in *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 29, no. 3, pp. 735-747, Sept. 2014, doi: 10.1109/TEC.2014.2326521.

- [9] I.P.KOPILOV A KOLEKTIV. Stavba elektrických strojů. SNTL – Nakladatelství technické literatury, n.p., Spálená 51, 113 02 Praha 1, 1988, 688 stran, L25-C3-IV-41f/58667
- [10] J.PYRHÖNEN, TAPANI JOKINEN, VALERIA HRABOVCOVÁ. Design of Rotating Electrical Machines, 584 str., ISBN 978-1-118-58157-5

Přílohy

Seznam příloh	-I-
Tabulka jmenovitých rozměrů izolovaných vodičů s obdélníkovým průřezem	-II-
Tingleyho schéma	-III-
Datasheet plechů M350 – 50A str. 1	-IV-
Datasheet NdFeB permanentních magnetů N35UH	-V-

Typical data for SURA® M350-50A

T	W/kg at 50 Hz	VA/kg at 50 Hz	A/m at 50 Hz	W/kg at 100 Hz	W/kg at 200 Hz	W/kg at 400 Hz	W/kg at 1000 Hz	W/kg at 2500 Hz
0,1	0,02	0,08	36,4	0,06	0,17	0,48	2,02	8,34
0,2	0,09	0,20	48,1	0,24	0,62	1,75	7,15	29,0
0,3	0,18	0,36	56,1	0,50	1,30	3,62	14,7	60,1
0,4	0,30	0,54	63,2	0,81	2,15	6,02	24,6	104
0,5	0,44	0,75	70,2	1,18	3,17	8,96	37,2	162
0,6	0,59	0,99	77,5	1,60	4,36	12,5	53,1	241
0,7	0,76	1,27	85,6	2,08	5,73	16,6	72,7	343
0,8	0,95	1,58	94,8	2,62	7,31	21,5	96,9	474
0,9	1,16	1,94	106	3,21	9,09	27,2	126	638
1,0	1,39	2,39	122	3,88	11,1	33,8	162	840
1,1	1,65	2,96	146	4,61	13,4	41,5	204	1079
1,2	1,95	3,76	185	5,43	16,0	50,4	254	1360
1,3	2,29	5,11	264	6,37	18,9	60,4	312	1679
1,4	2,75	8,40	481	7,53	22,3	72,1	378	2036
1,5	3,29	19,8	1200	8,99	26,6	85,7	456	2316
1,6	4,41	54,1	3025					
1,7	4,77	124	6186					
1,8	5,00	238	10720					

Loss at 1.5 T, 50 Hz, W/kg 3,29

Loss at 1.0 T, 50 Hz, W/kg 1,39

Anisotropy of loss, % 10

Magnetic polarization at 50 Hz

H = 2500 A/m, T 1,58

H = 5000 A/m, T 1,67

H = 10000 A/m, T 1,78

Coercivity (DC), A/m 45

Relative permeability at 1.5 T 1050

Resistivity, $\mu\Omega\text{cm}$ 42

Yield strength, N/mm² 320

Tensile strength, N/mm² 460

Young's modulus, RD, N/mm² 200 000

Young's modulus, TD, N/mm² 210 000

Hardness HV5 (VFN) 160

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





N35UH

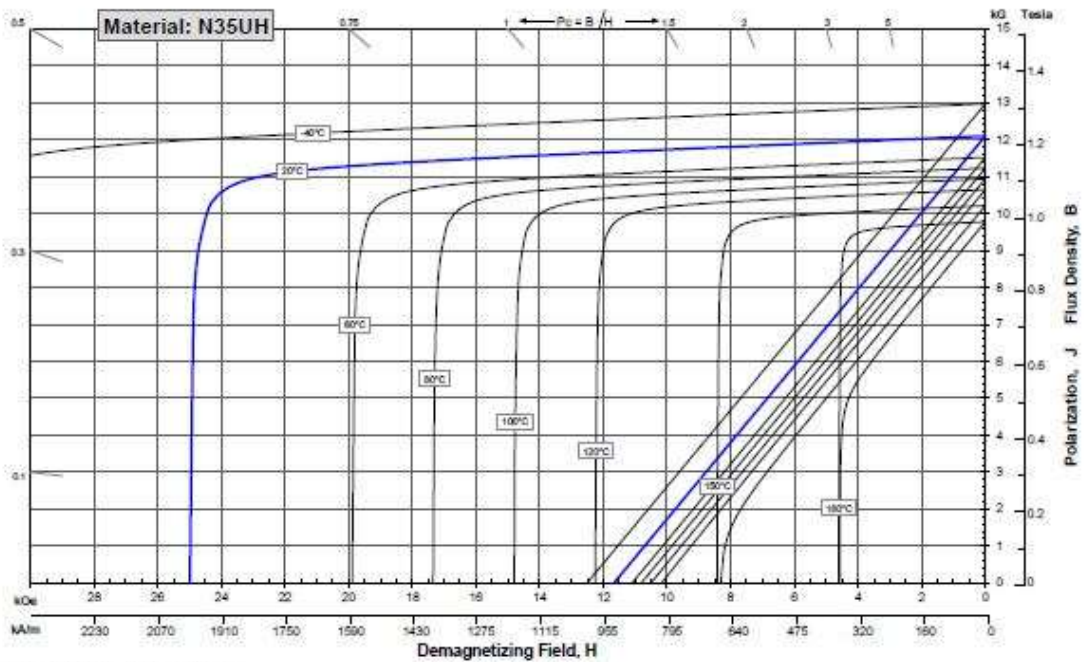
Sintered Neodymium-Iron-Boron Magnets

These are also referred to as "Neo" or NdFeB magnets. They offer a combination of high magnetic output at moderate cost. Please contact Arnold for additional grade information and recommendations for protective coating. Assemblies using these magnets can also be provided.

Characteristic	Units	Magnetic Properties		
		min.	nominal	max.
Br , Residual Induction	Gauss	11,700	12,100	12,500
	mT	1170	1210	1250
H_{cb} , Coercivity	Oersteds	10,800	11,400	12,000
	kA/m	860	907	955
H_{cj} , Intrinsic Coercivity	Oersteds	25,000		
	kA/m	1,990		
BH_{max} , Maximum Energy Product	MGOe	33	36	38
	kJ/m ³	263	283	302

Characteristic	Units	C //	C ⊥
Thermal Properties	Reversible Temperature Coefficients ⁽¹⁾		
	of Induction, α(Br)	%/°C	-0.12
	of Coercivity, α(Hc)	%/°C	-0.51
Coefficient of Thermal Expansion ⁽²⁾	ΔL/L per °C x 10 ⁶	7	-1
Thermal Conductivity	kcal/mh°C	5.3	5.8
Specific Heat ⁽³⁾	cal/g°C		0.11
Cure Temperature, T _c	°C		310
Other Properties	Flexural Strength	psi	41,300
		MPa	285
	Density	g/cm ³	7.6
	Hardness, Vickers	Hv	620
Electrical Resistivity, ρ	μΩ · cm	150 // 130 ⊥	

Notes: (1) Coefficients measured between 20 and 180 °C
 (2) Between 20 and 200 °C. Values are typical and can vary.
 (3) Between 20 and 140 °C



Notes The material data and demagnetization curves shown above represent typical properties that may vary due to product shape and size. Demagnetization curves show nominal Br and minimum H_{ci}. Magnets can be supplied thermally stabilized or magnetically calibrated to customer specifications. Additional grades are available. Please contact the factory for information.