

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI
FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ

Diplomová práce

ELEKTROMAGNETICKÝ NÁVRH
VÍCEFÁZOVÉHO PMSM S AXIÁLNÍM
USPOŘÁDÁNÍM

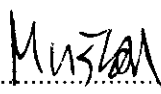
Jiří MUŠKA

Květen 2021

Prohlášení

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

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


.....
podpis

V Plzni dne 26.5.2021

Jiří Muška

Poděkování

Chci poděkovat mému konzultantovi panu Ing. Janu Laksarovi, Ph.D za jeho vstřícný přístup a cenné rady, bez kterých by tato práce nemohla vzniknout. Dále chci poděkovat vedoucímu mé práce, panu Doc. Ing. Vladimíru Kindlovi, Ph.D za jeho svědomité vedení, vstřícný přístup a odborné rady esenciální pro vznik této diplomové práce. Největší díky však patří mé mamince, Olze Muškové, která se mi po celý můj život, i přes mnohé nesnáze, snažila zajistit stabilní a pohodové zázemí, vždy při mě stála a podporovala v tom, co mě baví a naplňuje.

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI

Fakulta elektrotechnická
Akademický rok: 2020/2021

ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE (projektu, uměleckého díla, uměleckého výkonu)

Jméno a příjmení: **Bc. Jiří MUŠKA**
Osobní číslo: **E19N0023P**
Studijní program: **N2612 Elektrotechnika a informatika**
Studijní obor: **Průmyslová elektronika a elektromechanika**
Téma práce: **Elektromagnetický návrh vícefázového PMSM s axiálním uspořádáním**
Zadávací katedra: **Katedra výkonové elektroniky a strojů**

Zásady pro vypracování

1. Na základě literární rešerše zvolte jmenovité napětí, výkon, otáčky a počet fází stroje vhodného pro dopravu.
2. Vyberte pro cílovou aplikaci vhodnou topologii stroje (počet statorů/rotorů, orientaci PM v případě více rotorů).
3. Proveďte elektromagnetický návrh stroje a ověřte jej metodou konečných prvků.
4. V závěru práce diskutujte výhody a nevýhody axiálních vícefázových motorů ve vztahu ke zvolené aplikaci a označte hlavní trendy a směry budoucího vývoje v oblasti trakčních PMSM.

Rozsah diplomové práce: **40 – 60 stran**
Rozsah grafických prací: **podle doporučení vedoucího**
Forma zpracování diplomové práce: **tištěná/elektronická**

Seznam doporučené literatury:

1. Elektronické informační zdroje IEEE (dostupné přes knihovnu ZČU – <http://ieeexplore.ieee.org/>).

Vedoucí diplomové práce: **Doc. Ing. Vladimír Kindl, Ph.D.**
Katedra výkonové elektroniky a strojů

Datum zadání diplomové práce: **9. října 2020**
Termín odevzdání diplomové práce: **27. května 2021**



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



Prof. Ing. Václav Kůs, CSc.
vedoucí katedry

Anotace

Diplomová práce se zabývá procesem návrhu axiálního synchronního stroje s permanentními magnety (AFPM) určeného pro použití v dopravě. V textu je uveden podrobný proces analytického návrhu, jehož výsledky jsou následně porovnávány s výsledky simulace provedené v softwaru ANSYS.

Klíčová slova

Axiální synchronní stroj, AFPM, analytický návrh, metoda konečných prvků, MKP, vícefázové elektrické systémy

Annotation

Main focus of presented master thesis is aimed at the process of designing an axial flux permanent-magnet machine (AFPM) meant for application in electric traction. Detailed process of analytical design of AFPM is presented and its results are afterwards compared to the results of simulation conducted using ANSYS.

Keywords

Axial flux permanent-magnet machine, AFPM, analytical design, finite-element method, FEM, multi-phase electrical systems

Obsah

Obsah	7
Seznam použitých symbolů	9
Seznam obrázků	15
Seznam tabulek	17
1. Úvod	18
2. Historie elektromobilů	19
3. Elektromobily v 21. století	21
3.1. Ekonomické a sociální důvody významnosti elektromobilů	21
3.2. Environmentální důvody významnosti elektromobilů	22
3.3. Důležité značky elektromobilového průmyslu	23
4. Pohonná jednotka elektromobilu	28
5. AFPM	29
5.1. Konstrukční rozdíl mezi konvenčním a AFPM provedením synchronních strojů	29
5.1.1. Porovnání konvenčních radiálních a axiálních synchronních strojů .	30
5.2. Možnosti konstrukčního uspořádání AFPM	30
5.2.1. Typy vinutí	30
5.2.2. Typy magnetických obvodů statorů	32
5.2.3. Počet rotorů a statorů	34
5.3. YASA	36
6. Vícefázové systémy	37
6.1. Tří fázové systémy	37
6.1.1. Matematický popis tří fázového systému	37
6.1.2. K-tří fázové systémy	38
6.2. Pětifázové systémy	39
6.2.1. Matematický popis pětifázového systému	39
7. Volba hlavních parametrů motoru	40
7.1. Volba cílové aplikace	40
7.2. Volba maximálního a jmenovitého mechanického výkonu motoru	40
7.2.1. WLTP	40
7.3. Volba jmenovitých a určení maximálních otáček motoru	41
7.4. Volba jmenovitého napětí U_N	42

OBSAH

7.5. Volba počtu fází stroje	42
7.6. Volba topologie stroje	42
8. Analytický návrh stroje	43
8.1. Výpočtářské parametry	43
8.2. Základní výpočty	45
8.3. Návrh vinutí	45
8.4. Výkonová rovnice a určení hlavních rozměrů stroje	47
8.5. Návrh permanentních magnetů	49
8.6. Ověření velikosti lin. proudové hustoty A a Essonova činitele C	51
8.7. Návrh vodiče	51
8.8. Návrh zubu statoru	52
8.9. Návrh disku rotoru	55
8.10. Výpočet elektrického odporu	56
8.11. Výpočet indukčností	57
8.12. Fázorový diagram	59
8.13. Výkonová charakteristika stroje	60
8.14. Ztráty a účinnost	61
9. MKP	64
9.1. Zjednodušený 2D Model	64
9.2. Úplný 3D model	66
9.2.1. Ověření magnetických indukcí	68
9.2.2. Indukovaná napětí	69
9.2.3. Indukčnosti	69
9.2.4. Ověřování jmenovitého výkonu	70
9.2.5. Ověření maximálního výkonu	72
10. Závěr	74
Literatura	76
A. Rešerše parametrů motorů elektromobilů	80
B. Korekční činitel k_K	88
B.1. Popis 3D modelu	88
B.2. Popis 2D modelu	89
B.3. Výsledky simulace	89
B.4. Důvod rozdílnosti výsledků	90

Seznam použitých symbolů

- A – Zvolená lineární proudová hustota $\left[\frac{\text{A}}{\text{m}} \right]$
- A_{Skut} – Skutečná lineární proudová hustota $\left[\frac{\text{A}}{\text{m}} \right]$
- B_{δ} – Magnetická indukce ve vzduchové mezeře [T]
- B_{m} – Magnetická indukce zvoleného pracovního bodu magnetu [T]
- B_{r} – Remanentní magnetická indukce magnetu [T]
- B_{Rot} – Magnetická indukce v rotorovém disku [T]
- B_{Zub} – Magnetická indukce v zubu statoru [T]
- b_0 – Šířka otevření drážky [m]
- b_{d} – Šířka drážky [m]
- C – Essonův činitel $\left[\frac{\text{VA}}{\text{m}^3 \cdot \frac{\text{ot}}{\text{min}}} \right]$
- C_{Odhad} – Odhadovaný Essonův činitel $\left[\frac{\text{VA}}{\text{m}^3 \cdot \frac{\text{ot}}{\text{min}}} \right]$
- C_{Skut} – Skutečný Essonův činitel $\left[\frac{\text{VA}}{\text{m}^3 \cdot \frac{\text{ot}}{\text{min}}} \right]$
- $\cos \varphi$ – Účinník [–]
- D_1 – Střední průměr stroje [m]
- D_e – Vnější průměr stroje [m]
- D_i – Vnitřní průměr stroje [m]
- d_{K} – Průměr kola vozu [m]
- f – Frekvence [Hz]
- f_{Max} – Maximální frekvence [Hz]
- H_{δ} – Intenzita magnetického pole ve vzduchové mezeře $\left[\frac{\text{A}}{\text{m}} \right]$
- H_{C} – Koercitivní intenzita magnetického pole magnetu $\left[\frac{\text{A}}{\text{m}} \right]$
- H_{m} – Intenzita magnetického pole v pracovním bodu magnetu $\left[\frac{\text{A}}{\text{m}} \right]$
- h_{d0} – Hloubka zubového nástavce [m]
- h_{d3} – Hloubka drážky [m]
- $h_{\text{IzoVodič}}$ – Výška izolovaného vodiče [m]

Seznam použitých symbolů

- h_m —Výška magnetu [m]
 h_{Rot} —Hloubka rotorového disku [m]
 $h_{\text{Vodič}}$ —Výška aktivní části vodiče [m]
 h_{Zub} —Výška zubu [m]
 I_d —Tokotvorná složka proudu [A]
 I_q —Momentotvorná složka proudu [A]
 I_f —Fázový proud [A]
 J —Zvolená proudová hustota $\left[\frac{\text{A}}{\text{m}^2} \right]$
 J_{Skut} —Skutečná proudová hustota $\left[\frac{\text{A}}{\text{m}^2} \right]$
 k_σ —Rozptylový činitel magnetu [—]
 k_{adt} —Činitel zvýšení ztrát v magnetickém obvodu [—]
 k_C —Carterův činitel [—]
 k_E —Činitel elektromotorické síly [—]
 k_{fb} —Činitel zvýšení mechanických ztrát [—]
 k_{Fe} —Činitel plnění železa [—]
 k_K —Korekční činitel [—]
 k_r —Činitel kroku vinutí [—]
 k_{Sat} —Činitel saturace magnetického obvodu [—]
 k_v —Činitel vinutí [—]
 k_y —Činitel rozlohy vinutí [—]
 L_{3D} —Indukčnost stroje získaná ze simulace 3D modelu stroje [H]
 $L_{\sigma 2D}$ —Rozptylová indukčnost ve 2D [H]
 $L_{\sigma 3D}$ —Rozptylová indukčnost ve 3D [H]
 $L_{\text{Analytika}}$ —Indukčnost vypočítaná analytickým vzorcem [H]
 L_{ad} —Hlavní magnetizační indukčnost [H]
 $L_{\text{Čelo}}$ —Indukčnost čel vinutí [H]
 L_d —Indukčnost drážky [H]
 L_{d2D} —Indukčnost v ose d ve 2D [H]
 L_{d3D} —Indukčnost v ose d ve 3D [H]
 L_{dif} —Indukčnost diferenčního rozptylu [H]
 L_q —Indukčnost v ose q [H]
 L_{ZZN} —Indukčnost zakončení zubových nástavců [H]
 l_{1f} —Celková délka vodiče jedné fáze [m]
 l_d —Délka drážky [m]
 l_{Fe} —Délka statoru [m]
 $l_{\text{Závit}}$ —Délka jednoho závitů [m]

Seznam použitých symbolů

- M_{Max} —Maximální moment [N · m]
 m —Počet fází [—]
 m_{PM} —Hmotnost permanentních magnetů [kg]
 m_{Rot} —Hmotnost rotoru [kg]
 m_{Stator} —Hmotnost statoru [kg]
 N_{Serie} —Počet závitů v sérii jedné fáze [—]
 N_{Zub} —Počet závitů navinutých na jednom zubu statoru [—]
 n_{K} —Otáčky kola automobilu $\left[\frac{\text{ot}}{\text{min}} \right]$
 n_{KMax} —Maximální otáčky kola automobilu $\left[\frac{\text{ot}}{\text{min}} \right]$
 n_{MMax} —Maximální otáčky při maximálním momentu $\left[\frac{\text{ot}}{\text{min}} \right]$
 n_{PMax} —Maximální otáčky při maximálním výkonu $\left[\frac{\text{ot}}{\text{min}} \right]$
 n_{s} —Synchronní otáčky motoru $\left[\frac{\text{ot}}{\text{min}} \right]$
 n_{sMax} —Maximální synchronní otáčky motoru $\left[\frac{\text{ot}}{\text{min}} \right]$
 n_{YASA} —Maximální otáčky motoru YASA P400 $\left[\frac{\text{ot}}{\text{min}} \right]$
 σ_{K} —Obvod kola automobilu [m]
 P —Výkon [W]
 P_{AVG} —Průměrný výkon [W]
 P_{Elek} —Příkon stroje [W]
 P_{Max} —Maximální výkon [W]
 P_{Mech} —Mechanický výkon [W]
 P_{Stroj} —Výkon stroje [W]
 p —Počet pól párů [—]
 $p_{\text{Převodovka}}$ —Poměr jednostupňové mechanické převodovky [—]
 pv —Přesah vodiče přes zubový nástavec [m]
 Q —Počet drážek [—]
 Q_{1f} —Počet drážek/zubů jedné fáze [—]
 q —Počet drážek na pól a fázi [—]
 R_{a} —Odpor statorového vinutí [Ω]
 r_{1g} —Poloměr mag. napětí hlavní harmonické v Göergesově obrazci [p.u.]
 r_{in} —Poloměr kružnice vepsané pravidelného polygonu [m]
 r_{g} —Poloměr celkového mag. napětí v Göergesově obrazci [p.u.]

Seznam použitých symbolů

- S —Zdánlivý výkon [VA]
 S_{Cu} —Aktivní plocha průřezu vodiče [m²]
 s_1 —Délka zkosené strany lichoběžníkového zubu [m]
 s_m —Plocha magnetu [m²]
 s_{Poly} —Délka strany pravidelného polygonu [m]
 s_{ZubFe} —Plocha železa zubu statoru [m²]
 $s_{ZubMech}$ —Celková plocha zubu statoru [m²]
 T —Pracovní teplota vinutí [°C]
 T_{Mag} —Pracovní teplota magnetu [°C]
 t —Čas [s]
 t_d —Drážková rozteč [m]
 t_{Izo} —Tloušťka izolace [m]
 t_p —Pólová rozteč [m]
 t_{pd} —Pólová rozteč v počtu drážek [—]
 $\overline{U_{A/B/C/D/E}}$ —Fázor příslušné fáze [V]
 U_f —Fázové napětí [V]
 U_i —Indukované napětí [V]
 U_m —Amplituda napětí [V] /Magnetické napětí [A]
 U_N —Jmenovité napětí [V]
 $\overline{U_s}$ —Fázor sdruženého napětí [V]
 u —Polovina počtu vrstev vinutí [—]
 $u_{A/B/C/D/E}$ —Časový průběh napětí příslušné fáze [V]
 V_{PM} —Objem permanentních magnetů [m³]
 V_{Stator} —Objem železa statoru [m³]
 v_{AVG} —Průměrná rychlost $\left[\frac{\text{km}}{\text{h}}\right]$
 $v_{AutoMax}$ —Maximální rychlost automobilu $\left[\frac{\text{km}}{\text{h}}\right]$
 v_{EV} —Jmenovitá rychlost $\left[\frac{\text{km}}{\text{h}}\right]$
 v_{Lin} —Rychlost pohybu rotoru v 2D MKP modelu $\left[\frac{\text{km}}{\text{h}}\right]$
 v_{Max} —Maximální rychlost $\left[\frac{\text{km}}{\text{h}}\right]$
 w_1 —Délka kratší podstavy lichoběžníkového zubu [m]
 w_2 —Délka delší podstavy lichoběžníkového zubu [m]
 $w_{IzoVodič}$ —Šířka izolovaného vodiče [m]
 $w_{Vodič}$ —Šířka aktivního vodiče [m]
 X_d —Synchronní reaktance v ose d [Ω]
 x —Přesah na jednu stranu strany polygonu přes w_1 [m]

Seznam použitých symbolů

- y_1 —Přední cívkový krok v počtu cívkových stran [—]
 y_{1d} —Přední cívkový krok v počtu drážek [—]
 Z_d —Impedance v ose d [Ω]
 zv —Poměrné zakrytí vodiče [%]
 z_v —Zakrytí vodiče [m]
 α_{Cu} —Teplotní součinitel odporu [$\frac{1}{K}$]
 β —Činitel zkrácení kroku vinutí [—] / Zátěžný úhel [rad]
 γ —Geometrický činitel [—]
 γ_{Zub} —Úhel v lichoběžníkovém zubu [°]
 ΔP —Celkové ztráty ve stroji [W]
 ΔP_{Cu} —Ztráty ve vinutí [W]
 ΔP_{Fe} —Ztráty v magnetickém obvodu [W]
 ΔP_{Mech} —Ztráty mechanické [W]
 ΔP_{PM} —Ztráty v permanentních magnetech [W]
 ΔT —Změna teploty [K]
 δ —Vzduchová mezera [m]
 $\delta_{ekvD/Q}$ —Délka ekvivalentní vzduch. mezery v ose d/q [m]
 η —Účinnost [%]
 η_{P400} —Účinnost motoru YASA P400 [%]
 λ —Poměr vnitřní a vnějšího poloměru stroje [—]
 $\lambda_{Čelo}$ —Měrná mag. vodivost čel vinutí [—]
 λ_{d0} —Měrná mag. vodivost zubových nástavců [—]
 λ_{d3} —Měrná mag. vodivost drážky [—]
 λ_{ZZN} —Měrná mag. vodivost zakončení zub. nástavců [—]
 μ_0 —Permeabilita vakua [$\frac{H}{m}$]
 μ_{rPM} —Relativní permeabilita permanentních magnetů [—]
 ρ_{Cu} —Měrná rezistivita mědi [$\Omega \cdot m$]
 ρ_{Fe} —Hustota železa [$\frac{kg}{m^3}$]
 ρ_{PM} —Hustota permanentních magnetů [$\frac{kg}{m^3}$]
 ρ_{zd} —Doplněk úhlu impedance Z_d do 90° [°]
 σ_{PM} —Měrná vodivost permanentních magnetů [$\frac{S}{m}$]
 τ_{dif} —Činitel diferenčního rozptylu [—]

Seznam použitých symbolů

- Φ —Magnetický tok stroje [Wb]
 Φ_m —Magnetický tok magnetu [Wb]
 Φ_{Zub} —Magnetické tok zubu [Wb]
 φ_m —Úhlová rozteč magnetu [°]
 ω —Úhlová frekvence $\left[\frac{\text{rad}}{\text{s}} \right]$

Seznam obrázků

2.1. Sibrandus Stratinghův elektromobil[2]	19
2.2. Silniční elektromobil Thomase Parkera[3]	20
3.1. Rozdělení nově registrovaných osobních automobilů v EU podle typu paliva v roce 2020[6]	21
3.2. Průměrná roční teplota[9]	22
3.3. Složení výfukových plynů[11]	23
3.4. TOYOTA Prius z roku 1997[12]	24
3.5. NISSAN LEAF e+[15]	25
3.6. Volkswagen ID.3[20]	26
3.7. TESLA Model 3 2020[22]	27
5.1. Rozdíl v konstrukci a směru magnetického toku mezi radiálním a axiálním synchronním strojem[30]	29
5.2. Toroidální vinutí AFPM[31]	31
5.3. Magnetický tok toroidálního vinutí AFPM[31]	31
5.4. Distribuované vinutí v smyčkovém[31] a zubovém[33] provedení	32
5.5. Zubové provedení statoru[35]	33
5.6. Vzduchové provedení statoru[34]	33
5.7. Topologie jeden stator/jeden rotor[36]	34
5.8. Topologie dva statory/jeden rotor[37]	34
5.9. NN topologie rotorů[31]	35
5.10. NS topologie rotorů[31]	35
5.11. YASA P400[39]	36
6.1. Fázorový zápis symetrického tří fázového systému	38
6.2. Fázorový zápis symetrického pěti fázového systému	39
8.1. Fázorová hvězdice a Tingleyho schéma	46
8.2. Zapojení vinutí ve stroji	46
8.3. Görgesův obrazec	47
8.4. Hlavní rozměry stroje	48
8.5. Různé tvary magnetů[32]	49
8.6. Zvolený tvar magnetu	49
8.7. Kompletní a zjednodušené náhradní schéma magnetického obvodu stroje	50
8.8. Hloubka drážky	52
8.9. Tvar statoru	53
8.10. Rozměry zubu, šířka drážky a šířka otevření drážky	54
8.11. Hloubka rotoru	55
8.12. Rozměry pro výpočet odporu	56
8.13. Důležité rozměry pro výpočet indukčností stroje	57

SEZNAM OBRÁZKŮ

8.14. Náhradní schéma synchronního stroje	59
8.15. Ideální tvar fázorového diagramu v pracovním bodu stroje	59
8.16. $P_{\text{Stroj}} = f(\beta)$	61
9.1. Geometrie AFPM rozvinutého do roviny	64
9.2. Zapojení jednotlivých cívkových stran	64
9.3. Uspořádání magnetů	64
9.4. Indukčnosti L_d , L_q zjednodušeného 2D modelu	65
9.5. Indukované napětí při chodu stroje naprázdno	66
9.6. Úplná geometrie 3D modelu stroje	67
9.7. Redukovaná geometrie	67
9.8. Magnetická indukce uprostřed vzduchové mezery	68
9.9. Indukovaná napětí	69
9.10. Indukčnosti v ose d/q	70
9.11. Činný výkon stroje při zatížení jmenovitým zátěžným úhlem $\beta = -20.98^\circ$	71
9.12. Činný výkon stroje při zatížení zátěžným úhlem $\beta = -19^\circ$	71
9.13. Činný výkon stroje při zatížení maximálním zátěžným úhlem β_{PMax}	72
9.14. Činný výkon stroje při zatížení zátěžným úhlem $\beta = -75^\circ$	73
A.1. Parametry motorů vozů typu SUV	80
A.2. Parametry motorů vozů typu SUV	81
A.3. Parametry motorů vozů typu Coupe	81
A.4. Parametry motorů vozů typu Hatchback	82
A.5. Parametry motorů vozů typu Hatchback	83
A.6. Parametry motorů vozů typu Cabriolet	84
A.7. Parametry motorů vozů typu Sedan	85
A.8. Parametry motorů vozů typu Sedan	86
A.9. Parametry motorů vozů typu Crossover	87
B.1. Geometrie 3D modelu	88
B.2. Geometrie 2D modelu	89
B.3. Výsledky simulace 2D a 3D modelu	89
B.4. Interpretace zadané geometrie 2D modelem	91
B.5. Siločáry magnetického toku	92

Seznam tabulek

3.1. Parametry elektrického motoru vozu TOYOTA Prius[13]	24
3.2. Parametry elektrického motoru vozu NISSAN LEAF e+[16]	25
3.3. Parametry elektrického motoru vozu Volkswagen ID.3 Pro Family[16] . . .	26
3.4. Parametry elektrického motoru vozu TESLA Model 3 2020[16]	27
7.1. Jízdní cyklus využívaný pro test WLTP[49]	40
8.1. Hlavní parametry stroje	43
8.2. Zvolené výpočtářské parametry	43
B.1. Velikosti rozměrů 3D modelu	88
B.2. Velikosti rozměrů 3D modelu	90

1. Úvod

Předložená diplomová práce se zabývá procesem návrhu pětifázového axiálního synchronního stroje s permanentními magnety určeného pro použití v elektromobilu. Samotný návrh je rozdělen do tří částí. V první části jsou stanoveny hlavní parametry stroje, v druhé části je proveden analytický návrh, jehož výsledky jsou následovně ověřovány v třetí části softwarem ANSYS metodou konečných prvků.

Funkční princip axiálního synchronního stroje spočívá v zákonu zachování energie a elektromagnetické indukci. Po připojení zdroje elektrické energie na svorky statoru začíná vinutím procházet elektrický proud, který vytváří uvnitř stroje točivé magnetické pole. Podmínkou správného fungování synchronních strojů obecně je nutnost toho, aby se rotor otáčel stejnou rychlostí, jako magnetické pole statoru. Není-li tato podmínka dodržena, pak stroj vypadává ze synchronismu a dochází k jeho zastavení.

Dle zdroje magnetického pole rotoru jsou synchronní stroje děleny do dvou základních kategorií. První z nich je rotor s budícím vinutím, na které je přes mechanický kontakt připojován zdroj stejnosměrného elektrického napětí. Výhodou tohoto provedení je možnost měnit velikostní vlastnosti magnetického pole rotoru, avšak nevýhodou je existence mechanického kontaktu nutného pro přívod energie. Druhým způsobem vytvoření magnetického pole rotoru je využití permanentních magnetů. Výhodou tohoto provedení je absence rotorového vinutí, čímž jsou snižovány ztráty ve stroji a zároveň absence mechanického kontaktu pro přívod elektrické energie na rotor. Nevýhodou tohoto provedení je nemožnost přímého řízení velikostních vlastností magnetického pole rotoru. Tento druhý typ je v případě axiálních synchronních strojů preferován, neboť materiály permanentních magnetů jsou v současné době dobře dostupné a zároveň je jejich užitím zjednodušena konstrukce rotoru samotného stroje.

Axiální synchronní stroje, v porovnání s konvenčními radiálními stroji, dosahují vyšších hodnot výkonové hustoty, což z nich dělá perfektní kandidáty pro aplikace, kde je vyžadován vysoký výkon při limitovaném zástavbovém prostoru.

2. Historie elektromobilů

Elektromobilům je v současnosti věnována velká pozornost z mnoha různých důvodů, avšak historie jejich vývoje je psána prakticky od okamžiku, kdy byly poprvé pozorovány silové účinky elektromagnetického pole dánským fyzikem a chemikem Hans Christian Ørstedem v roce 1820[1]. Tohoto objevu se snažili využít různí vynálezci (Jedlik Anyos 1828, Robert Anderson mezi roky 1832-1839), avšak první vynález, který lze označit za elektromobil, byl sestaven v roce 1835 profesorem Sibrandus Stratinghem z Groningenské univerzity. Jeho vynález váží necelé tři kilogramy, při plně nabitě baterii je schopen se pohybovat dvacet minut a uveze náklad jeden a půl kilogramu.



Obrázek 2.1.: Sibrandus Stratinghův elektromobil[2]

Pohon tohoto elektromobilu se skládá, jako většiny vynálezů tohoto typu z 19. století, ze stejnosměrného motoru a jednorázové baterie. V sedmdesátých letech 19. století byl ve Velké Británii Robertem Davidsonem zkonstruován první a prakticky použitelný silniční elektromobil, jehož provoz byl však ekonomicky velmi náročný zejména kvůli jednorázovým bateriím. Praktickému a ekonomicky smysluplnému nasazení elektromobilů bránilo mnoho problémů, avšak nejvýraznějšími byly primitivní provedení samotných motorů a drahé jednorázové baterie. Prvním pokusem o řešení problémů s bateriemi bylo dynamo poháněné parní turbínou. K výraznému pokroku došlo v roce 1859 vyvinutím nabíjecí baterie francouzským fyzikem Gaston Planté, jehož vynález byl v roce 1881 upraven a pro praktické využití optimalizován francouzským chemikem Camille Alphonse Faurem. V roce 1884 Thomas Parker ve svém elektromobilu využil jako zdroj energie baterie dobíjecí místo jednorázových, čímž docílil výrazného snížení provozních nákladů.[3]

2. Historie elektromobilů

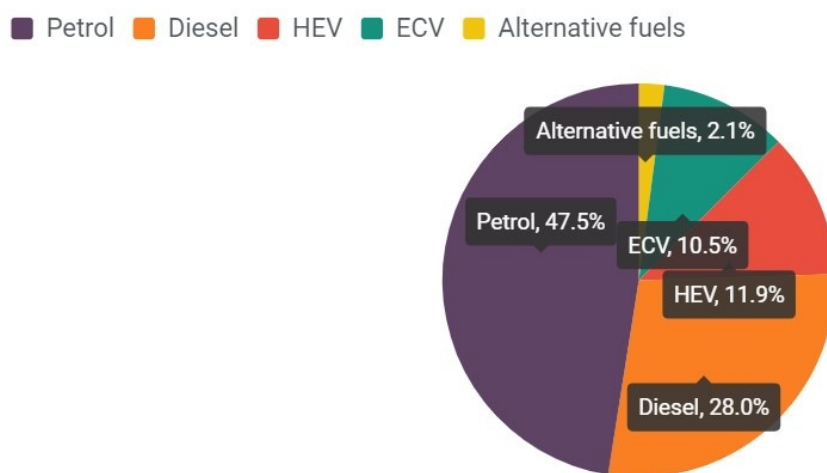


Obrázek 2.2.: Silniční elektromobil Thomase Parkera[3]

Elektromobily se těšily velké oblibě především mezi roky 1900-1910, kdy tvořily až 38% automobilového trhu oproti pouhým 22% vozů se spalovacími motory (zbylých 40% využívalo parní pohon)[5]. Jejich výrazné popularitě napomohl v roce 1899 belgický řidič Camille Jenatton s jeho elektromobilem pojmenovaným La Jamais Contente, se kterým dokázal vyvinout rychlost $105.88 \frac{\text{km}}{\text{h}}$, což bylo poprvé, kdy pozemní vozidlo překonalo magickou hranici $100 \frac{\text{km}}{\text{h}}$ [4]. Zlom přišel ve dvacátých letech 20. století, kdy vlivem zkvalitňování a rozšiřování silničních komunikací došlo k zvýraznění problému krátkého dojezdu elektromobilů (30-60 km). Zároveň v tomto období pokračoval vývoj vozů se spalovacím motorem, které se díky Henrymu Fordovi staly až třikrát levnějšími v porovnání s elektromobily. Kromě zlevnění samotných vozů též došlo k výraznému zlevnění pohonných hmot následkem nalezení ropných ložisek v Texasu. Kombinací těchto faktorů se elektromobily z ekonomického hlediska staly pro běžného uživatele naprosto neefektivní a jejich podíl na trhu prakticky zmizel mezi lety 1930-1940.[5]

3. Elektromobily v 21. století

Mobilita obecně je dnes neodmyslitelnou součástí života v civilizovaném světě a zdroje energie pohonů dopravních prostředků se různí. V případě osobních automobilů však stále dominují vozy se spalovacími motory.



Obrázek 3.1.: Rozdělení nově registrovaných osobních automobilů v EU podle typu paliva v roce 2020[6]

Na obrázku 3.1 je znázorněno rozdělení nově registrovaných osobních automobilů v EU podle typu paliva. Dle údajů [6] elektromobily ECV tvořily celkem 10.5% nově registrovaných vozů, což je přibližně trojnásobný poměrný nárůst v porovnání s rokem 2019, kdy ECV tvořily pouze 3%[7]. Trhu ovšem stále dominují vozy se spalovacími motory s celkovým podílem 75.5%, což je ovšem v porovnání s předešlým rokem pokles o 13.9% z 89.4%[7]. Z [6, 7] je patrná snaha EU o zvýšení podílu elektromobilů na trhu, což má ekonomické, sociální a environmentální důvody.

3.1. Ekonomické a sociální důvody významnosti elektromobilů

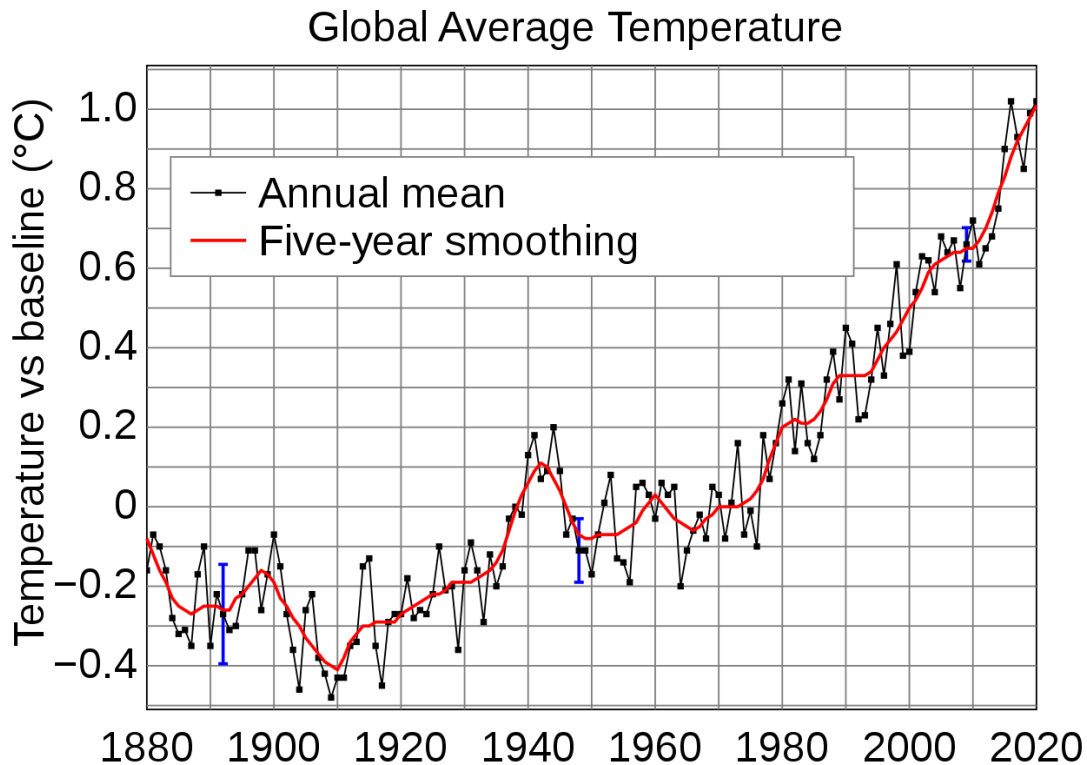
Většina zemí světa nemá přístup k ropným ložiskům schopným pokrýt místní poptávku a jsou nuceny tuto surovinu importovat. Nejvýznamnější mezinárodním uskupením zabývajícím se exportem ropy je OPEC. Tato organizace má v současnosti celkem 13 členských států a dle dostupných informací produkuje až 44% celkového objemu ropy globálního trhu, díky čemuž má výraznou moc nad její cenou[8]. Vzhledem k této skutečnosti je v zájmu států, které nemají přístup k vlastním ložiskům, snažit se o limitování závislosti na této surovině. Elektromobily jsou jednou z možností, jak docílit snížení objemu spotřebované ropy. Elektrická energie má mnoho zdrojů, lze ji generovat lokálně a v případě, že by elektromobily výrazně zvýšily svůj podíl na trhu, by bylo nezbytné posílit elektroener-

3. Elektromobily v 21. století

getický a elektromobilový průmysl příslušné země. Pro posílení těchto průmyslových sektorů by byly nezbytné lidské zdroje, což by mělo potenciál pomoci řešení problémů s nezaměstnaností.

3.2. Environmentální důvody významnosti elektromobilů

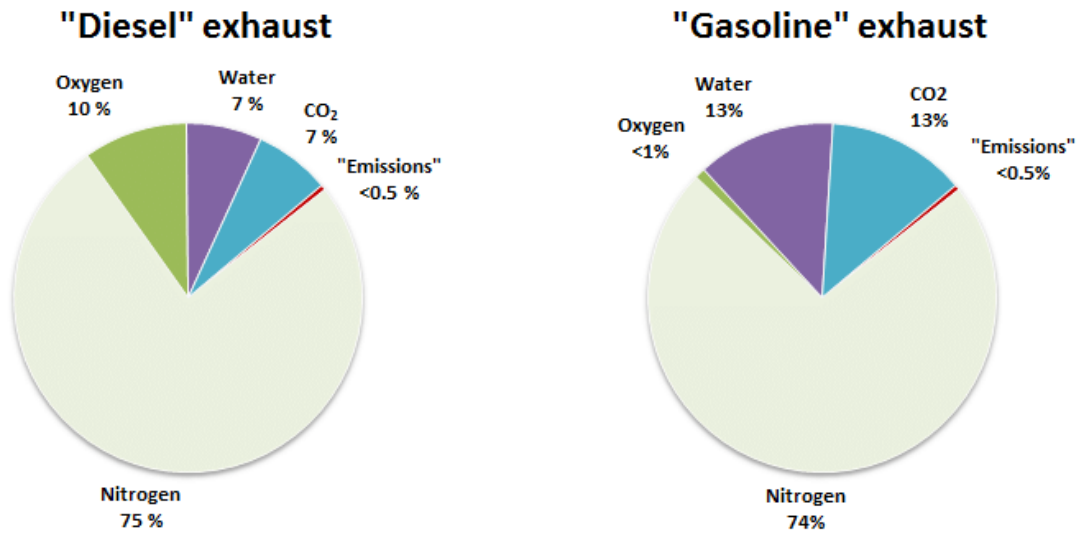
V průběhu posledních několika desetiletí dochází k nezanedbatelnému oteplování naší planety. Znázornění této skutečnosti je zobrazeno na obrázku 3.2



Obrázek 3.2.: Průměrná roční teplota[9]

Tento fakt je částečně způsobován skleníkovými plyny, které způsobují pohlcování malého objemu energie přijaté od Slunce. Dle [10] Slunce dodává naší planetě energii o průměrné intenzitě $340.4 \frac{\text{W}}{\text{m}^2}$. Země zpět do kosmu vyzařuje v průměru pouze $339.8 \frac{\text{W}}{\text{m}^2}$. Rozdíl mezi přijatou a vyzářenou energií činí $0.6 \frac{\text{W}}{\text{m}^2}$, který je absorbován naší atmosférou, což způsobuje její oteplování. Jedním z nejvýznamnějších skleníkových plynů je oxid uhličitý, který má mnoho zdrojů, a jedním z nich jsou výfukové plyny spalovacích motorů.

3. Elektromobily v 21. století



Obrázek 3.3.: Složení výfukových plynů[11]

Na obrázku 3.3 jsou zobrazena složení výfukových plynů naftových a benzínových motorů, ze kterých je patrné, že nezanedbatelná část je tvořena oxidem uhličitým. Při výrobě elektrické energie je též generován oxid uhličitý, avšak jeho produkce je soustředěna v elektrárně, kde je možné využít účinných metod pro zamezení jeho vstupu do atmosféry. Zvýšením podílu elektromobilů na trhu by bylo možné dosáhnout snížení těchto emisí.

3.3. Důležité značky elektromobilového průmyslu

Komerční produkce kvalitních a spolehlivých elektromobilů je velmi komplexní disciplínou zahrnující v sobě řešení fyzikálních, technologických, ekonomických a praktických aspektů. V další části této kapitoly jsou uvedeny významné značky, které se jejich vývojem a výrobou zabývají. Podrobnější rešerše motorů elektromobilů je obsažena v příloze A.

3. Elektromobily v 21. století

TOYOTA

Japonská firma TOYOTA byla první automobilovou značkou, která představila komerčně dostupné hybridní elektrické vozidlo v roce 1997 pod názvem TOYOTA Prius. Tento model byl dostupný ve verzi 4-dveřového sedanu, dosahoval maximální rychlosti $160 \frac{\text{km}}{\text{h}}$ a jeho teoretický dojezd byl až 900km[12].



Obrázek 3.4.: TOYOTA Prius z roku 1997[12]

Parametry elektrické části hybridního pohonu jsou uvedeny v tabulce 3.1

Typ	PMSM
U_N	288 V
P_{Max}	30 kW
n_{PMax}	940-2000 rpm
M_{Max}	305 N · m
n_{MMax}	0-940 rpm

Tabulka 3.1.: Parametry elektrického motoru vozu TOYOTA Prius[13]

TOYOTA na trh poté uvedla druhou(2004) a třetí(2010) generaci modelu Prius. Společnost se specializuje především na hybridní elektromobily, avšak v průběhu roku 2021 plánuje na trh uvést dva modely s pouze elektrickým pohonem pod názvem BZ(Beyond Zero)[14].

3. Elektromobily v 21. století

NISSAN

Japonská firma NISSAN poprvé uvedla na trh elektromobil v roce 1947 pod názvem Tama a v 21. století je na tomto trhu známá především díky modelu NISSAN LEAF. Tento 5-dveřový hatchback byl na trhu poprvé představen v roce 2009 a jeho nejnovější model NISSAN LEAF e+ v roce 2019.[15]



Obrázek 3.5.: NISSAN LEAF e+[15]

Typ	PMSM
U_N	360 V
P_{Max}	160 kW
n_{PMax}	4600-5800 rpm
M_{Max}	340 N · m
n_{MMax}	800-4000 rpm

Tabulka 3.2.: Parametry elektrického motoru vozu NISSAN LEAF e+[16]

3. Elektromobily v 21. století

Volkswagen

Prvním elektromobilem vyvinutým německou firmou Volkswagen byl model Elektro Transporter v roce 1970[17]. V 21. století Volkswagen nabízí modely elektromobilů ID.3, ID.4, e-Golf a e-up!, přičemž model ID.3 se v říjnu 2020 stal nejprodávanějším elektromobilem v EU.[19]



Obrázek 3.6.: Volkswagen ID.3[20]

Typ	BLDC
U_N	408 V
P_{Max}	107 kW
η_{PMax}	-
M_{Max}	275 N · m
η_{MMax}	-

Tabulka 3.3.: Parametry elektrického motoru vozu Volkswagen ID.3 Pro Family[16]

3. Elektromobily v 21. století

TESLA

Kalifornská firma TESLA poprvé uvedla na trh elektromobil v roce 2008 pod názvem TESLA Roadster. V současnosti tato firma nabízí mnoho modelů v různých variantách (Model 3, Model S, Model Y, Model X atd...) a v roce 2020 byly vozy této značky nejprodávanějšími na trhu.[21]



Obrázek 3.7.: TESLA Model 3 2020[22]

Typ	PMSM
U_N	370 V
P_{Max}	211 kW
η_{PMax}	-
M_{Max}	375 N · m
η_{MMax}	-

Tabulka 3.4.: Parametry elektrického motoru vozu TESLA Model 3 2020[16]

4. Pohonná jednotka elektromobilu

Pohonná jednotka elektromobilu se skládá ze zdroje energie(baterie), výkonového měniče a elektromotoru.

Baterie

Baterie je zdrojem energie elektromobilu a existuje mnoho různých typů(olověný akumulátor, nikl-metal hydridový akumulátor, baterie s roztavenou solí), avšak nejpoužívanějším z nich jsou lithium-iontové akumulátory[23].

Lithium-iontové akumulátory

První prototyp takového akumulátoru byl vyvinut v roce 1985 Japonským chemikem Akira Yoshino a v roce 1991 se tyto akumulátory díky týmu Japonského vědce Yoshio Nishi staly praktickými a komerčně dostupnými[24]. Baterie tohoto typu jsou kompromisem mezi funkčními požadavky a bezpečností[23].

Parametry baterií EV

Baterie elektromobilů jsou navrhovány s kapacitou v řádech desítek kWh(TESLA Model S 100 kWh, NISSAN Leaf 40 kWh, Volkswagen ID.3 Pro 58 kWh atd...) a jednotlivé akumulátory bývají spojené do jednoho celku s napětím v rozmezí 200-400V[16]. Baterie jsou nejvýraznějším faktorem limitující využití elektromobilů z důvodu jejich nízké energetické hustoty($0.25-0.675 \frac{\text{kWh}}{\text{L}}$ [24]) v kontrastu s fosilními palivy(Benzín $9.5 \frac{\text{kWh}}{\text{L}}$ [25]). Pro porovnání baterie s kapacitou 100 kWh vozu TESLA Model S váží 625 kg při objemu 0.4m^3 [26], přičemž shodný objem benzínu váží 320 kg a obsahuje v sobě energii 3800 kWh, což při účinnosti spalovacího motoru 40% odpovídá 1520 kWh energie využité pro jízdu.

Výkonové měniče

Výhodou elektromobilů je možnost řízení jejich motorů přímo, tzv. direct drive, díky čemuž není potřeba vícestupňová mechanická převodovka. Procesy návrhu a popisy výkonových měničů určených pro elektromobily se zabývají [27, 28, 29].

Elektromotory

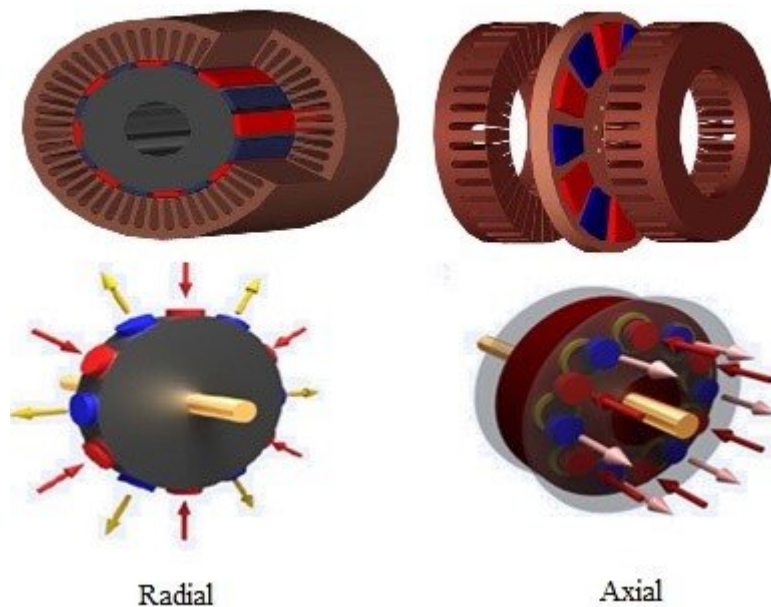
Existuje celá řada typů elektromotorů využívaných v elektromobilovém průmyslu(asynchronní, reluktanční, BLDC, PMSM). Vzhledem k zadání této práce je ovšem pozornost věnována pouze synchronnímu motoru v axiálním provedení s permanentními magnety(AFPM).

5. AFPM

Synchronní stroj s permanentními magnety (PMSM) je jedním z typů motorů běžně využívaných v pohonných jednotkách elektromobilů. V této kapitole je popsán konstrukční rozdíl mezi konvenčním radiálním a axiálním (AFPM) provedením takového stroje, přičemž možnosti konstrukčního uspořádání AFPM jsou detailněji popsány v části 5.2 tohoto textu.

5.1. Konstrukční rozdíl mezi konvenčním a AFPM provedením synchronních strojů

Rozdíl mezi konvenčním a AFPM provedením synchronních strojů spočívá v relativní poloze rotoru vůči statoru. V případě konvenčních radiálních strojů je rotor umístěn uvnitř vrtání statoru a magnetický tok je kolmý na axiální osu stroje, zatímco rotor AFPM je umístěn "vedle" statoru a magnetický tok je rovnoběžný s axiální osou stroje. Popsané rozdíly jsou zobrazeny na obrázku 5.1.



Obrázek 5.1.: Rozdíl v konstrukci a směru magnetického toku mezi radiálním a axiálním synchronním strojem[30]

5. AFPM

5.1.1. Porovnání konvenčních radiálních a axiálních synchronních strojů

Axiální stroje jsou dnes dostupné ve výkonovém rozmezí od desetin W až po stovky kW. Při porovnávání s radiálním strojem o stejném výkonu mají axiální stroje větší průměr, což z nich dělá perfektní kandidáty pro pomalotáčkové aplikace vyžadující vysoký moment. Při zvyšování průměru stroje se ovšem stává problematický návrh hřídele, což má za následek omezení velikosti maximálního výkonu, který je stroj schopen dodávat. Tento problém lze řešit vrstvením axiálních strojů na sebe. Dalším rozdílem je pak výrazně kratší axiální délka, což tyto stroje předurčuje k použití v aplikacích, kde zástavbový prostor je limitujícím faktorem (např. v elektromobilitě motor v kole auta). Výhodou axiálních strojů je možnost nastavení velikosti vzduchové mezery při zachování rozměrů statoru a rotoru, což v případě radiálních strojů není možné. Problematika údržby a chlazení je v případě AFPM jednodušší díky jednoduchému přístupu ke všem aktivním částem stroje. Při porovnávání výkonové hustoty jsou axiální stroje výhodnější, neboť při chodu stroje je využívána celá geometrie na rozdíl od radiálních strojů, kde rotorové jho bývá téměř nevyužito. Vyšší výkonové hustoty axiální stroje dosahují až do chvíle, dokud je průměr stroje menší, než dvojnásobek axiální délky stroje radiálního. Při dosažení tohoto poměru se výkonové hustoty liší již pouze minimálně. Při porovnávání těchto dvou provedení není možné tvrdit univerzální superioritu jednoho nad druhým a volba vždy záleží na požadavcích konkrétní aplikace[32].

5.2. Možnosti konstrukčního uspořádání AFPM

AFPM provedení synchronních strojů umožňuje různá funkční konstrukční řešení z hlediska vinutí, magnetického obvodu statoru a počtu statorů/rotorů.

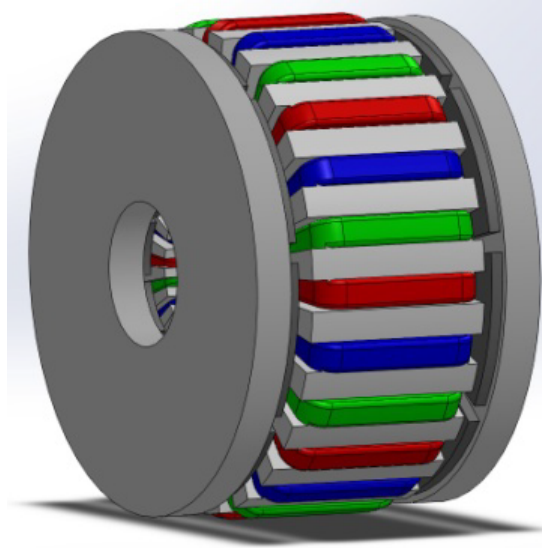
5.2.1. Typy vinutí

Vinutí AFPM můžeme rozdělit do dvou základních kategorií. Oba typy jsou schopné produkovat shodné velikosti magnetického napětí U_m , avšak v některých vlastnostech se liší[31].

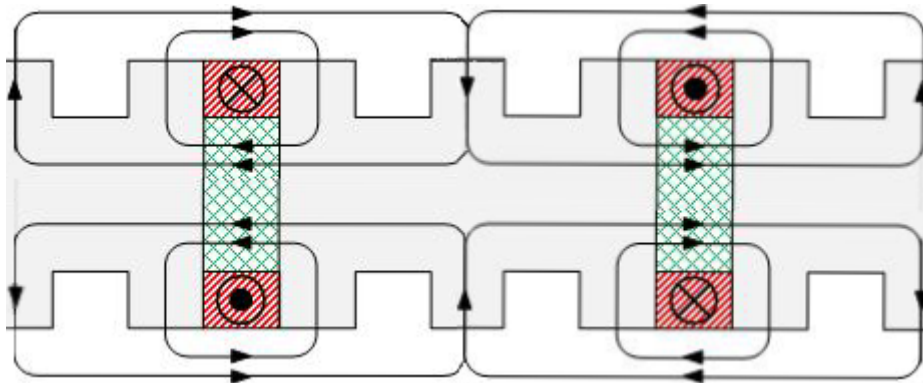
Toroidální vinutí

Toroidální vinutí je navinuto na magnetický obvod prstencového tvaru a jeho tvar je zobrazen na obrázku 5.2.

5. AFPM



Obrázek 5.2.: Toroidální vinutí AFPM[31]



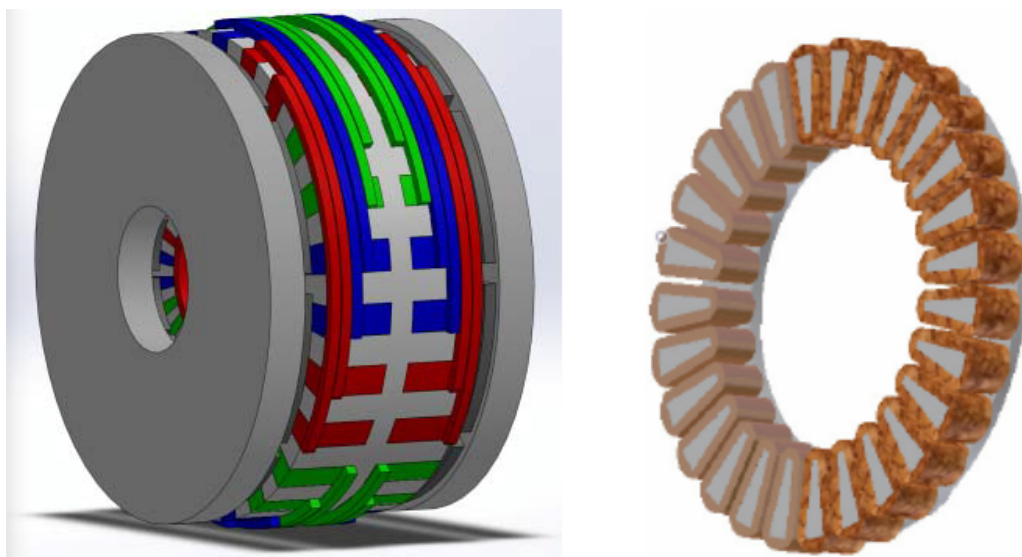
Obrázek 5.3.: Magnetický tok toroidálního vinutí AFPM[31]

Výhody tohoto vinutí jsou jednoduchá konstrukce a krátká délka čel vinutí. Zkrácením délky čel je snižována velikost Joulových ztrát ve vinutí a velikost rozptylové indukčnosti. Nevýhody jsou možnost provedení takového vinutí pouze pro omezený počet pólů (2, 6, 10 atd...[32]) a v případě stroje s více rotory není možné dosáhnout společného magnetického toku strojem, což je patrné z obrázku 5.3, neboť magnetické toky v protilehlých zubech statoru mají různý směr.

Distribuovaná vinutí

Distribuovaná vinutí jsou vlastnostmi i výpočtem shodná s distribuovaným vinutím radiálních strojů.

5. AFPM



Obrázek 5.4.: Distribuované vinutí v smyčkovém[31] a zubovém[33] provedení

Výhodou tohoto typu vinutí je možná konstrukce pro libovolný počet pól-párů a lze je uspořádat tak, aby stroj i v případě více statorů/rotorů pracoval se společným magnetickým tokem. Nevýhodou tohoto vinutí je délka čel a složitější konstrukce, přičemž oba tyto problémy řeší zubové provedení.

5.2.2. Typy magnetických obvodů statorů

Magnetický obvod stroje se skládá z magnetického obvodu statoru, rotoru a vzduchové mezery. V případě AFPM však magnetický obvod statoru může být proveden několika různými způsoby.

Drážkovaný stator

Magnetický obvod drážkovaného statoru AFPM (obrázek 5.1) je složen z vzájemně izolovaných plechů, do kterých se razí, či jiným způsobem vytvářejí drážky pro uložení vinutí. Výhodou tohoto provedení je možnost dosažení vysokých hodnot magnetické indukce ve vzduchové mezeře, vyšší indukčnosti, jednoduchá konstrukce, dobré mechanické upevnění vinutí, snížení potřebného objemu permanentního magnetů na rotoru a možnost výběru mezi NN a NS topologií rotorů (popsáno v části 5.2.3 tohoto textu). Nevýhody jsou vlivem geometrie vznik parazitních synchronních momentů, ztráty v magnetickém obvodu, nižší účinnost v porovnání s ostatními statory a vysoký objem železa nezbytný pro konstrukci [34].

Zubový/jádrový stator

Zubový stator (obrázek 5.5) je, podobně jako stator drážkovaný, složen z vzájemně izolovaných plechů. Jednotlivé zuby statoru jsou buď samostatnými segmenty, a nebo jsou propojeny velmi tenkým jhem. Výhody zubových statorů jsou vyšší hodnoty magnetického toku, indukčnosti, jednoduchá konstrukce samotných zubů, nižší objem permanentních magnetů a v porovnání s drážkovaným státorem vyšší účinnost způsobená absencí jha a ztrát v něm. Nevýhody jsou vznik parazitních synchronních momentů, ztráty

5. AFPM

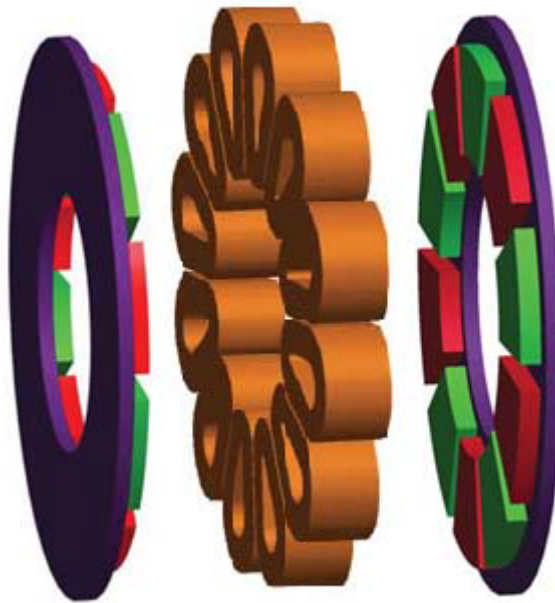
v zubech, nutnost přítomnosti nosné konstrukce v kostře pro uchycení jednotlivých zubů a možnost provedení stroje pouze v NS topologii.



Obrázek 5.5.: Zubové provedení statoru[35]

Vzduchový/bezjádrový stator

V případě vzduchových statorů (obrázek 5.6) je vinutí stroje upevněno na magneticky nevodivé kostře mechanicky zajišťující jeho polohu. Výhody tohoto provedení jsou hladký průběh magnetického pole ve vzduchové mezeře (nevznikají žádné drážkové harmonické a tudíž ani synchronní parazitní momenty) a vyšší účinnost (nevnikají žádné ztráty v železe). Nevýhody tohoto vinutí jsou nízká hodnota magnetické indukce ve vzduchové mezeře, nízká indukčnost vinutí a možnost provedení stroje pouze v NS topologii[34].



Obrázek 5.6.: Vzduchové provedení statoru[34]

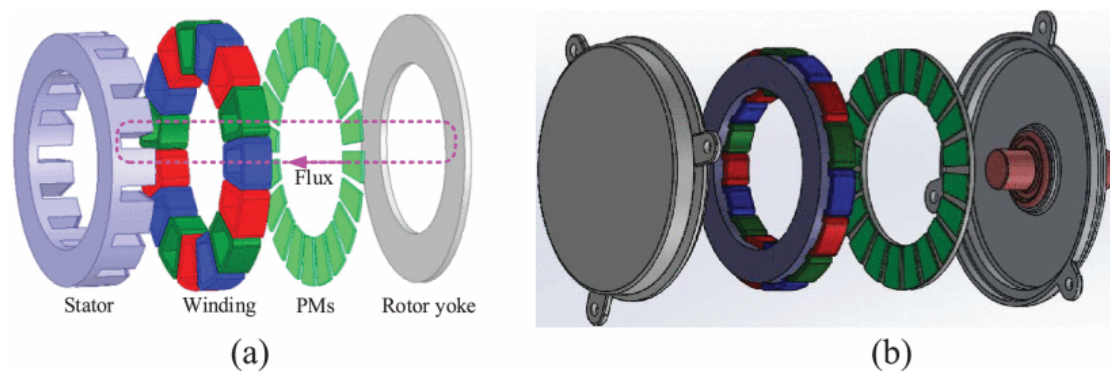
5. AFPM

5.2.3. Počet rotorů a statorů

Diskový tvar AFPM umožňuje spojení různého počtu statorů/rotorů do jednoho funkčního celku, což v případě radiálních strojů není možné.

Jeden stator/Jeden rotor

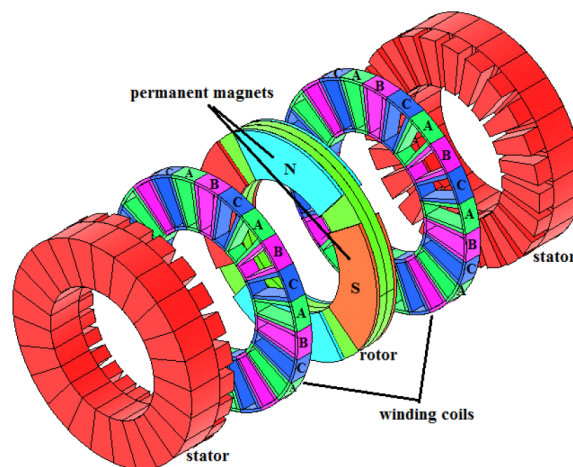
Jedná se o nejjednodušší konfiguraci AFPM (obrázek 5.8). Výhody tohoto provedení jsou jednoduché chlazení a přístup k jednotlivým komponentům. Nevýhody jsou nižší moment motoru a axiální síly vznikající vlivem nesymetrie, s čímž je nutné počítat při návrhu ložiska [32].



Obrázek 5.7.: Topologie jeden stator/jeden rotor [36]

Dva statory/Jeden rotor

Rotor je umístěn mezi dvěma statory. Statory mohou být spojeny paralelně, či sériově. V případě paralelního spojení může stroj fungovat i v případě poruchy jednoho ze statorů. Při sériovém spojení dochází k vyrušení působení axiálních sil, avšak při poruše jednoho ze statorů stroj není schopen fungovat [32].



Obrázek 5.8.: Topologie dva statory/jeden rotor [37]

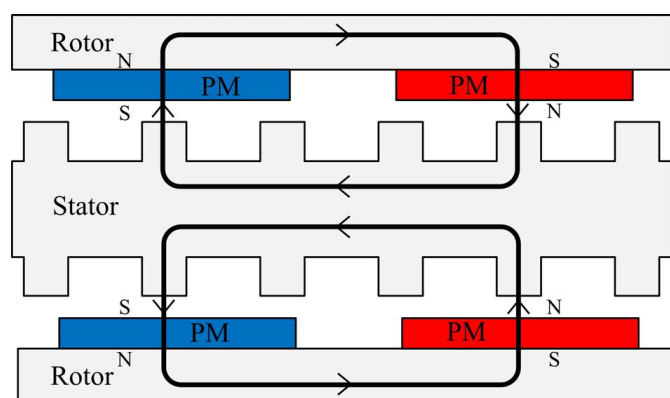
5. AFPM

Jeden stator/Dva rotory

Jeden stator je umístěn mezi dvěma rotory (obrázek 5.5), přičemž jejich topologii volíme závislosti na provedení statoru a jeho vinutí.

1. Topologie NN

V případě topologie NN jsou rotory umístěny tak, že sobě protilehlé magnety mají ve své vzduchové mezeře stejnou polaritu, tzn. oba buď magnetický tok do vzduchové mezery "tlačí", nebo jej z ní "odsávají".

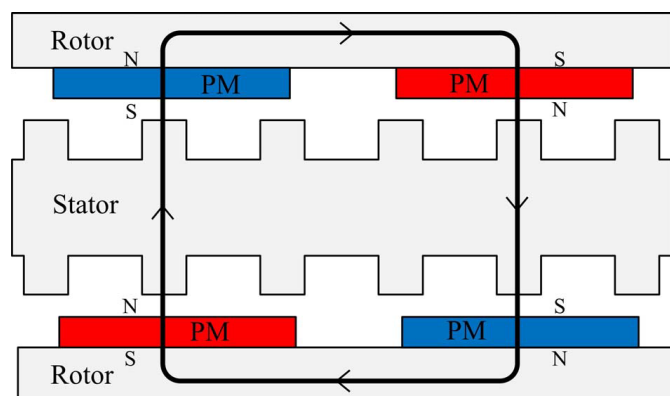


Obrázek 5.9.: NN topologie rotorů[31]

Tuto topologii můžeme volit pouze u statorů se jhem, neboť není možné, aby stroj fungoval se společným magnetickým tokem.

2. Topologie NS

V případě topologie NS jsou rotory umístěny tak, že sobě protilehlé magnety mají ve své vzduchové mezeře opačnou polaritu, tzn. jeden magnetický tok do vzduchové mezery "tlačí", zatímco magnet protilehlý jej "odsává". Stroje s NS topologií pracují se společným magnetickým tokem, neboť všemi částmi stroje prochází pouze jeden magnetický tok a ve jhu nedochází k jeho větvení. Stroje s touto topologií nepotřebují jho, a tudíž lze dosáhnout vyšší výkonové hustoty, než u strojů s topologií NN.



Obrázek 5.10.: NS topologie rotorů[31]

5. AFPM

Vícevrstvé AFPM

AFPM stroje je možné provádět i vícevrstvé[38]. Vrstvením lze dosáhnout vyššího výkonu stroje na úkor výrazného zkomplikování konstrukce.

5.3. YASA

Vývojem a produkcí AFPM strojů se zabývá Britská firma YASA již od svého založení v roce 2009. V roce 2019 byly produkty této firmy vybrány aby tvořily součást pohonných jednotek prvních hybridních sportovních vozů značky Ferrari[39]. Konstrukční provedení motoru YASA P400 je inspirací stroje navrhovaného v rámci této práce.



Obrázek 5.11.: YASA P400[39]

6. Vícefázové systémy

Mluvíme-li v elektrotechnice o fázi, pak je tím myšleno přivedení časově proměnlivého (nejčastěji sinusového) napětí/proudu na svorky elektrického zařízení. Mluvíme-li o více fázových systémech, pak je na svorky takového zařízení přivedeno několik vzájemně časově posunutých napěťových/proudových vln dodávajících zařízení výkon. Tuto skutečnost popisuje rovnice 6.1.

$$P = mU_f I_f \cos \varphi \quad (6.1)$$

V případě točivých elektrických strojů je výkon závislý na jeho provedení a geometrických rozměrech, nikoliv na počtu fází. Počtem fází se u elektrických strojů zabýváme s přihlédnutím k parametrům výkonových měničů, které nás v případě vysokovýkonových strojů mohou omezovat. Chceme-li zachovat velikost výkonu P a napětí U_f , pak jsme nuceni snížit velikost fázových proudů I_f , čehož lze dosáhnout zvýšením počtu fází m . Dalším argumentem pro zvýšení počtu fází elektrických točivých strojů je dosažení hladšího průběhu magnetického pole ve vzduchové mezeře, potlačení některých vyšších harmonických, částečné snížení ztrát a vyšší odolnost vůči poruchám[40]. V této kapitole jsou popsány tří a pěti fázové systémy.

6.1. Tří fázové systémy

Tří fázové systémy jsou průmyslově nejrozšířenějšími (energetika, výkonová elektronika, stroje atd...) především z důvodu dobré funkčnosti při zachování relativně jednoduché konstrukce samotných zařízení/přenosových sítí a ve většině případů je tento systém plně dostačující. Tyto systémy jsou využívány všude tam, kde není vyžadována vysoká odolnost vůči poruchám. Vzhledem k jejich širokému rozšíření nejsou při řešení problematiky vícefázových systémů uvažovány a jsou součástí vlastní speciální kategorie.

6.1.1. Matematický popis tří fázového systému

V tří fázových systémech pracujeme s časově proměnlivými napěťovými vlnami vzájemně mezi sebou posunutými o 120°

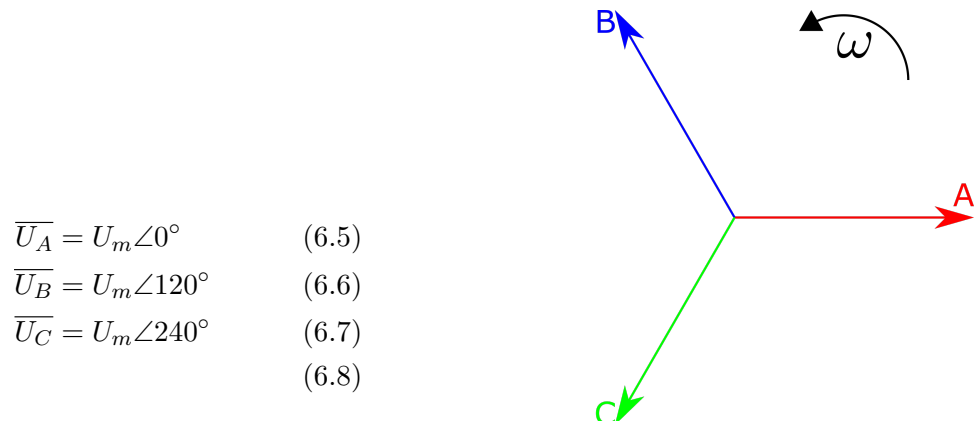
$$u_A = U_m \cdot \sin(\omega \cdot t + 0^\circ) \quad (6.2)$$

$$u_B = U_m \cdot \sin(\omega \cdot t + 120^\circ) \quad (6.3)$$

$$u_C = U_m \cdot \sin(\omega \cdot t + 240^\circ) \quad (6.4)$$

Pro matematický popis ustálených stavů je využívána symbolicko-komplexní metoda, jejíž aplikací jsou rovnice diferenciální nahrazovány rovnicemi algebraickými.

6. Vícefázové systémy



Obrázek 6.1.: Fázorový zápis symetrického tří fázového systému

Na štítcích zařízení je zpravidla uváděna velikost napětí sdruženého (fáze-fáze), nikoliv fázového (fáze-neutrální bod) z důvodu, že ne vždy je možné fázi zařízení připojit k neutrálnímu bodu (např. při nevyvedeném uzlu/ve výkonových tří fázových měničích). Dalším důvodem je možnost využití vzorce pro výpočet výkonu $P = \sqrt{3}U_N I_f \cos \varphi$, který platí pro zapojení do trojúhelníka D i do hvězdy Y. Matematický vztah mezi velikostmi fázového a sdruženého napětí je uveden v rovnici 6.9

$$|\overline{U}_S| = |\overline{U}_A - \overline{U}_B| = \dots = \sqrt{3} \cdot U_m \quad (6.9)$$

Provedením naznačených matematických operací v rovnici 6.9 je zjištěn velikostní poměr mezi fázovým a sdruženým napětím v symetrickém tří fázovém systému. Velikost sdruženého napětí mezi libovolnými dvěma fázemi je $\sqrt{3}$ krát větší v porovnání s napětím fázovým.

6.1.2. K-tří fázové systémy

K-tří fázovým systémem je označován systém s počtem fází $m = K \cdot 3$, $K \in \mathbb{N}$. Výhodou těchto systémů je možnost využití dobře dostupných tří fázových měničů a s relativně jednoduchými úpravami řídicích algoritmů jich využít pro řízení vícefázových strojů. Tyto stroje jsou využívány tam, kde je vyžadována vysoká odolnost vůči poruchám, neboť v případě selhání jedné fáze je stroj pořád schopen v částečně odlehčeném stavu vykonávat svou funkci. Dále je pak vhodné do řídicích algoritmů zahrnout injektáž vyšších proudových harmonických za účelem zvýšení momentové hustoty stroje[41]. S těmito stroji se můžeme setkat především na velkých lodích (6/12/15 fázové), palivových pumpách (6 fází) a elektromobilech (9 fází)[42].

6.2. Pětifázové systémy

Pětifázové systémy jsou využívány v aplikacích vyžadující vysokou odolnost vůči poruchám a lze využít injektáže vyšších harmonických za účelem zvýšení momentové hustoty[43, 44, 45]. Podobného efektu lze v případě PMSM strojů dosáhnout vhodným tvarováním samotných magnetů[46]. Nevýhodou těchto systémů je jejich limitovaná komerční dostupnost a v porovnání s tří/k-tří fázovými systémy složitá konstrukce.

6.2.1. Matematický popis pěti fázového systému

V pěti fázovém systému jsou jednotlivé napěťové vlny mezi sebou vzájemně posunuté o $\frac{360^\circ}{5} = 72^\circ$

$$u_A = U_m \cdot \sin(\omega \cdot t + 0^\circ) \quad (6.10)$$

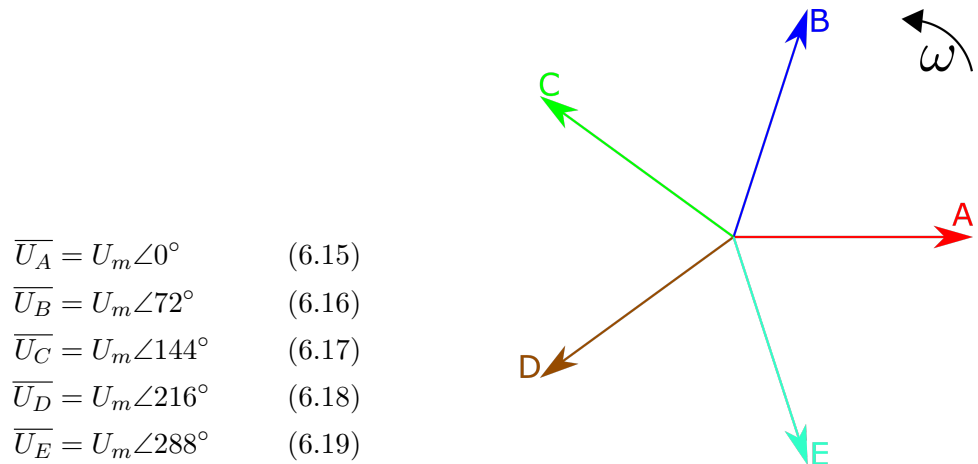
$$u_B = U_m \cdot \sin(\omega \cdot t + 72^\circ) \quad (6.11)$$

$$u_C = U_m \cdot \sin(\omega \cdot t + 144^\circ) \quad (6.12)$$

$$u_D = U_m \cdot \sin(\omega \cdot t + 216^\circ) \quad (6.13)$$

$$u_E = U_m \cdot \sin(\omega \cdot t + 288^\circ) \quad (6.14)$$

a stejně, jako v případě tří fázových systémů, využíváme symbolicko-komplexní metody.



$$\overline{U}_A = U_m \angle 0^\circ \quad (6.15)$$

$$\overline{U}_B = U_m \angle 72^\circ \quad (6.16)$$

$$\overline{U}_C = U_m \angle 144^\circ \quad (6.17)$$

$$\overline{U}_D = U_m \angle 216^\circ \quad (6.18)$$

$$\overline{U}_E = U_m \angle 288^\circ \quad (6.19)$$

Obrázek 6.2.: Fázorový zápis symetrického pěti fázového systému

V případě pěti fázového systému ovšem neplatí, že by sdružená napětí mezi dvěma různými fázemi měla vždy stejnou velikost, jako tomu je v systému třífázovém. Zde se velikost sdruženého napětí liší v závislosti na tom, zda se jedná o fáze sobě přilehlé, či nikoliv[47]. Tato skutečnost je popsána rovnicemi 6.20 a 6.21

$$|\overline{U}_{S1}| = |\overline{U}_A - \overline{U}_B| = \dots = 1.1756 \cdot U_m \quad (6.20)$$

$$|\overline{U}_{S2}| = |\overline{U}_A - \overline{U}_C| = \dots = 1.9021 \cdot U_m \quad (6.21)$$

Při vypracovávání návrhu stroje v rámci této práce je pro výpočet fázového napětí využíván vztah 6.21.

7. Volba hlavních parametrů motoru

Parametry motoru jsou voleny v závislosti na jeho aplikaci. V této kapitole je popsána volba cílové aplikace a postup určení hlavních parametrů motoru.

7.1. Volba cílové aplikace

Cílová aplikace navrhovaného motoru byla zvolena nahrazení spalovacího motoru rodinného vozu Škoda Fabia TSI 1.2 81kW. Tato aplikace byla zvolena s přihlédnutím k limitovanému dojezdu elektromobilů, což v případě městského, či mezi městského provozu není problém. Dalším důvodem volby typu vozu určeného pro městský provoz je absence výfukových plynů, což umožňuje udržování vyšší kvality ovzduší v městských zástavbách. Důležitým faktorem je i porovnání ceny provozu s vozem využívajícím konvenční spalovací motor. Porovnání provedené v [48] ukazuje, že provoz elektromobilu může být dražší, než provoz vozu se spalovacím motorem. Tato porovnávání jsou ovšem velmi komplexním problémem, závislá na mnoha faktorech mnohdy neovlivnitelných vlastníkem vozu a nemůžeme tedy univerzálně tvrdit, že provoz elektromobilu je levnější nebo dražší, než provoz vozu se spalovacím motorem.

7.2. Volba maximálního a jmenovitého mechanického výkonu motoru

Návrh motoru je upravován tak, aby dosahoval maximálního výkonu alespoň $P_{\text{Max}} = 81 \text{ kW}$ stejně jako motor vozu Škoda Fabia TSI 1.2 81kW. Volba jmenovitého výkonu motoru vozu je pak zvolena na základě zkušebního cyklu WLTP.

7.2.1. WLTP

Test WLTP (Worldwide Harmonized Light Vehicles Test Procedure) je v zemích EU používán pro zjišťování emisí vozů se spalovacím motorem při standardizovaném jízdním cyklu sestaveném na základě sledování chování řidičů. Data jízdního cyklu jsou využita pro volbu jmenovitého výkonu.

Doba cyklu	30 min
Doba stání	13 %
Ujetá vzdálenost	23.25 km
v_{AVG}	$46.5 \frac{\text{km}}{\text{h}}$
v_{Max}	$131 \frac{\text{km}}{\text{h}}$
P_{AVG}	7.5 kW
P_{Max}	47 kW

Tabulka 7.1.: Jízdní cyklus využívaný pro test WLTP[49]

7. Volba hlavních parametrů motoru

V tabulce 7.1 jsou uvedeny hodnoty průměrného P_{AVG} a maximálního P_{Max} výkonu, kterých vůz při testování dosahuje. Po konzultaci s konzultantem a vedoucím práce byl jmenovitý výkon motoru zvolen $P_{Mech} = 30 \text{ kW}$ s ohledem na udržení přetížitelnosti stroje $\frac{P_{Max}}{P_{Mech}} \approx 3$.

7.3. Volba jmenovitých a určení maximálních otáček motoru

Jmenovité otáčky motoru byly po konzultaci s konzultantem a vedoucím práce zvoleny $n_s = 3000 \frac{\text{ot}}{\text{min}}$ a průměrná rychlost vozu uvažováním WLTP cyklu $v_{EV} = 70 \frac{\text{km}}{\text{h}}$. Dále je uvažováno kolo vozu DIONE 16" o celkovém průměru $d_K = 60 \text{ cm}$. Na základě těchto údajů je určen převod jednostupňové převodovky a následně velikost maximálních otáček stroje

$$\begin{aligned}o_K &= \pi \cdot d_K = 1.885 \text{ m} \\n_K &= \frac{v_{EV} \cdot 1000}{60 \cdot o_K} = 619 \frac{\text{ot}}{\text{min}} \\p_{Převodovka} &= \frac{n_s}{n_K} \doteq 4.84[-]\end{aligned}$$

Vůz Škoda Fabia TSI 1.2 81kW dosahuje maximální rychlost $v_{AutoMax} = 196 \frac{\text{km}}{\text{h}}$. Na základě této hodnoty jsou určeny maximální otáčky motoru

$$\begin{aligned}n_{KMax} &= \frac{v_{AutoMax} \cdot 1000}{60 \cdot o_K} = 1733 \frac{\text{ot}}{\text{min}} \\n_{sMax} &= p_{Převodovka} \cdot n_{KMax} \doteq 8400 \frac{\text{ot}}{\text{min}}\end{aligned}$$

Při určování maximálních otáček motoru je přihlédnuto k parametrům motoru YASA P400. Dle datasheetu jsou maximální otáčky tohoto modelu $n_{YASA} = 8000 \frac{\text{ot}}{\text{min}}$. Motory v axiálním provedení mají velký průměr a tudíž není vhodné je navrhovat jako vysokootáčkové, neboť by mohly nastat problémy vlivem odstředivých sil působících na stroj. Vypočtená hodnota maximálních otáček $n_{sMax} = 8400 \frac{\text{ot}}{\text{min}}$ není příliš rozdílná od velikosti maximálních otáček motoru YASA P400 a je s ní tudíž v návrhu dále počítáno.

7. Volba hlavních parametrů motoru

7.4. Volba jmenovitého napětí U_N

Na základě provedené rešerše napěťových hladin baterií a motorů elektromobilů uvedené v příloze A bylo zvoleno jmenovité napětí $U_N = 360$ V. Tato hodnota je shodná s jmenovitým napětím motoru a baterie vozu NISSAN Leaf[16], který je svým typem velmi blízký vozu Škoda Fabia TSI 1.2 81kW.

7.5. Volba počtu fází stroje

Vzhledem k povaze zadání je vyloučena možnost třífázového provedení motoru. Z důvodu této limitace bylo rozhodováno mezi pěti a šesti fázovým strojem. Pro obě verze existují argumenty proč by byla tato verze vhodnější. Pro šesti fázové provedení vyšší odolnost vůči poruchám a možnost využití běžně dostupných tří fázových měničů, pro pětifázové provedení, v případě indukčních strojů dle [50], lepší vlastnosti při náhlých změnách rychlosti/zátěžného momentu. Po konzultaci s vedoucím práce bylo zvoleno stroj navrhnout jako pětifázový.

7.6. Volba topologie stroje

Navrhovaný stroj je inspirován motorem YASA P400. Tento model je určen pro obecné využití v elektromobilitě a skládá se z jednoho zubového/jádrového statoru a dvou rotorů[39]. Topologie navrhovaného stroje v rámci této práce je zvolená shodná a z důvodu absence statorového jha jsou rotory nastaveny do topologie NS.

8. Analytický návrh stroje

Elektromotory jsou z hlediska základních funkčních principů velmi jednoduchými zařízeními, avšak z hlediska návrhu se jedná o komplexní disciplínu skládající se z elektromagnetické, tepelné a mechanické části výpočtu. V této kapitole je popsán proces elektromagnetického návrhu stroje s hlavními parametry stanovenými v kapitole 7.

Název	Symbol	Velikost
Mechanický výkon	P_{Mech}	30 kW
Jmenovité otáčky	n_S	$3000 \frac{\text{ot}}{\text{min}}$
Jmenovité napětí	U_N	360 V
Počet fází	m	5 [-]

Tabulka 8.1.: Hlavní parametry stroje

8.1. Výpočtářské parametry

Na začátku analytického výpočtu je nezbytné, kromě volby hlavních parametrů, též zvolit tzv. výpočtářské parametry. Jejich seznam a hodnoty jsou uvedeny v tabulce 8.2.

Název	Symbol	Velikost
Účinnost	η	98 %
Počet drážek	Q	10 [-]
Počet pól-párů	p	4 [-]
Účinitel	$\cos \varphi$	0.934 [-]
Indukce ve vzduch. mezeře	B_δ	0.95 T
Lin. proud. hustota	A	$30 \frac{\text{kA}}{\text{m}}$
Činitel elmot. síly	k_E	0.925 [-]
Poměr průměrů stroje	λ	$\frac{1}{\sqrt{3}}$ [-]

Tabulka 8.2.: Zvolené výpočtářské parametry

Účinnost η

Účinnost by bylo možné zařadit mezi hlavní parametry, avšak při provedeném návrhu byla během iterací její hodnota průběžně upravována a tudíž je zde považována za parametr výpočtářský. V porovnání s maximální účinností stroje YASA P400 $\eta_{P400} = 96 \%$ se jedná o relativně vysokou hodnotu a provozní teplota stroje by tudíž mohla být nižší, než je při výpočtu uvažováno, což by způsobilo změnu velikostí parametrů v porovnání s velikostmi při výpočtu uvažovanými. Při návrhu je s touto hodnotou počítáno z důvodu ostatních parametrů způsobujících její vysokou hodnotu.

8. Analytický návrh stroje

Počet drážek Q a pól-párů p

Počet drážek Q musí být celočíselným násobkem počtu fází m z důvodu zachování symetrie vinutí. Stator stroje je zubový a vinutí též. V případě zubového vinutí je s ohledem na dosažení vhodné velikosti činitele vinutí k_v dodržováno $2 \cdot p \approx Q$.

Účinník $\cos \varphi$

Podobně jako účinnost by se účinník mohl řadit mezi hlavní parametry stroje. Při návrhu je s ním ovšem počítáno jako s parametrem výpočtářským, neboť jeho hodnota byla upravována za účelem dosažení vhodného tvaru fázorového diagramu.

Indukce ve vzduchové mezeře B_δ

Dle [51] se hodnota magnetické indukce ve vzduchové mezeře pro stroje s permanentními magnety pohybuje v rozmezí $B_\delta = 0.85 - 1.05$ T. Hodnota $B_\delta = 0.95$ T spadá do tohoto intervalu a v průběhu provedených výpočetních iterací se tato hodnota prokázala jako vhodně zvolená.

Lineární proudová hustota A

Dle [51] se hodnota lineární proudové hustoty pro stroje s permanentními magnety pohybuje v rozmezí $A = 35 - 65 \frac{\text{kA}}{\text{m}}$. Hodnota $A = 30 \frac{\text{kA}}{\text{m}}$ nespadá do tohoto intervalu, avšak byla takto zvolená vzhledem k jejímu vlivu na průměr stroje.

Činitel elektromotorické síly k_E

Činitel elektromotorické síly $k_E = \frac{U_i}{U_f}$ popisuje vztah velikostí indukovaného a fázového napětí. Stroj je navrhován jako motor a tudíž je jeho hodnota zvolená $k_E < 1$, přesná velikost byla iteračním procesem zjištěna z fázorového diagramu.

Poměr průměrů stroje λ

Na rozdíl od konvenčních radiálních strojů je v případě strojů axiálních poměr vnitřního a vnějšího průměru stroje $\lambda = \frac{D_i}{D_e}$ důležitým parametrem v průběhu výpočtu, neboť výrazně ovlivňuje výkonovou a momentovou hustotu stroje. V [52] je odvozena hodnota $\lambda = \frac{1}{\sqrt{3}}$ jako ideální poměr průměrů stroje a v rámci této práce je s ní počítáno. Dle [53] však univerzální poměr λ neexistuje a v závislosti na aplikaci stroje existují různé optimální velikosti tohoto poměru.

8.2. Základní výpočty

Zvolené hlavní a výpočtářské parametry jsou využity pro provedení základních výpočtů

$$\text{Elek. činný výkon } P_{\text{Elek}} = \frac{P_{\text{Mech}}}{\eta} = 30.62 \text{ kW} \quad (8.1)$$

$$\text{Zdánlivý výkon } S = \frac{P_{\text{Elek}}}{\cos \varphi} = 32.79 \text{ kVA} \quad (8.2)$$

$$\text{Fázové napětí } U_f = \frac{U_N}{2 \cdot \sin\left(\frac{2 \cdot \pi}{m}\right)} = 189.26 \text{ V} \quad (8.3)$$

$$\text{Indukované napětí } U_i = k_E \cdot U_f = 175.07 \text{ V} \quad (8.4)$$

$$\text{Fázový proud } I_f = \frac{S}{m \cdot U_f} = 34.65 \text{ A} \quad (8.5)$$

$$\text{Jmenovitá frekvence } f = \frac{n_s \cdot p}{60} = 200 \text{ Hz} \quad (8.6)$$

$$\text{Maximální frekvence } f_{\text{Max}} = \frac{n_{s\text{Max}} \cdot p}{60} = 560 \text{ Hz} \quad (8.7)$$

$$\text{Počet drážek na pól a fázi } q = \frac{Q}{2 \cdot p \cdot m} = \frac{q_0}{c} = \frac{1}{4} [-] \quad (8.8)$$

$$(8.9)$$

8.3. Návrh vinutí

Činitel vinutí má nezanedbatelný vliv na hlavní rozměry stroje a proto je nutné nejprve provést návrh vinutí. Vinutí je provedeno jako dvouvrstvé, zubové a v této části textu jsou uvedeny výpočty vinutí, Tingleyho schéma a výpočet činitele rozptylové indukčnosti užitím Göergesova obrazce.

Základní výpočet vinutí

$$\text{Přední cívkový krok } y_{1d} = 1 \text{ Drážka} \quad (8.10)$$

$$\text{Počet vrstev vinutí } 2u = 2 \text{ Vrstvy} \quad (8.11)$$

$$\text{Pólová rozteč } t_{pd} = \frac{Q}{2 \cdot p} = 1.25 \text{ Drážek} \quad (8.12)$$

$$\text{Zkrácení kroku } \beta = \frac{y_{1d}}{t_{pd}} = 0.8 [-] \quad (8.13)$$

$$\text{Přední cívkový krok } y_1 = 2u \cdot y_{1d} + 1 = 3 \text{ Cívk. stran} \quad (8.14)$$

$$\text{Činitel kroku } k_r = \sin\left(\beta \cdot \frac{\pi}{2}\right) = 0.9511 [-] \quad (8.15)$$

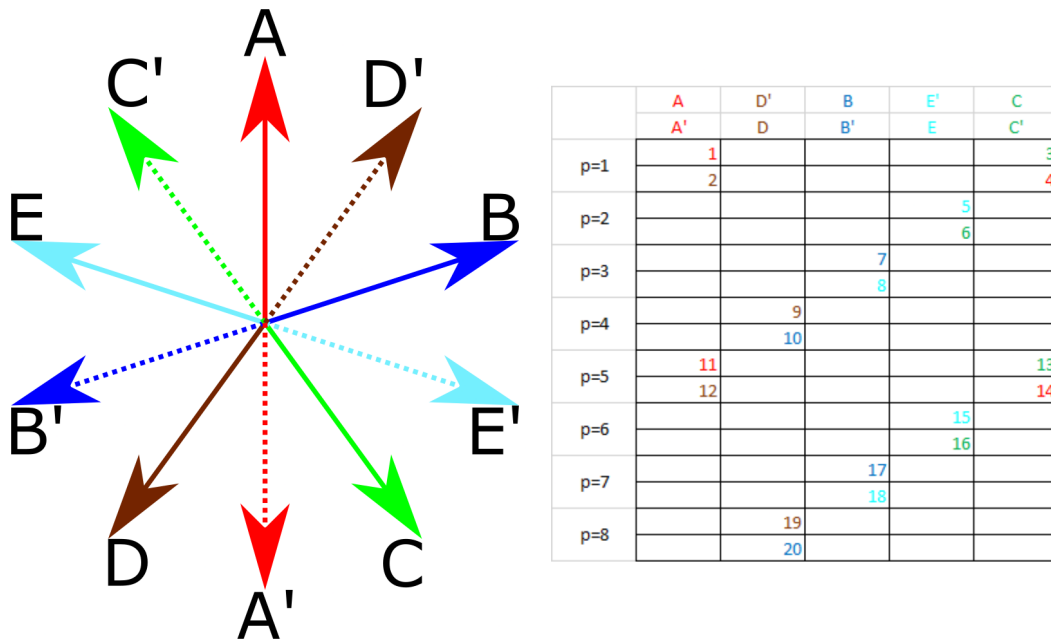
$$\text{Činitel rozlohy } k_y = \frac{\sin\left(\frac{\pi}{2 \cdot m}\right)}{q_0 \cdot \sin\left(\frac{\pi}{2 \cdot m \cdot q_0}\right)} = 1 [-] \quad (8.16)$$

$$\text{Činitel vinutí } k_v = k_r \cdot k_y = 0.9511 [-] \quad (8.17)$$

Tingleyho schéma

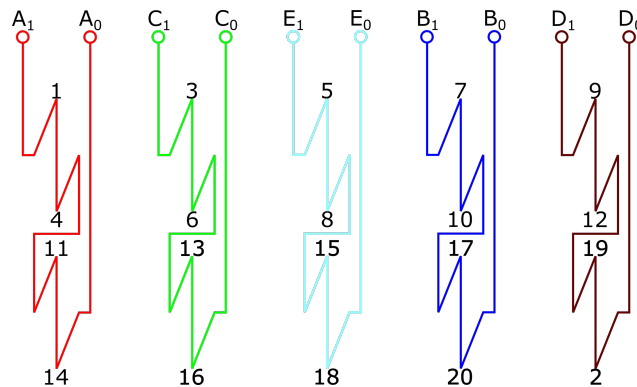
Tingleyho schéma je přehledný tabulkový zápis rozložení vinutí ve stroji. Tabulka má počet sloupců $s = q_0 \cdot m$, řádků $r = 2 \cdot p$ a vyplňuje se každá c -tá buňka.

8. Analytický návrh stroje



Obrázek 8.1.: Fázorová hvězdice a Tingleyho schéma

Posledním krokem při návrhu provedení vinutí je rozhodnutí, zda je provést jako sériové/série-paralelní/paralelní. Toto rozhodnutí je provedeno na základě analýzy sestaveného Tingleyho schématu na obrázku 8.1. Je patrné, že vinutí nacházející se pod póly stroje $p = 1 - 4$ má z elektrického hlediska polohu shodnou s vinutím pod póly $p = 5 - 8$. Na základě tohoto pozorování by bylo možné vinutí provést jako paralelní $a_{AC} = 2$. Při výpočtu však bylo zvoleno vinutí provést jako sériové $a_{AC} = 1$ s cílem minimalizovat axiální délku stroje. Zapojení vinutí ve stroji je zobrazeno na obrázku 8.2.



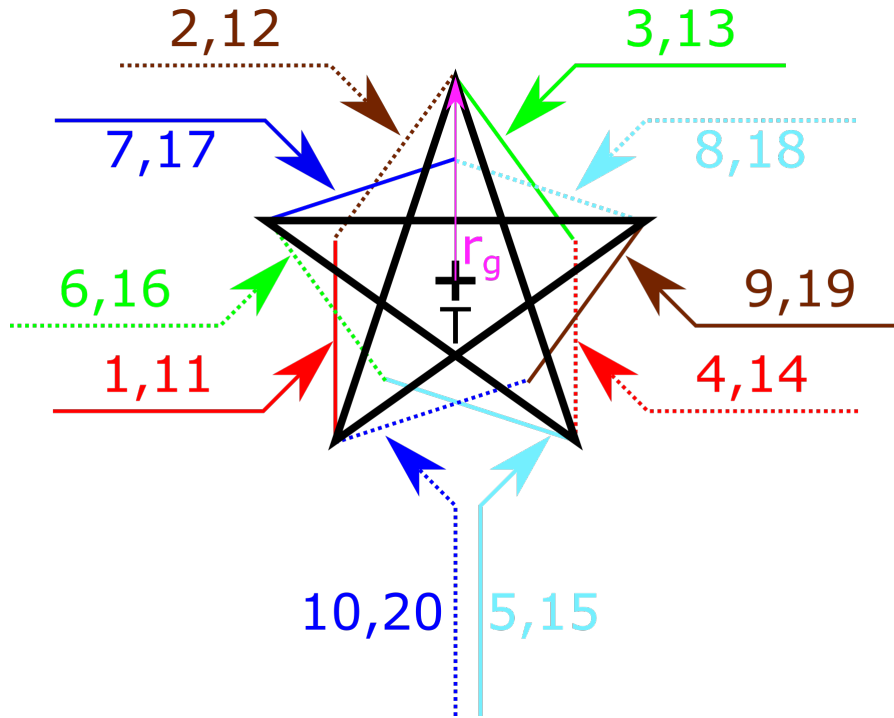
Obrázek 8.2.: Zapojení vinutí ve stroji

Göergesův obrazec

Göergesův obrazec vzniká sečtením magnetických napětí jednotlivých cívkových stran. Velikosti fázorů všech fází jsou stejné, avšak liší se úhlem natočení. Vinutí je $2u = 2$

8. Analytický návrh stroje

dvouvrstvé a výsledné magnetické napětí jedné drážky je součtem cívkových stran v drážce umístěných. Göergesův obrazec navrhovaného stroje je zobrazen na obrázku 8.3 a stejně, jako v případě Tingleyho schématu, je vidět možnost provedení vinutí jako paralelního, neboť výsledný černý Göergesův obrazec se dvakrát opakuje. Alternativně je možné Göergesův obrazec sestavit přímo z Tingleyho schématu nahrazením čísla cívkové strany v buňce jejím příslušným fázorem a matici následně zobrazit.



Obrázek 8.3.: Göergesův obrazec

Užitím obrazce je možné zjistit činitel diferenčního rozptylu vinutí. Na obrázku 8.3 růžový poloměr r_g s počátkem v těžišti T a koncem ve vrcholu obrazce představuje poloměr celkového magnetického napětí ve vzduchové mezeře. Z jeho velikosti a velikosti poloměru hlavní harmonické stroje získáváme činitel diferenčního rozptylu, který reprezentuje poměrné množství energie obsažené ve vyšších harmonických složkách v porovnání s hlavní harmonickou.

$$\text{Poloměr celk. mag. napětí } r_g = 0.5 \text{ p.u.} \quad (8.18)$$

$$\text{Poloměr mag. napětí hlavní harmonické } r_{1g} = \frac{m}{\pi} \cdot k_v \cdot q = 0.3784 \text{ p.u.} \quad (8.19)$$

$$\text{Činitel dif. rozptylu } \tau_{\text{dif}} = \frac{r_g^2 - r_{1g}^2}{r_{1g}^2} = 0.7457 \text{ p.u.} \quad (8.20)$$

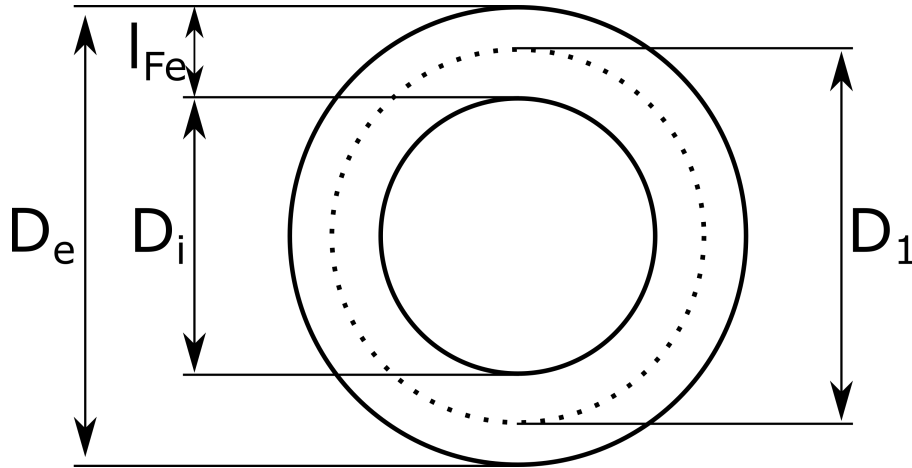
8.4. Výkonová rovnice a určení hlavních rozměrů stroje

Výkonová rovnice stroje má obecný tvar

$$S = CD_1^2 l_{\text{Fe}} n_s \left[\text{VA}; \frac{\text{VA}}{\text{m}^3 \cdot \frac{\text{ot}}{\text{min}}}, \text{m}^2, \text{m}, \frac{\text{ot}}{\text{min}} \right] \quad (8.21)$$

8. Analytický návrh stroje

kde S je zdánlivý výkon, C je Essonův činitel, D_i je vnitřní průměr stroje, l_{Fe} je aktivní délka stroje protékaná magnetickým tokem a n_s jsou synchronní otáčky stroje. Tato rovnice platí obecně pro jakýkoliv točivý stroj, avšak pro stroje jiné, než radiální, je nutné provést několik úprav za účelem možnosti praktičtějšího použití. V případě AFPM je průměr vrtání D_i nahrazován středním průměrem stroje D_1 a dále jsou prováděny úpravy tak, aby výkonová rovnice byla závislá na poměru λ a vnějším průměru stroje D_e . Hlavní rozměry stroje jsou zobrazeny na obrázku 8.4.



Obrázek 8.4.: Hlavní rozměry stroje

Střední průměr D_1 je vyjádřen následovně

$$D_1 = \frac{D_e + D_i}{2} = \frac{D_e + D_e \cdot \lambda}{2} = D_e \cdot \frac{1 + \lambda}{2} \quad (8.22)$$

aktivní délka stroje l_{Fe} odpovídá

$$l_{Fe} = \frac{D_e - D_i}{2} = \frac{D_e - \lambda \cdot D_e}{2} = D_e \cdot \frac{(1 - \lambda)}{2} \quad (8.23)$$

a dosazením 8.23, 8.22 do 8.21 dostáváme

$$S = CD_1^2 l_{Fe} n_s \quad (8.24)$$

$$S = CD_e^2 \cdot \frac{(1 + \lambda)^2}{4} D_e \cdot \frac{(1 - \lambda)}{2} n_s \quad (8.25)$$

$$S = CD_e^3 \frac{(1 + \lambda)^2 (1 - \lambda)}{8} n_s \quad (8.26)$$

$$D_e = \sqrt[3]{\frac{8S}{C(1 + \lambda)^2 (1 - \lambda) n_s}} \quad (8.27)$$

Při výpočtu je uvažováno sinusové rozložení magnetického pole ve vzduchové mezeře. V takovém případě platí

$$C_{\text{Odhad}} = \frac{\pi^2}{60 \cdot \sqrt{2}} AB_\delta k_v = 3152 \frac{\text{VA}}{\text{m}^3 \cdot \frac{\text{ot}}{\text{min}}} \quad (8.28)$$

8. Analytický návrh stroje

a dosazením 8.28 do 8.27 získáváme velikost vnějšího průměru stroje společně s ostatními hlavními rozměry stroje. Hodnota Essonova činitele C_{Odhad} je hodnotou orientační a poději ve výpočtu je její velikost ověřována.

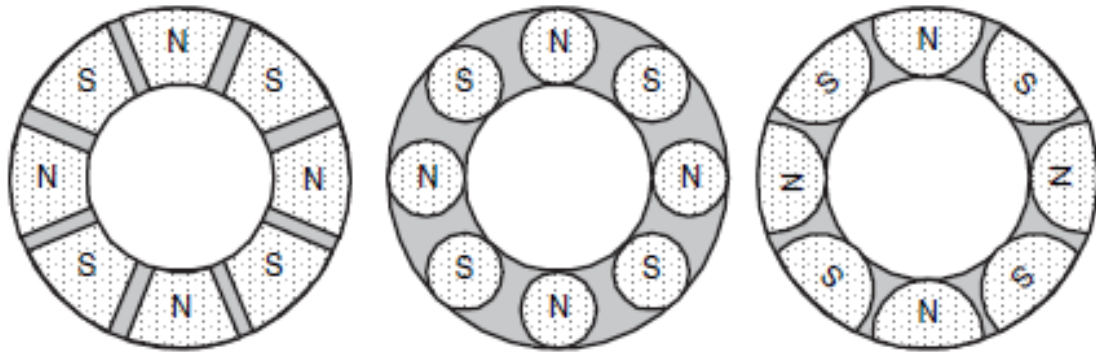
$$D_e = 298 \text{ mm} \quad (8.29)$$

$$D_i = D_e \cdot \lambda = 172 \text{ mm} \quad (8.30)$$

$$l_{\text{Fe}} = \frac{D_e - D_i}{2} = 62.9 \text{ mm} \quad (8.31)$$

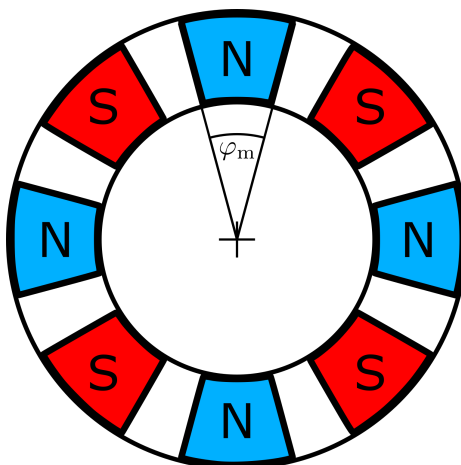
8.5. Návrh permanentních magnetů

Magnety na rotoru AFPM mohou mít různé tvary



Obrázek 8.5.: Různé tvary magnetů[32]

Tvar magnetu byl zvolen mezikruhová výseč, která je velmi blízká prvnímu tvaru z obrázku 8.5 při výrazném zjednodušení výpočtu rozměrů magnetu.



Obrázek 8.6.: Zvolený tvar magnetu

Typ magnetu byl zvolen N42UH od výrobce Arnold Magnetics, který má při uvažované

8. Analytický návrh stroje

pracovní teplotě magnetu $T_{\text{Mag}} = 80\text{ }^{\circ}\text{C}$ následující parametry

$$\text{Remanentní indukce } B_r = 1.215\text{ T} \quad (8.32)$$

$$\text{Koercitivní intenzita mag. pole } H_c = 927.145 \frac{\text{kA}}{\text{m}} \quad (8.33)$$

a pracovní bod magnetu byl zvolen

$$\text{Zvolená prac. indukce magnetu } B_m = B_\delta = 0.95\text{ T} \quad (8.34)$$

$$\text{Intenzita mag. pole magnetu v pracovním bodě } H_m = H_c \left(1 - \frac{B_m}{B_r}\right) = 202.22 \frac{\text{kA}}{\text{m}} \quad (8.35)$$

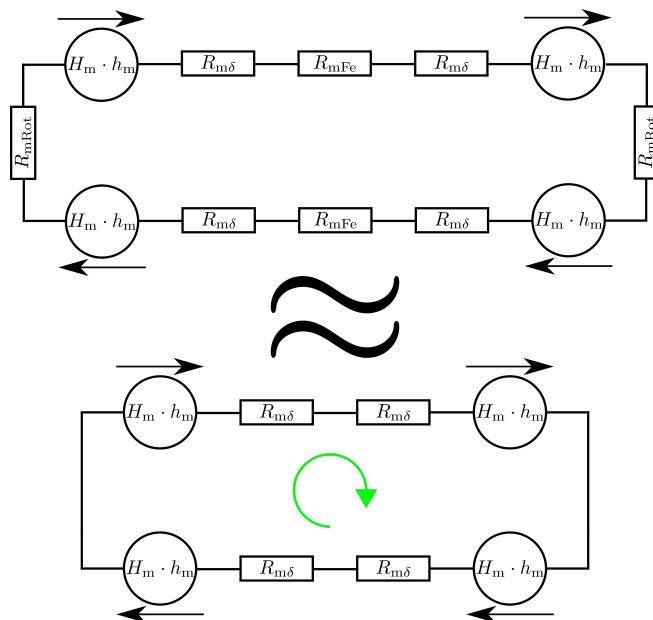
Dále je nutné určit velikost vzduchové mezery. Existují různé empirické vztahy pro tento účel, avšak její velikost byla určena s ohledem na dosažení požadovaného výkonu stroje.

$$\text{Vzduchová mezera } \delta = 2\text{ mm} \quad (8.36)$$

Pro výpočet rozměrů magnetu je ještě nutné znát intenzitu mag. pole ve vzduchové mezeře H_δ

$$H_\delta = \frac{B_\delta}{\mu_0} = 756 \frac{\text{kA}}{\text{m}} \quad (8.37)$$

a z náhradního magnetického obvodu zobrazeném na obrázku 8.7 lze užitím prvního Ampérova zákona určit výšku permanentních magnetů h_m



Obrázek 8.7.: Kompletní a zjednodušené náhradní schéma magnetického obvodu stroje

$$4H_m h_m = 4H_\delta \delta \quad (8.38)$$

$$h_m = \frac{H_\delta}{H_m} \delta = 7.48\text{ mm} \quad (8.39)$$

8. Analytický návrh stroje

Plocha a úhlová rozteč magnetu je určena z magnetického toku a voleného činitele rozptylu magnetu

$$\text{Pólová rozteč } t_p = \frac{\pi D_1}{2p} = 92.2 \text{ mm} \quad (8.40)$$

$$\text{Magnetický tok stroje } \Phi = \frac{2}{\pi} B_\delta t_p l_{\text{Fe}} = 3.51 \text{ mWb} \quad (8.41)$$

$$\text{Rozptyl magnetu } k_\sigma = 7 \% \quad (8.42)$$

$$\text{Magnetický tok magnetu } \Phi_m = \Phi (1 + k_\sigma) = 3.75 \text{ mWb} \quad (8.43)$$

$$\text{Plocha magnetu } s_m = \frac{\Phi_m}{B_m} = 39.50 \text{ cm}^2 \quad (8.44)$$

$$\text{Úhlová rozteč magnetu } \varphi_m = 2 \frac{s_m}{\left(\frac{D_e}{2}\right)^2 - \left(\frac{D_i}{2}\right)^2} = 0.535 \text{ rad} = 30.65^\circ \quad (8.45)$$

8.6. Ověření velikosti lin. proudové hustoty A a Essonova činitele C

Po určení hlavních rozměrů stroje je možné provést zpětný kontrolní výpočet výpočtářských parametrů.

$$\text{Počet závitů v sérii } N_{\text{Serie}} = \frac{U_i}{4.44 \Phi k_v f} \doteq 60 \text{ Závitů} \quad (8.46)$$

$$\text{Ověření lin. proud. hustoty } A_{\text{skut}} = \frac{2m I_f N_{\text{Serie}}}{\pi D_1} = 28.19 \frac{\text{kA}}{\text{m}} \quad (8.47)$$

$$\text{Skutečný Essonův činitel } C_{\text{skut}} = \frac{\pi^2}{60 \cdot \sqrt{2}} A_{\text{skut}} B_\delta k_v = 2962.32 \frac{\text{VA}}{\text{m}^3 \cdot \frac{\text{ot}}{\text{min}}} \quad (8.48)$$

Hodnoty skutečné velikosti lin. proud. hustoty A_{skut} a Essonova činitele C_{skut} jsou velmi blízké hodnotám na počátku návrhu zvoleným $\left(A = 30 \frac{\text{kA}}{\text{m}}, C_{\text{Odhad}} = 3152 \frac{\text{VA}}{\text{m}^3 \cdot \frac{\text{ot}}{\text{min}}} \right)$ z čehož můžeme usuzovat správnost postupu návrhu a má smysl pokračovat. V případě výrazného rozdílu mezi volenými a vypočtenými hodnotami by bylo nezbytné volené hodnoty upravit a výpočet od začátku zopakovat.

8.7. Návrh vodiče

Dalším krokem návrhu je navrhnout vhodné rozměry vodiče stroje.

$$\text{Zvolená proudová hustota } J = 5 \frac{\text{A}}{\text{mm}^2} \quad (8.49)$$

$$\text{Průřez vodiče } S_{\text{Vodič}} = \frac{I_f}{J} = 6.93 \text{ mm}^2 \quad (8.50)$$

8. Analytický návrh stroje

Pro provedení vinutí je zvolen vodič obdélníkového průřezu z normy ČSN 42 8308-1959

$$\text{Výška vodiče } h_{\text{Vodič}} = 0.8 \text{ mm} \quad (8.51)$$

$$\text{Šířka vodiče } w_{\text{Vodič}} = 9.46 \text{ mm} \quad (8.52)$$

$$\text{Plocha vodiče } S_{\text{Cu}} = 7.568 \text{ mm}^2 \quad (8.53)$$

$$\text{Skutečná proud. hustota } J_{\text{skut}} = \frac{I_f}{S_{\text{Cu}}} = 4.58 \frac{\text{A}}{\text{mm}^2} \quad (8.54)$$

$$\text{Tloušťka izolace } t_{\text{Izo}} = 0.5 \text{ mm} \quad (8.55)$$

$$\text{Celk. výška vodiče } h_{\text{IzoVodič}} = h_{\text{Vodič}} + t_{\text{Izo}} = 1.3 \text{ mm} \quad (8.56)$$

$$\text{Celk. šířka vodiče } w_{\text{IzoVodič}} = w_{\text{Vodič}} + t_{\text{Izo}} = 9.96 \text{ mm} \quad (8.57)$$

Při znalosti počtu závitů v sérii jedné fáze N_{Serie} , výšce izolovaného vodiče $h_{\text{IzoVodič}}$, počtu drážek na fázi $Q_{1f} = \frac{Q}{m} = 2$ a počtu paralelních větví $a_{\text{AC}} = 1$ můžeme určit hloubku drážky h_{d3} (obrázek 8.8).



Obrázek 8.8.: Hloubka drážky

Každé fázi náleží Q_{1f} drážek/zubů, celkově je v sérii N_{Serie} závitů a proto musí být na každém zubu navinuto $N_{\text{Zub}} = \frac{N_{\text{Serie}}}{Q_{1f}} = 30$ závitů a tudíž

$$h_{\text{d3}} = N_{\text{Zub}} h_{\text{IzoVodič}} = 39 \text{ mm} \quad (8.58)$$

8.8. Návrh zubu statoru

V případě strojů, kde se drážková a pólová rozteč velikostně výrazně liší $t_d \ll t_p$ je šířka zubu určována z magnetického toku procházejícího drážkovou roztečí. Tento předpoklad pro zubová vinutí neplatí z důvodu $t_d \approx t_p$ a magnetický tok zubem je určen

$$\Phi_{\text{Zub}} = \Phi k_v = 3.34 \text{ mWb} \quad (8.59)$$

Zvolením magnetické indukce v zubu $B_{\text{Zub}} = 1.6 \text{ T}$ je určena plocha zubu

$$s_{\text{ZubFe}} = \frac{\Phi_{\text{Zub}}}{B_{\text{Zub}}} = 20.85 \text{ cm}^2 \quad (8.60)$$

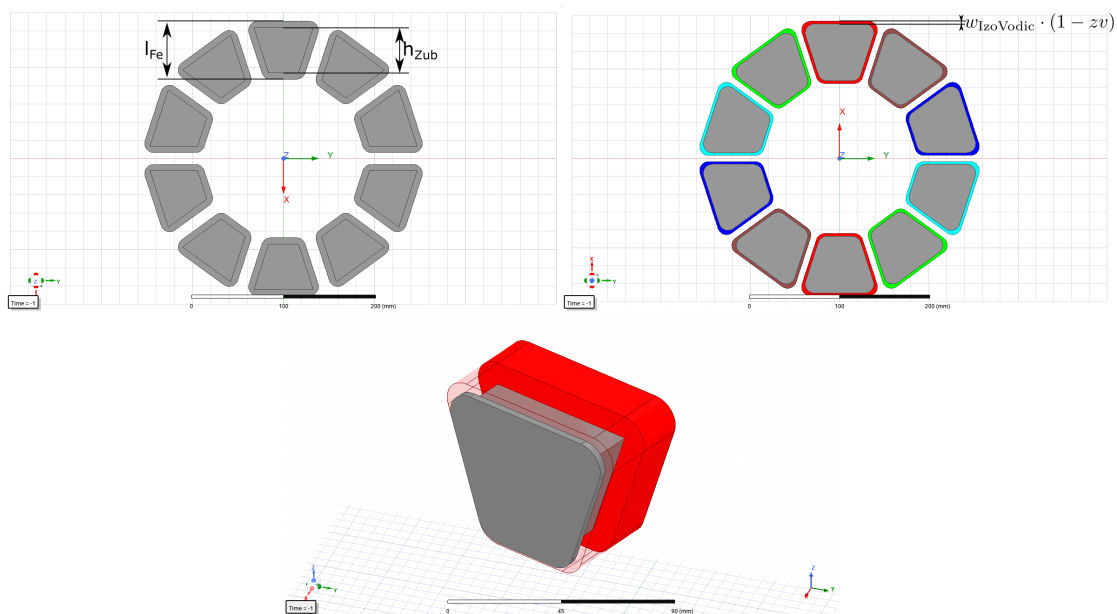
8. Analytický návrh stroje

Zub statoru je skládán z vzájemně izolovaných plechů a vypočtená plocha s_{ZubFe} je plochou aktivního železa. Celková plocha zubu vlivem činitele plnění k_{Fe} je

$$k_{Fe} = 0.95 [-] \quad (8.61)$$

$$s_{ZubMech} = \frac{s_{ZubFe}}{k_{Fe}} = 21.94 \text{ cm}^2 \quad (8.62)$$

Tvar zubu je zvolen lichoběžníkový, což umožňuje obdélníkový tvar drážky.



Obrázek 8.9.: Tvar statoru

Na obrázku 8.9 je zobrazen tvar statoru stroje. Na zub je nutné přidat nástavec s účelem mechanické ochrany a uchycení vinutí a snížení rozptylových indukčností. Na základě zobrazených rozměrů je určena výška lichoběžníkového zubu h_{Zub} .

$$\text{Poměrné zakrytí vinutí } zv = 70 \% \quad (8.63)$$

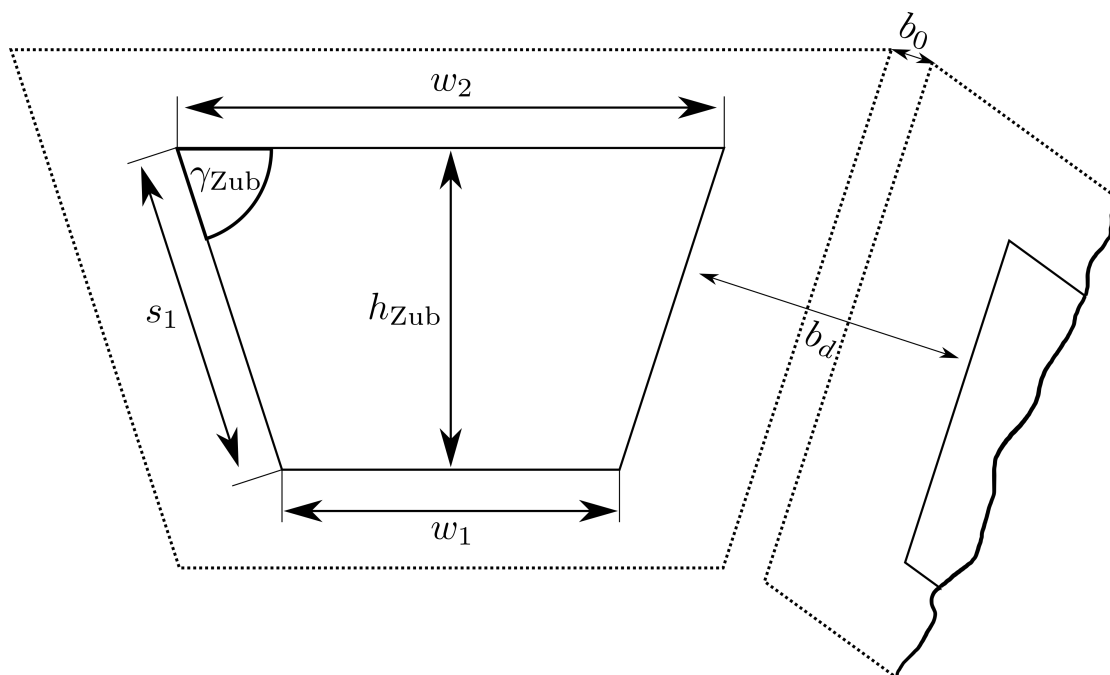
$$\text{Přesah přes nástavec } p_v = w_{IzoVodic} \cdot (1 - zv) \doteq 3 \text{ mm} \quad (8.64)$$

$$\text{Zakryté vinutí } z_v = w_{IzoVodic} \cdot zv \doteq 7 \text{ mm} \quad (8.65)$$

$$\text{Výška zubu } h_{Zub} = l_{Fe} - 2z_v = 48.95 \text{ mm} \quad (8.66)$$

Užitím vzorců popisující pravidelné polygony jsou dopočítány konkrétní rozměry zubu, šířka drážky a šířka otevření drážky.

8. Analytický návrh stroje



Obrázek 8.10.: Rozměry zubu, šířka drážky a šířka otevření drážky

$$\gamma_{Zub} = \frac{(Q-2) \cdot 180}{Q} = 72^\circ \quad (8.67)$$

$$s_1 = \frac{h_{Zub}}{\sin \gamma_{Zub}} = 51.48 \text{ mm} \quad (8.68)$$

$$w_1 = \frac{s_{ZubMech}}{h_{Zub}} - s_1 \cos \gamma_{Zub} = 28.91 \text{ mm} \quad (8.69)$$

$$w_2 = 2s_1 \cos \gamma_{Zub} + w_1 = 60.73 \text{ mm} \quad (8.70)$$

$$r_{in} = \frac{D_i}{2} + z_v = 92.89 \text{ mm} \quad (8.71)$$

$$s_{Poly} = 2r_{in} \tan \frac{180^\circ}{Q} = 60.37 \text{ mm} \quad (8.72)$$

$$x = \frac{s_{Poly} - w_1}{2} = 15.73 \text{ mm} \quad (8.73)$$

$$b_d = \sqrt{2x^2 (1 - \cos 2\gamma_{Zub})} = 29.92 \text{ mm} \quad (8.74)$$

$$b_0 = b_d - 2w_{IzoVodic} = 15.97 \text{ mm} \quad (8.75)$$

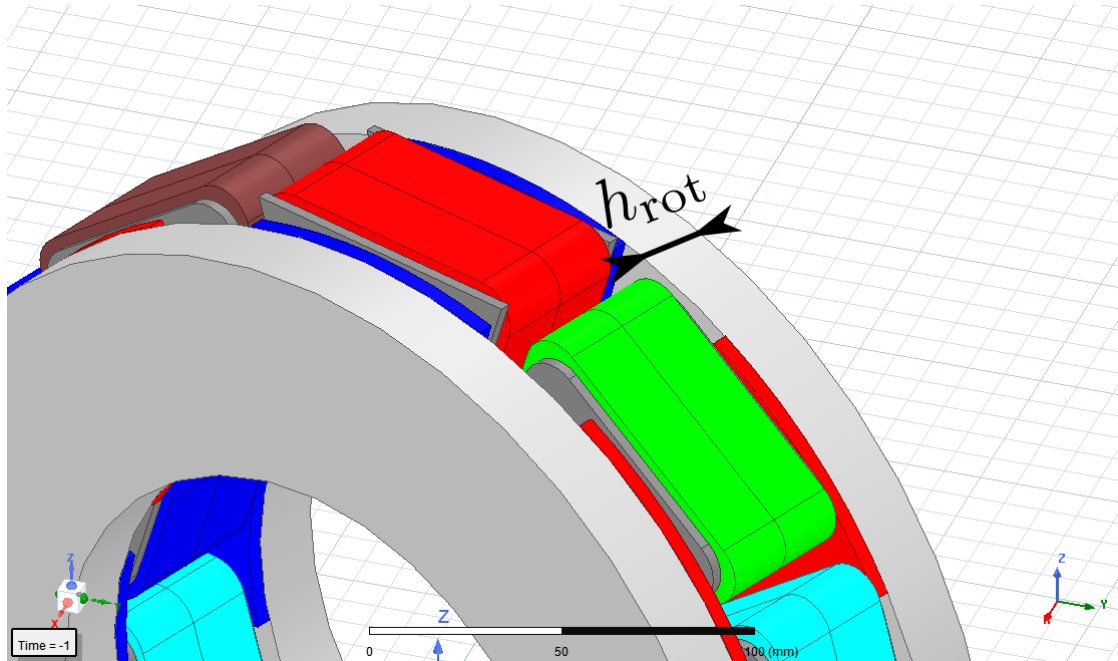
8. Analytický návrh stroje

8.9. Návrh disku rotoru

Disk rotoru má vnitřní a vnější průměr shodný se statorem. Hloubku rotoru získáme z magnetického toku stroje Φ a indukce v rotoru zvolené B_{rot}

$$B_{\text{rot}} = 1.4 \text{ T} \quad (8.76)$$

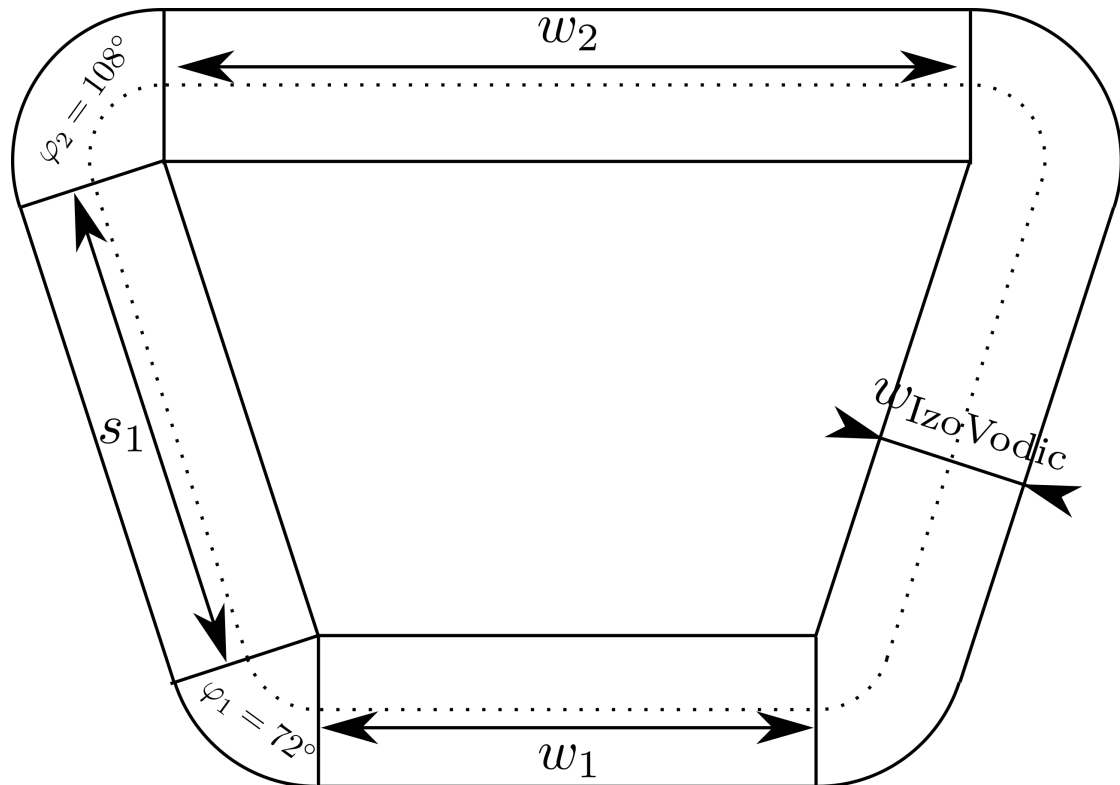
$$h_{\text{rot}} = \frac{\Phi}{2B_{\text{rot}}l_{\text{Fe}}} = 20.96 \text{ mm} \quad (8.77)$$



Obrázek 8.11.: Hloubka rotoru

8.10. Výpočet elektrického odporu

Při znalosti všech rozměrů stroje je možné provést výpočet elektrického odporu, který bude následně využit při sestavování fázorového diagramu a výpočtu momentové charakteristiky.



Obrázek 8.12.: Rozměry pro výpočet odporu

Pro vypočtení hodnoty odporu je nezbytné znát celkovou délku použitého vodiče ve fázi. Při výpočtech je uvažována střední délka závitu

$$\varphi_1 = 72^\circ = 1.25 \text{ rad} \quad (8.78)$$

$$\varphi_2 = 108^\circ = 1.89 \text{ rad} \quad (8.79)$$

$$l_{\text{závit}} = w_1 + w_2 + 2s_1 + w_{\text{IzoVodic}} (\varphi_1 + \varphi_2) = 22.39 \text{ cm} \quad (8.80)$$

a celková délka vodiče jedné fáze je

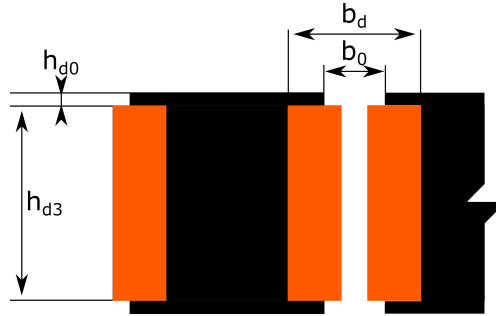
$$l_{1f} = N_{\text{Serie}} l_{\text{závit}} = 13.43 \text{ m} \quad (8.81)$$

Při uvažované pracovní teplotě vinutí $T = 150 \text{ C}^\circ$, odporovém teplotním součiniteli $\alpha_{\text{Cu}} = 0.00393 \frac{1}{\text{C}^\circ}$ a měrném odporovém součiniteli $\rho_{\text{Cu}20^\circ} = 0.0171 \mu\Omega \cdot \text{m}$ mědi je odpor vinutí jedné fáze R_a

$$R_a = \rho_{\text{Cu}} \frac{l_{1f}}{S_{\text{Cu}}} (1 + \alpha_{\text{Cu}} \Delta T) = 45.86 \text{ m}\Omega \quad (8.82)$$

8.11. Výpočet indukčností

Indukčnost synchronního stroje se odvíjí od rozměrů stroje a skládá se z hlavní magnetizační a rozptylové indukčnosti.



Obrázek 8.13.: Důležité rozměry pro výpočet indukčností stroje

Magnetizační indukčnost

Magnetizační indukčnost/indukčnost reakce kotvy je kvantitativní popis schopnosti statoru vytvářet magnetické pole. Na začátku výpočtu je určen Carterův činitel k_C , což je matematická reprezentace zakřivování magnetických siločar vlivem geometrie stroje.

$$\gamma = \frac{4}{\pi} \left[\frac{b_0}{2\delta} \arctan\left(\frac{b_0}{2\delta}\right) - \ln \sqrt{1 + \left(1 + \frac{b_0}{2\delta}\right)^2} \right] = 4.94 [-] \quad (8.83)$$

$$t_d = \frac{\pi D_1}{Q} = 7.38 \text{ cm} \quad (8.84)$$

$$k_C = \frac{t_d}{t_d - \gamma\delta} = 1.15 [-] \quad (8.85)$$

Carterův činitel je použit pro výpočty ekvivalentních délek vzduchových mezer v osách stroje d a q . Užitím tohoto koeficientu jsou siločáry "narovnány", což výrazně zjednodušuje další výpočty.

$$\check{\text{C}}\text{initel saturace } k_{\text{Sat}} = 1 [-] \quad (8.86)$$

$$\text{Relativní permeabilita magnetu } \mu_{\text{rPM}} = \frac{B_r}{H_c \mu_0} = 1.04 [-] \quad (8.87)$$

$$\text{Ekvi. délka vzduch. mezery v ose } d \delta_{\text{ekvD}} = \delta k_C k_{\text{Sat}} + \frac{h_m}{\mu_{\text{rPM}}} = 9.48 \text{ mm} \quad (8.88)$$

$$\text{Ekvi. délka vzduch. mezery v ose } q \delta_{\text{ekvQ}} = \delta k_C k_{\text{Sat}} + h_m = 9.79 \text{ mm} \quad (8.89)$$

$$(8.90)$$

Při analytickém výpočtu je zanedbán vliv sycení magnetického obvodu $k_{\text{Sat}} = 1$. Z důvodu $\delta_{\text{ekvD}} \approx \delta_{\text{ekvQ}}$ je dále ve výpočtu uvažováno $\delta_{\text{ekvQ}} = \delta_{\text{ekvD}}$. Se znalostí ekvivalentních délek vzduchových mezer je možné vypočítat velikost magnetizační indukčnosti L_{ad} .

$$L_{\text{ad}} = m \frac{\mu_0}{\pi} \left(\frac{N_{\text{serie}}}{p} \right)^2 \cdot \frac{\left(\frac{D_e}{2}\right)^2 - \left(\frac{D_i}{2}\right)^2}{2\delta_{\text{ekvD}}} = 0.32 \text{ mH} \quad (8.91)$$

8. Analytický návrh stroje

Rozptylová indukčnost

Rozptylová indukčnost L_σ reprezentuje množství energie obsaženého v magnetickém poli, které nekoná žádnou užitečnou práci a skládá se z indukčnosti diferenčního rozptylu

$$L_{\text{dif}} = L_{\text{ad}}\tau_{\text{dif}} = 0.24 \text{ mH} \quad (8.92)$$

rozptylové indukčnosti drážky

$$\lambda_{\text{d3}} = -0.227 \ln \frac{b_0}{b_{\text{d}}} - 0.0471 = 0.11 [-] \quad (8.93)$$

$$h_{\text{d0}} = 3 \text{ mm} \quad (8.94)$$

$$\lambda_{\text{d0}} = \frac{h_{\text{d0}}}{2b_0} = 0.09 [-] \quad (8.95)$$

$$l_{\text{d}} = \frac{l_{\text{Fe}}}{\sin \gamma_{\text{Zub}}} = 66 \text{ mm} \quad (8.96)$$

$$L_{\text{d}} = 2\mu_0 N_{\text{serie}}^2 \frac{l_{\text{d}}}{2pq} (\lambda_{\text{d3}} + \lambda_{\text{d0}}) = 0.06 \text{ mH} \quad (8.97)$$

$$(8.98)$$

rozptylové indukčnosti čel

$$\lambda_{\text{Čelo}} = \frac{b_{\text{d}} - b_0}{3h_{\text{d3}}} + 0.66 \left(\frac{h_{\text{d0}}}{h_{\text{d3}}} + 0.05 \right)^{0.465} + \frac{2}{\pi} \frac{\delta + h_{\text{m}}}{2\delta + 2h_{\text{m}} + h_{\text{d3}} + 2h_{\text{d0}}} = 0.47 [-] \quad (8.99)$$

$$L_{\text{Čelo}} = \mu_0 \frac{\lambda_{\text{Čelo}}}{pq} N_{\text{serie}}^2 \left(\frac{w_1 + w_2}{2} + b_{\text{d}} - b_0 \right) = 0.12 \text{ mH} \quad (8.100)$$

a rozptylové indukčnosti zakončení zubových nástavců

$$\lambda_{\text{ZZN}} = 5 \frac{\frac{\delta}{b_0}}{5 + 4 \frac{\delta}{b_0}} = 0.11 [-] \quad (8.101)$$

$$L_{\text{ZZN}} = 4 \frac{m}{Q} \mu_0 N_{\text{serie}}^2 \lambda_{\text{ZZN}} l_{\text{Fe}} = 0.06 \text{ mH} \quad (8.102)$$

Celková rozptylová indukčnost je

$$L_{\sigma 2D} = L_{\text{dif}} + L_{\text{d}} + L_{\text{ZZN}} = 0.36 \text{ mH} \quad (8.103)$$

$$L_{\sigma 3D} = L_{\text{dif}} + L_{\text{d}} + L_{\text{ZZN}} + L_{\text{Čelo}} = 0.49 \text{ mH} \quad (8.104)$$

Rozptylovou indukčnost je nutné rozlišovat na 2D a 3D, neboť rozptylovou indukčnost čel není možné ověřit zjednodušeným 2D MKP modelem.

Celková indukčnost stroje

Celková indukčnost stroje je součtem rozptylové a magnetizační indukčnosti

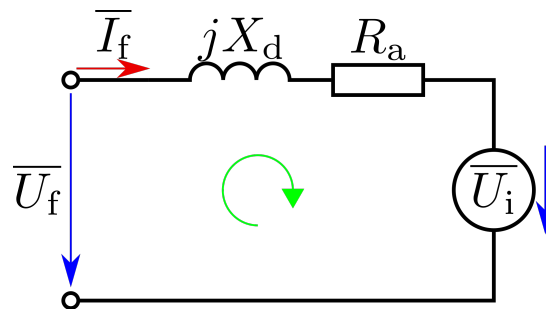
$$L_{\text{d2D}} = L_\sigma + L_{\text{ad}} = 0.68 \text{ mH} \quad (8.105)$$

$$L_{\text{d3D}} = k_{\text{K}} (L_{\text{d2D}} + L_{\text{Čelo}}) = 1.56 \text{ mH} \quad (8.106)$$

Kde člen k_{K} reprezentuje korekční činitel a jeho význam a postup určení je uveden v části 9.2.3 tohoto textu.

8.12. Fázorový diagram

Fázorovým diagramem jsou ověřovány na začátku výpočtu zvolený účinník $\cos \varphi$ a činitel elektromotorické síly k_E . V případě strojů s permanentními magnety je fázorový diagram konstruován tak, aby fázový proud statoru $I_f = \sqrt{I_d^2 + I_q^2}$ obsahoval pouze momentotvornou složku proudu $I_f = I_q$. Tímto předpokladem dosahujeme snížení velikosti proudu, což má za následek nižší Joulovy ztráty ve vinutí. Při konstrukci fázorového diagramu vycházíme z náhradního schématu stroje



Obrázek 8.14.: Náhradní schéma synchronního stroje

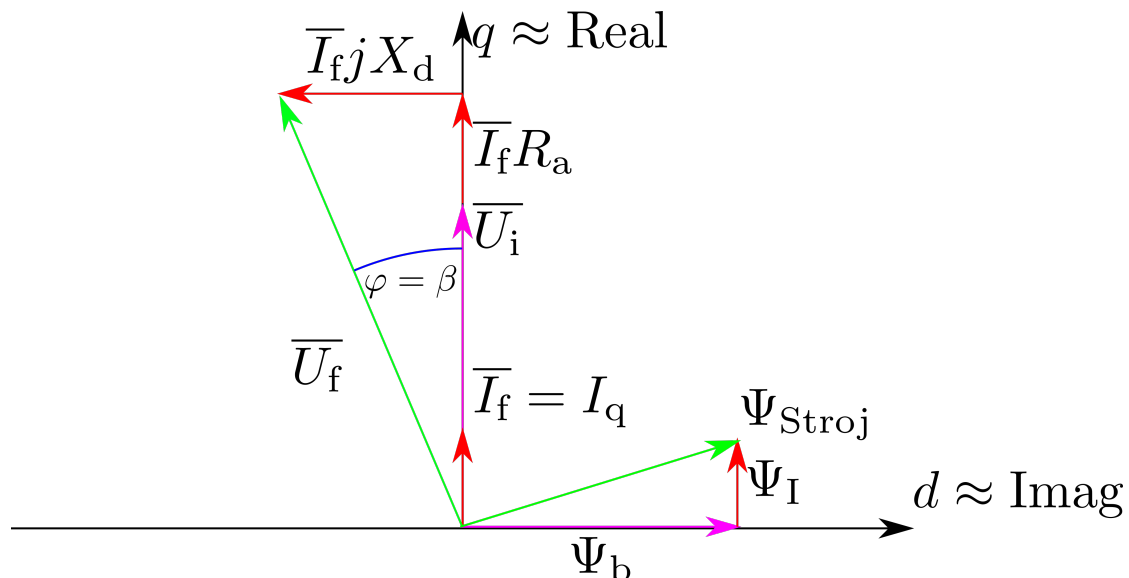
a druhého Kirchhoffova zákona

$$X_d = 2\pi f L_{d3D} = 1.96 \Omega \quad (8.107)$$

$$0 = -\bar{U}_f + \bar{I}_f (R_a + jX_d) + \bar{U}_i \quad (8.108)$$

$$\bar{U}_i = \bar{U}_f - \bar{I}_f (R_a + jX_d) \quad (8.109)$$

Při dodržení $I_f = I_q$ má fázorový diagram tvar



Obrázek 8.15.: Ideální tvar fázorového diagramu v pracovním bodu stroje

Velikosti všech prvků, kromě $|\bar{U}_i| = U_f k_E$ jsou pevně dány. Užitím Pythagorovy věty

8. Analytický návrh stroje

ověřujeme velikost činitele k_E a goniometrických funkcí úhel φ a vzápětí účinník.

$$U_f^2 = (k_E U_f + I_f R_a)^2 + (I_f X_d)^2 \quad (8.110)$$

$$\vdots \quad (8.111)$$

$$k_E = 0.925 [-] \quad (8.112)$$

Z fázorového diagramu vychází $k_E = 0.925$, což je stejná hodnota, jaká byla na začátku zvolena. Pokud by mezi hodnotou vypočtenou a zvolenou byl výrazný rozdíl, pak by bylo nezbytné zvolenou hodnotu upravit a od začátku celý výpočet opakovat. Dále je ověřován účinník $\cos \varphi$

$$\varphi = \arcsin \frac{I_f X_d}{U_f} = 20.98^\circ \quad (8.113)$$

$$\cos \varphi = 0.933 [-] \quad (8.114)$$

Vypočtená hodnota účinníku je $\cos \varphi = 0.933$. V porovnání s hodnotou na začátku zvolenou $\cos \varphi = 0.934$ se jedná pouze o minimální rozdíl a má smysl pokračovat ve výpočtu. Stejně jako v případě k_E by v případě výrazné deviace bylo nezbytné hodnotu upravit a celý výpočet opakovat.

8.13. Výkonová charakteristika stroje

Výpočtem výkonové charakteristiky popisujeme chování stroje při různé velikosti zátěžného úhlu β .

$$|\overline{Z}_d| = \sqrt{R_a^2 + X_d^2} = 1.957 \Omega \quad (8.115)$$

$$\rho_{zd} = \arctan \frac{R_a}{X_d} = 1.34^\circ \quad (8.116)$$

$$P_{\text{Stroj}} = m \frac{U_i}{|\overline{Z}_d|} [U_f \sin(\rho_{zd} - \beta) - U_i \sin \rho_{zd}] \quad (8.117)$$

Provádíme kontrolní výpočet velikosti výkonu ve jmenovitém pracovním bodu dosazením konkrétních hodnot do rovnice 8.117. Díky tvaru fázorového diagramu platí rovnost mezi zátěžným úhlem a úhlem mezi napěťovým a proudovým fázorem statoru $\beta = \varphi$.

$$P_{\text{Stroj}} = m \frac{U_i}{|\overline{Z}_d|} [U_f \sin(\rho_{zd} - \varphi) - U_i \sin \rho_{zd}] = 30.34 \text{ kW} \quad (8.118)$$

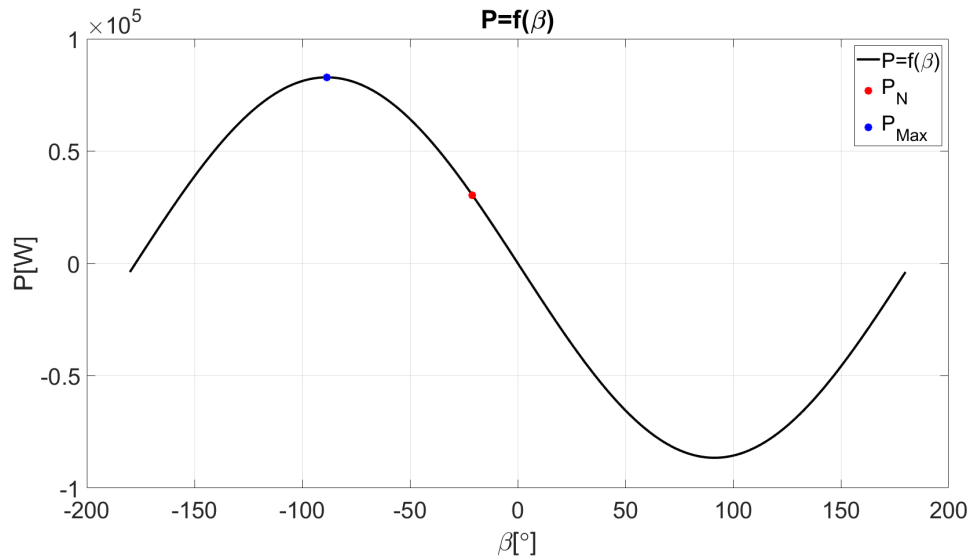
Dle rovnice 8.118 dosahuje stroj při zatížení jmenovitým úhlem β výkonu $P_{\text{Stroj}} = 30.34 \text{ kW}$, zatímco zadáním byl stanoven požadavek $P_{\text{Mech}} = 30 \text{ kW}$. Toto kritérium stroj, dle provedeného návrhu, splňuje s rezervou $P_{\text{Rezerva}} = 340 \text{ W} \approx 1.13\% P_{\text{Mech}}$ a vzhledem k malé velikosti rozdílu není nutné výpočet upravovat. Dále je ověřována velikost maximálního výkonu stroje, kterou můžeme zjistit dvěma způsoby

1. Analyticky můžeme zjistit maximální hodnotu výkonu užitím první derivace funkce 8.117

$$\frac{dP_{\text{Stroj}}}{d\beta} = 0 \quad (8.119)$$

8. Analytický návrh stroje

- Užitím výpočetního softwaru MATLAB vykreslíme charakteristiku pro vektor hodnot zátěžného úhlu.



Obrázek 8.16.: $P_{Stroj} = f(\beta)$

Dle výkonové charakteristiky zobrazené na obrázku 8.16 dosahuje stroj maximálního výkonu

$$P_{MaxV} = 82.84 \text{ kW} \quad (8.120)$$

přičemž zvolená aplikace vyžaduje hodnotu maximálního výkonu $P_{Max} = 81 \text{ kW}$. Tento požadavek stroj s rezervou $1.84 \text{ kW} \approx 2.27\% P_{max}$ splňuje.

8.14. Ztráty a účinnost

Ztráty v elektrických strojích způsobují oteplení a jejich znalost je nezbytná pro správné navržení chladících okruhů a volbu chladících médií. V rámci této práce jsou počítány pouze jejich velikost, neboť tepelně-ventilační výpočet není součástí zadání.

Ztráty ve vinutí

Při průtoku elektrického proudu vodičem vznikají ztráty Joulovým teplem. Tyto ztráty vznikají pouze ve statoru, neboť na rotoru se žádné vinutí nenachází.

$$\Delta P_{Cu} = m R_a I_f^2 = 275 \text{ W} \quad (8.121)$$

Ztráty v magnetickém obvodu

Ocelové zuby statoru jsou umístěny v proměnlivém magnetickém poli statoru, což způsobuje vznik ztrát vířivými proudy a ztráty hysterezní. Tyto ztráty vznikají pouze ve statoru, neboť magnetické pole se pro rotor vlivem jeho otáčení synchronní rychlostí chová jako stojaté, a tudíž nedochází k indukování vířivých proudů ani k přemagnetování. Analytický výpočet těchto ztrát je spíše orientační, neboť vzorec použitý předpokládá sinusový průběh magnetického pole, což ovšem ve skutečnosti neplatí. Pro přesné určení těchto

8. Analytický návrh stroje

ztrát je nezbytné sestavit MKP model. Při výpočtu ztrát je uvažován stator sestaven z oceli China Steel 35CS-300.

$$\text{Charak. ztráty } \Delta p_{\text{Fe}} = 3 \frac{\text{W}}{\text{kg}} \quad (8.122)$$

$$\text{Hustota oceli } \rho_{\text{Fe}} = 7650 \frac{\text{kg}}{\text{m}^3} \quad (8.123)$$

$$\text{Objem oceli statoru } V_{\text{Stator}} = s_{\text{Zub}} h_{\text{d3}} Q = 0.81 \text{ dm}^3 \quad (8.124)$$

$$\text{Hmotnost zubů statoru } m_{\text{Stator}} = V_{\text{Stator}} \rho_{\text{Fe}} = 6.22 \text{ kg} \quad (8.125)$$

$$\text{Činitel přídatných ztrát } k_{\text{adt}} = 1.85 [-] \quad (8.126)$$

$$\text{Ztráty ve statoru } \Delta P_{\text{Fe}} = \Delta p_{\text{Fe}} \left(\frac{f}{f_0} \right)^{\frac{3}{2}} k_{\text{adt}} \left(\frac{B_{\text{Zub}}}{B_0} \right)^2 m_{\text{Stator}} = 314.21 \text{ W} \quad (8.127)$$

Ztráty v magnetech

Permanentní magnety, stejně jako disk rotoru, se nacházejí ve stojatém magnetickém poli. Vlivem geometrie však dochází k pulzacím magnetického pole, které způsobují ztráty.

$$\text{Hustota magnetů } \rho_{\text{PM}} = 7500 \frac{\text{kg}}{\text{m}^3} \quad (8.128)$$

$$\text{Objem magnetů } V_{\text{PM}} = 4 p s_{\text{m}} h_{\text{m}} = 0.47 \text{ dm}^3 \quad (8.129)$$

$$\text{Hmotnost magnetů } m_{\text{PM}} = V_{\text{PM}} \rho_{\text{PM}} = 3.54 \text{ kg} \quad (8.130)$$

$$\text{Měrná vodivost magnetu } \sigma_{\text{PM}} = 667 \frac{\text{kS}}{\text{m}} \quad (8.131)$$

$$\text{Ztráty v magnetech } \Delta P_{\text{PM}} = V_{\text{PM}} h_{\text{m}}^2 B_{\delta}^2 f^2 \frac{\sigma_{\text{PM}}}{12} = 53 \text{ W} \quad (8.132)$$

Mechanické ztráty

Při otáčení stroje dochází k vzniku mechanických ztrát vlivem tření v ložiskách atp. Výpočet těchto ztrát je samo o sobě velmi komplikovanou záležitostí a vztahy níže uvedené jsou empirické odvozeny za účelem alespoň přibližného výpočtu jejich velikostí.

$$\text{Hmotnost jednoho rotoru } m_{\text{Rot}} = \rho_{\text{Fe}} \pi \left[\left(\frac{D_{\text{e}}}{2} \right)^2 - \left(\frac{D_{\text{i}}}{2} \right)^2 \right] h_{\text{Rot}} + \frac{m_{\text{PM}}}{2} = 9.21 \text{ kg} \quad (8.133)$$

$$\text{Činitel zvýšení mech. ztrát } k_{\text{fb}} = 2 [-] \quad (8.134)$$

$$\text{Mechanické ztráty } \Delta P_{\text{Mech}} = 2 \cdot 0.06 k_{\text{fb}} m_{\text{Rot}} \frac{n_{\text{s}}}{60} = 110.54 \text{ W} \quad (8.135)$$

$$(8.136)$$

Celkové ztráty a výpočet účinnosti stroje

Celkové ztráty jsou součtem všech dílčích ztrát

$$\Delta P = \Delta P_{\text{Cu}} + \Delta P_{\text{Fe}} + \Delta P_{\text{PM}} + \Delta P_{\text{Mech}} = 760.76 \text{ W} \quad (8.137)$$

8. Analytický návrh stroje

a skutečná účinnost stroje je tedy

$$\eta_{\text{skut}} = 1 - \frac{\Delta P}{P_{\text{Elek}}} = 97.52 \% \quad (8.138)$$

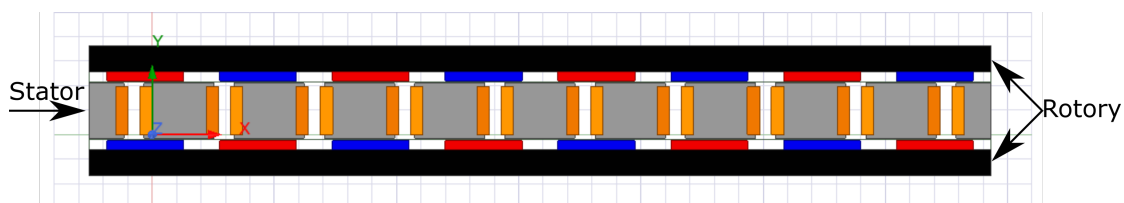
Na začátku výpočtu byla zvolena účinnost stroje $\eta = 98 \%$ a analyticky vypočtená hodnota je velmi blízká. Tento analytický výpočet ztrát je však velmi přibližný a v případě nutnosti by skutečná účinnost byla určena užitím MKP modelu. Výpočtem účinnosti stroje je analytický výpočet v zadáním požadovaném rozsahu dokončen.

9. MKP

Ověřování návrhu softwarem využívajícím metodu konečných prvků MKP je v současnosti neodmyslitelnou součástí procesu vývoje strojů. MKP modelem je ověřována správnost našich výpočtů a zároveň model umožňuje simulovat různé provozní stavy stroje bez nutnosti zhotovování fyzických prototypů, čímž je proces návrhu výrazně urychlen a zlevněn. Pro ověření návrhu provedeném v kapitole 8 je sestaven zjednodušený 2D a úplný 3D model stroje v softwaru ANSYS.

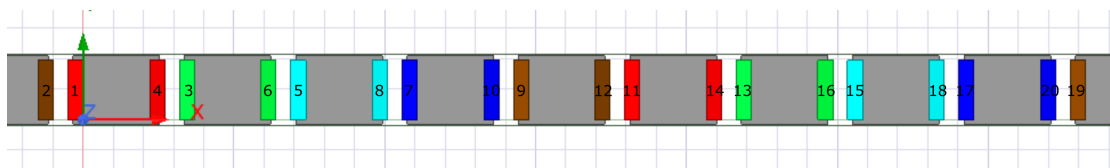
9.1. Zjednodušený 2D Model

Zjednodušený 2D model AFPM je proveden rozvinutím stroje na středním průměru D_1 do roviny. Tímto zjednodušeným modelem je ověřován výpočet indukčnosti L_{d2D} a průběh indukovaného napětí.



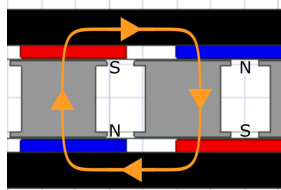
Obrázek 9.1.: Geometrie AFPM rozvinutého do roviny

Po vypracování geometrie jsou jednotlivé cívkové strany přiřazeny svým příslušným vinutím tak, jak je zobrazeno na obrázku 8.2



Obrázek 9.2.: Zapojení jednotlivých cívkových stran

Magnety na rotoru jsou uspořádány do NS topologie.



Obrázek 9.3.: Uspořádání magnetů

9. MKP

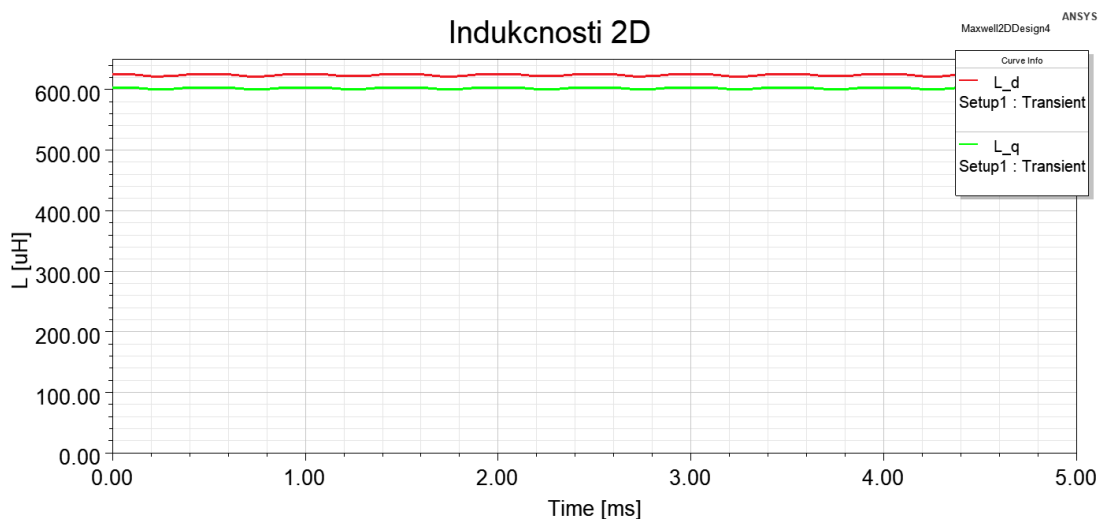
Dále je nutné provést převedení rotačního pohybu rotoru na pohyb lineární, neboť 2D model AFPM se chová jako lineární motor.

$$v_{\text{Lin}} = \frac{n_s}{60} \pi D_1 = 36.92 \frac{\text{m}}{\text{s}} \quad (9.1)$$

Modelu poté nastavujeme hloubku o velikosti l_{Fe} . Tímto dochází při výpočtech ke zkreslení, neboť vinutí, zub i nástavec mají tvar lichoběžníkový, nikoliv obdélníkový-tuto skutečnost však 2D modelem není možné respektovat.

Výpočet indukčností

Správně nastavený model lze využít pro výpočty indukčností. ANSYS má zabudovanou funkci pro výpočty vlastní a vzájemných indukčností jednotlivých fází, avšak indukčnosti v osách d/q je nutné provést po dokončení simulace při zpracovávání výsledků.



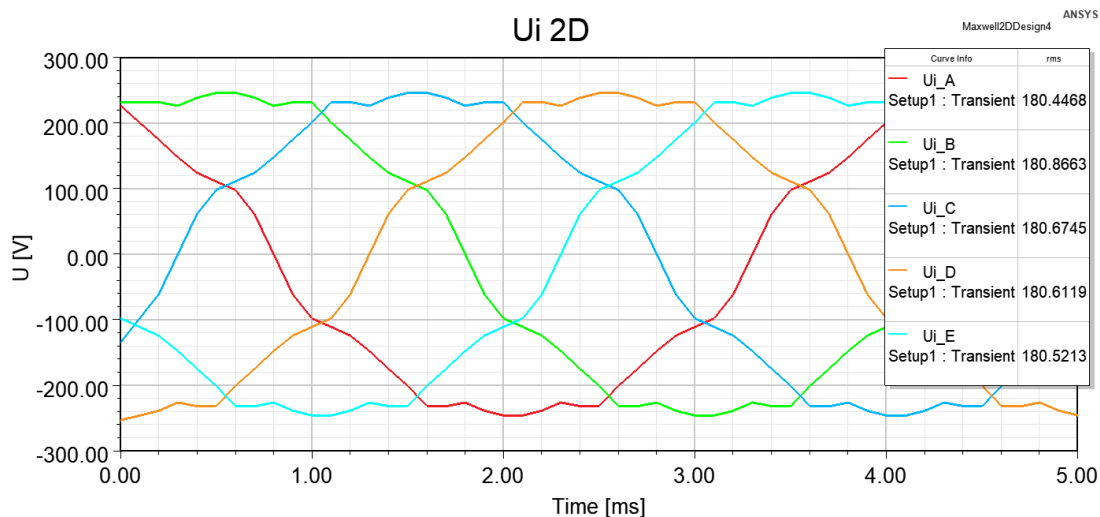
Obrázek 9.4.: Indukčnosti L_d , L_q zjednodušeného 2D modelu

Na obrázku 9.4 jsou zobrazeny indukčnosti v osách d a q. Je patrné, že velikostně si jsou velmi blízké a tudíž uvažováním $L_d = L_q$ nebyla do analytického výpočtu zanesena výrazná chyba. Dle simulace je velikost indukčnosti $L_d = 625 \mu\text{H}$, zatímco v rámci analytického návrhu byla vypočtená hodnota $L_{d2D} = 680 \mu\text{H}$. Tento rozdíl není zanedbatelný, avšak vzhledem k nemožnosti 2D modelu respektovat přesnou geometrii stroje se nejedná o rozdíl příliš velký. Na základě tohoto porovnání tedy můžeme tvrdit, že se analytický a MKP výpočet indukčností dobře shodují.

9. MKP

Indukované napětí

Simulace byla provedena pro stav stroje naprázdno.



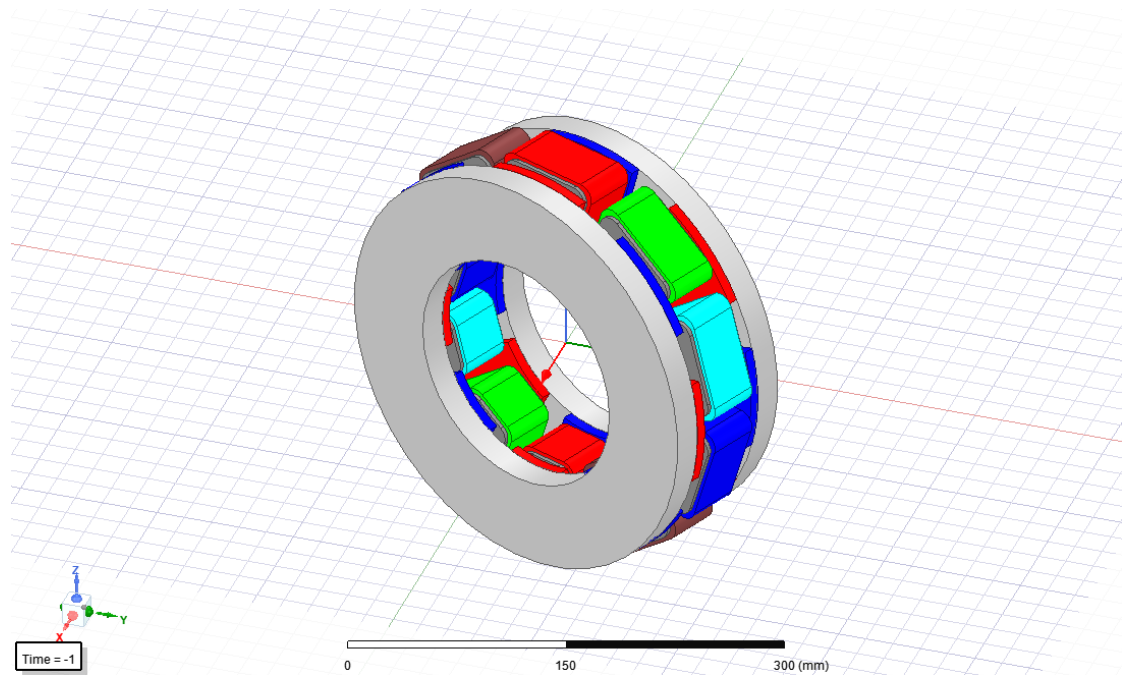
Obrázek 9.5.: Indukované napětí při chodu stroje naprázdno

Na obrázku 9.5 jsou zobrazeny časové průběhy indukovaného napětí ve stroji. Průběhy mají lichoběžníkový tvar, nikoliv sinusový. Na základě tohoto rozdílu lze usuzovat, že uvažováním sinusového rozložení magnetického pole ve stroji se do návrhu vnesla chyba, kterou by bylo možné odstranit použitím vzorců popisující neharmonické rozložení magnetického pole ve stroji. Efektivní hodnota lichoběžníkového průběhu je přibližně $U = 180.5$ V, analyticky vypočtená hodnota sinusového průběhu je $U_i = 175$ V. Hodnoty si jsou relativně blízké, avšak jejich porovnání není příliš směrodatné z důvodu rozdílnosti tvarů uvažovaného a skutečného průběhu.

9.2. Úplný 3D model

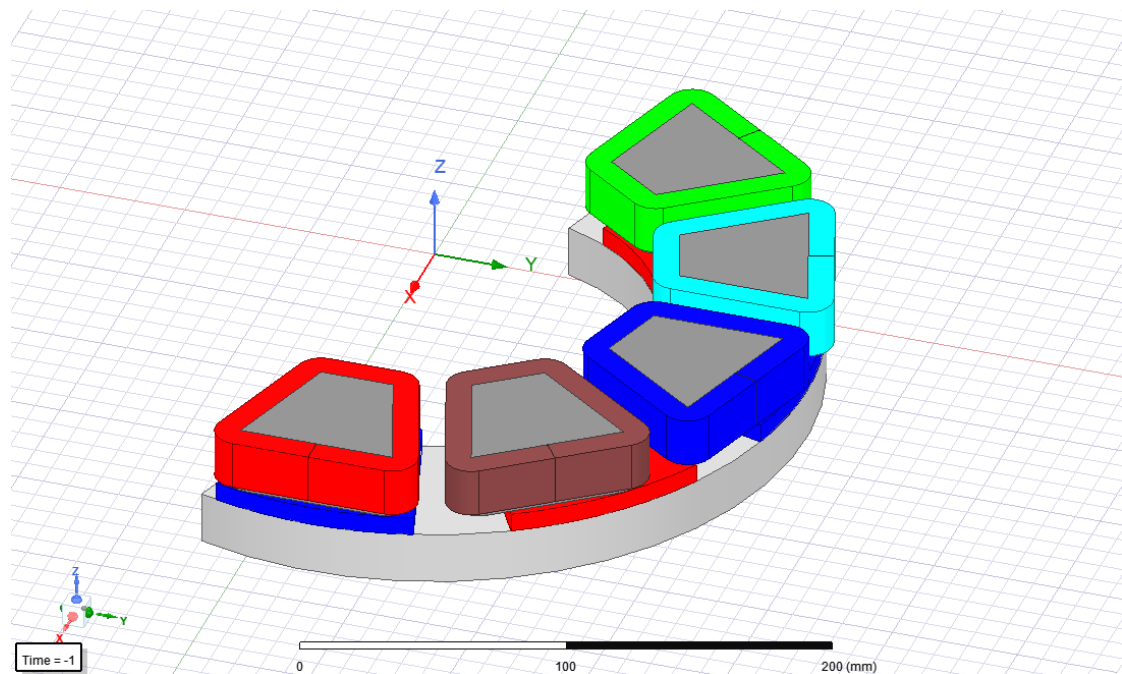
Úplný 3D model je využíván pro ověření parametrů stroje včetně jmenovitého výkonu, maximálního výkonu a velikostí magnetických indukcí při výpočtu zvolených. Geometrie je vyhotovena dle výpočtů v kapitole 8 a nastavení magnetů/fází je provedeno obdobně, jako v části 9.1 tohoto textu.

9. MKP



Obrázek 9.6.: Úplná geometrie 3D modelu stroje

Geometrie stroje je čtyřnásobně symetrická, což umožňuje ji zredukovat a výrazně tak snížit výpočetní náročnost modelu.



Obrázek 9.7.: Redukovaná geometrie

9. MKP

9.2.1. Ověření magnetických indukcí

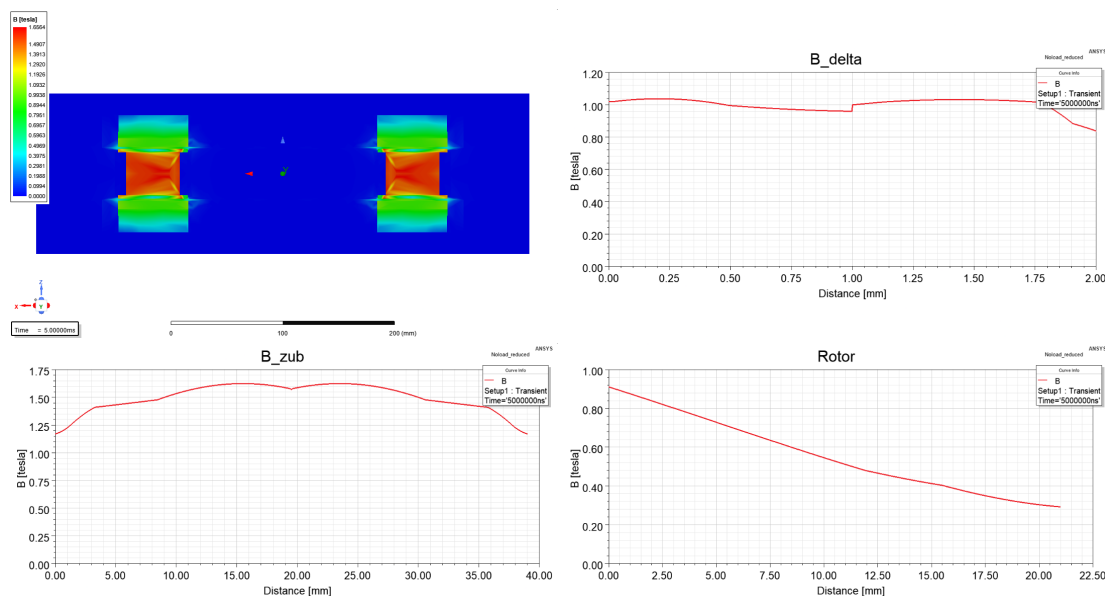
V průběhu analytického návrhu byly volně zvoleny hodnoty magnetické indukce

$$\text{ve vzduch. mezeře } B_{\delta} = 0.95 \text{ T} \quad (9.2)$$

$$\text{v zubech } B_{Z_{\text{ub}}} = 1.6 \text{ T} \quad (9.3)$$

$$\text{v disku rotoru } B_{R_{\text{ot}}} = 1.4 \text{ T} \quad (9.4)$$

kteřé nebylo možné analyticky ověřit. Tyto hodnoty však můžeme ověřit analýzou 3D MKP modelu.



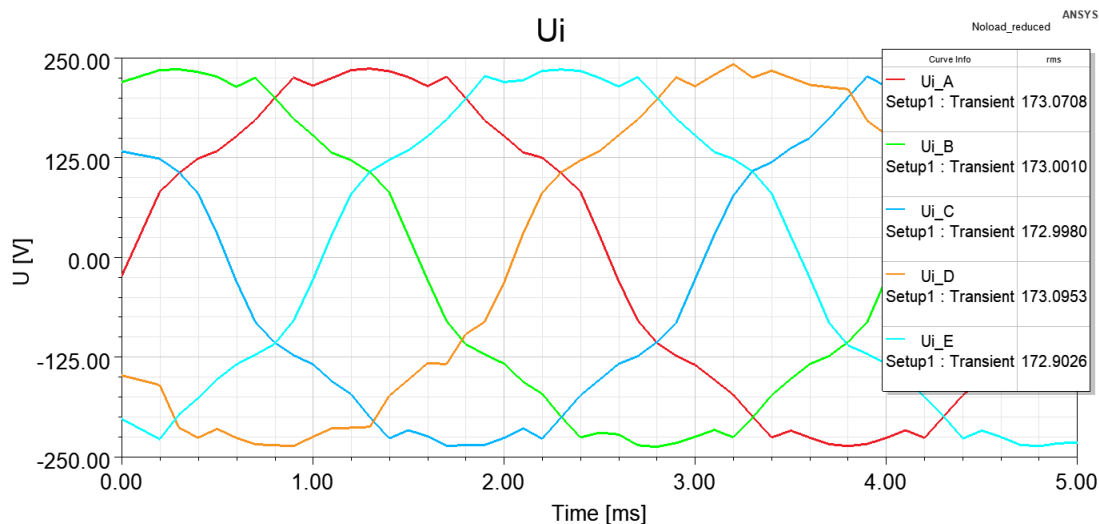
Obrázek 9.8.: Magnetická indukce uprostřed vzduchové mezery

Na obrázku 9.8 je zobrazeno rozložení magnetické indukce ve stroji a grafy průběhu magnetické indukce v jednotlivých částech stroje v závislosti na jejich hloubce. Dle výsledků simulace se indukce ve vzduchové mezeře pohybuje kolem $B_{\delta} \doteq 1 \text{ T}$, což velmi dobře odpovídá hodnotě zvolené. Magnetická indukce v zubu se v jeho středu pohybuje kolem hodnoty $B_{Z_{\text{ub}}} \doteq 1.6 \text{ T}$, což opět velmi dobře odpovídá hodnotě zvolené. V rotoru však magnetická indukce dosahuje hodnot $B_{\text{rot}} < 1 \text{ T}$, což je v porovnání s hodnotou zvolenou výrazný rozdíl. Na základě tohoto nezanedbatelného rozdílu je patrná předdimenzovanost rotorového disku.

9. MKP

9.2.2. Indukovaná napětí

Velikost indukovaného napětí je stejně jako v případě 2D modelu ověřováno při chodu naprázdno.



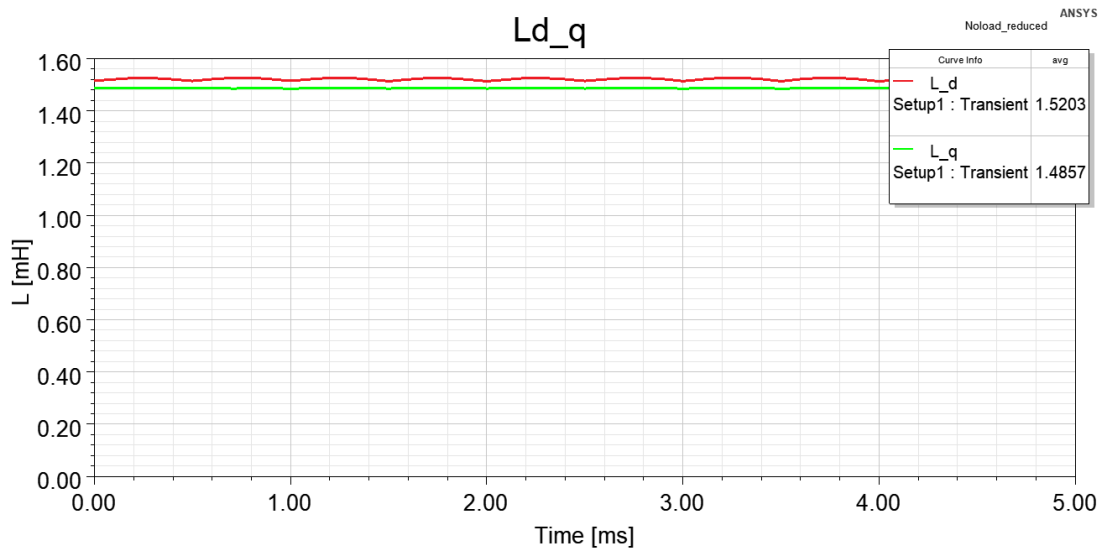
Obrázek 9.9.: Indukovaná napětí

Tvar průběhu je opět lichoběžníkový s efektivní hodnotou $U_i = 173$ V. Hodnota je velmi blízká hodnotě uvažovaného sinusového $U_i = 175$ V, přičemž toto porovnání je kvůli rozdílným tvarům průběhů zavádějící.

9.2.3. Indukčnosti

Vlivem složité geometrie v kombinaci s krátkou axiální délkou stroje se hodnoty indukčností 3D modelu výrazně liší od hodnot získaných analytickým výpočtem a 2D modelem. Tyto rozdíly nebylo možné analyticky popsat a z tohoto důvodu byl zaveden korekční činitel k_K , který tyto rozdíly matematicky reprezentuje. Jeho velikost byla stanovena iteračním postupem, při kterém byly náhodně měněny různé parametry, což způsobilo změny v geometrických rozměrech a v průběhu iterací byl pozorován rozdíl velikostí indukčností 3D modelu v porovnání s analytickým výpočtem. Po několika iteracích byla na základě poměru $\frac{L_{3D}}{L_{Analytika}}$ stanovena jeho velikost $k_K = 1.9355$ [-], která byla následně na několika různých geometriích testována a analytické výsledky se pak již velmi dobře shodovaly s výsledky 3D modelu. Důvod existence tohoto činitele je ilustrován na příkladu jednoduché čtvercové cívky v příloze B.

9. MKP



Obrázek 9.10.: Indukčnosti v ose d/q

Hodnota L_d se velmi dobře shoduje s analyticky vypočtenou hodnotou upravenou korekčním koeficientem $L_d = 1.56$ mH.

9.2.4. Ověření jmenovitého výkonu

Jmenovitý zátěžný úhel $\beta = -20.98^\circ$ je při simulaci přidáván do předpisu časového průběhu napětí připojeného na svorky stroje

$$u_A(t) = U_f \sin(2\pi ft - \beta)$$

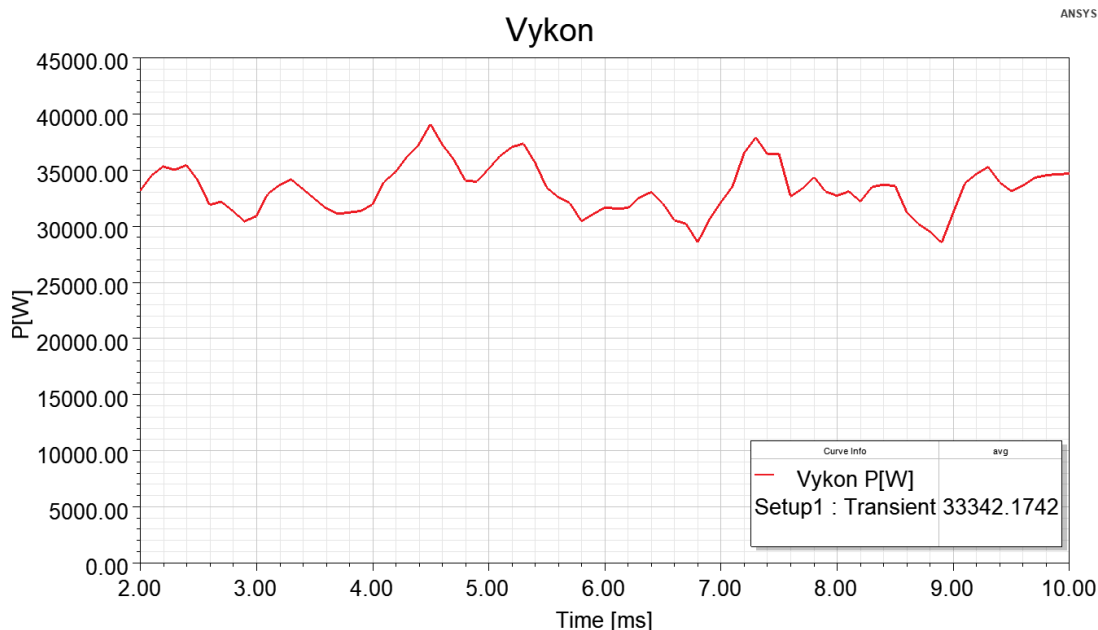
$$u_B(t) = U_f \sin(2\pi ft - \beta + 72^\circ)$$

$$u_C(t) = U_f \sin(2\pi ft - \beta + 2 \cdot 72^\circ)$$

$$u_D(t) = U_f \sin(2\pi ft - \beta + 3 \cdot 72^\circ)$$

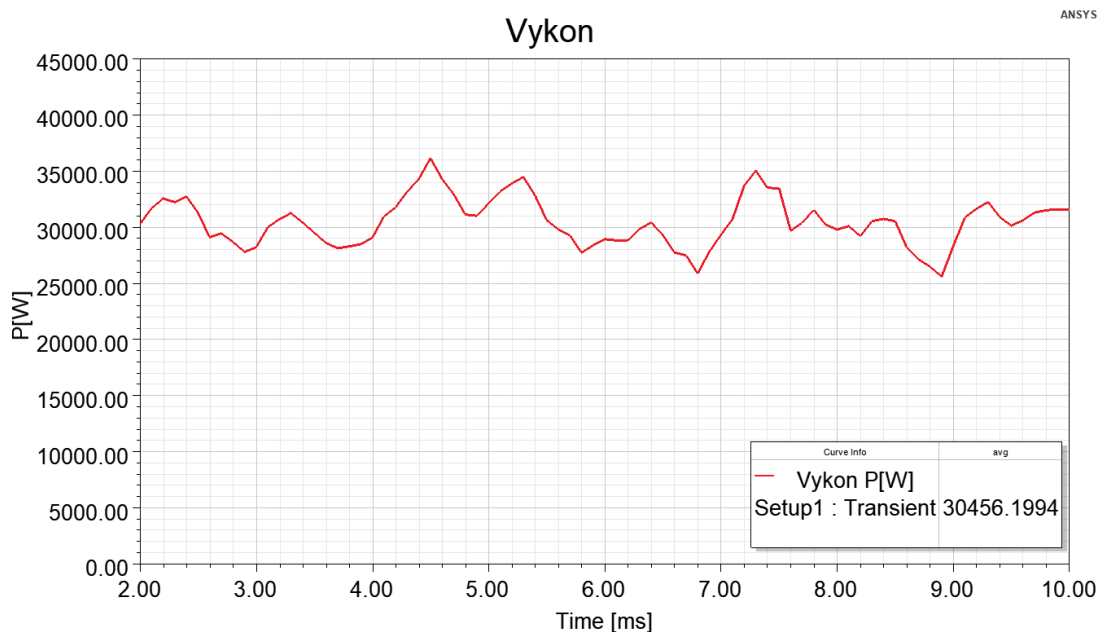
$$u_E(t) = U_f \sin(2\pi ft - \beta + 4 \cdot 72^\circ)$$

9. MKP



Obrázek 9.11.: Činný výkon stroje při zatížení jmenovitým zátěžným úhlem $\beta = -20.98^\circ$

Na obrázku 9.11 je zobrazen časový průběh výkonu stroje při zatížení jmenovitým úhlem β . Průměrná hodnota výkonu stroje činí $P = 33.34 \text{ kW}$. Dle analytického vztahu 8.118 by stroj měl dosahovat výkonu $P_{\text{Stroj}} = 30.34 \text{ kW}$. Rozdíl mezi analytickým a MKP výpočtem činí $P_{\text{Rozdíl}} = 3 \text{ kW} \approx 9.88\% P_{\text{Stroj}}$, který je způsoben zjednodušujícím předpokladem sinusového rozložení magnetického pole ve vzduchové mezeře a neuvažováním sycení magnetického obvodu při analytickém výpočtu. Výkonu o velikosti P_{Stroj} je, dle MKP, dosahováno při zátěžném úhlu $\beta = -19^\circ$.



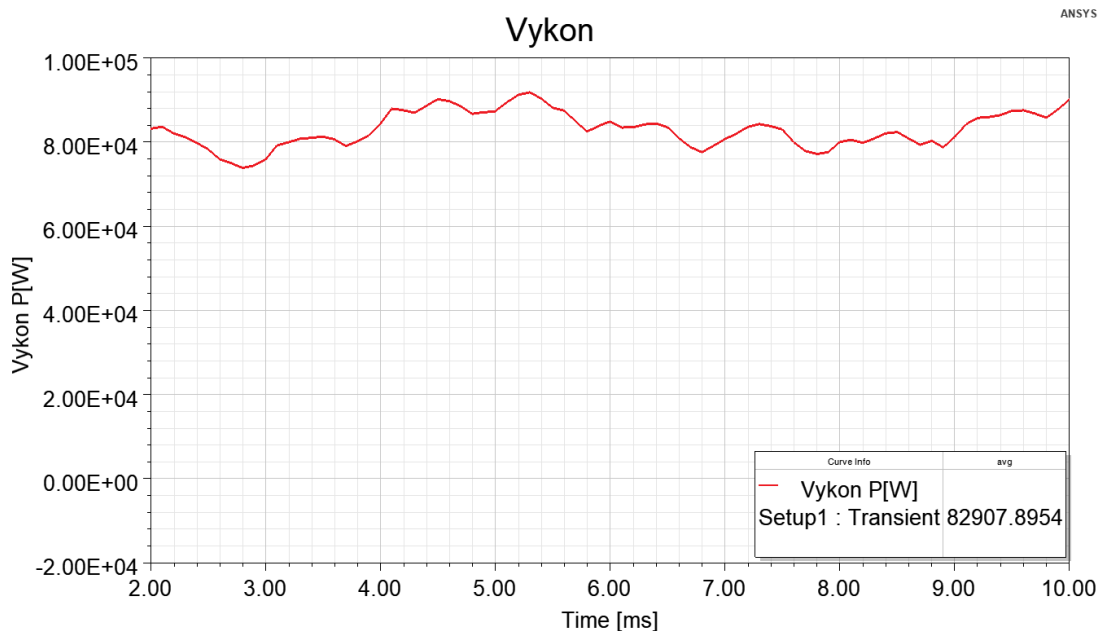
Obrázek 9.12.: Činný výkon stroje při zatížení zátěžným úhlem $\beta = -19^\circ$

9. MKP

Na základě velikosti $P_{\text{Rozdíl}} = 3 \text{ kW}$ je možné usoudit, že stroj požadavky aplikace splňuje, avšak je lehce předimenzovaný.

9.2.5. Ověření maximálního výkonu

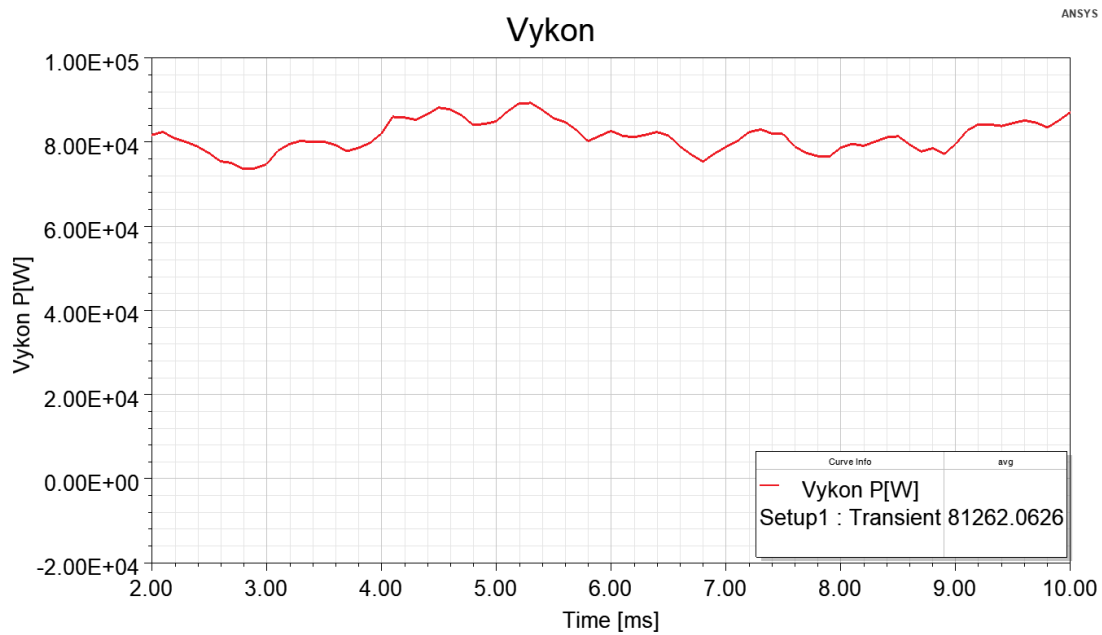
Stejným způsobem, jako v případě jmenovitého výkonu, je do předpisu časového průběhu napětí přidáván maximální zátěžný úhel $\beta_{\text{PMax}} = -88.65^\circ$.



Obrázek 9.13.: Činný výkon stroje při zatížení maximálním zátěžným úhlem β_{PMax}

Z výsledků simulace zobrazených na obrázku 9.14 vyplývá, že stroj je schopen dosáhnout maximálního výkonu $P_{\text{MaxMKP}} = 82.91 \text{ kW}$. V porovnání s analyticky vypočtenou hodnotou $P_{\text{MaxV}} = 82.84 \text{ kW}$ se jedná o téměř perfektní shodu a v porovnání s aplikací požadovanou hodnotou maximálního výkonu $P_{\text{Max}} = 81 \text{ kW}$ o rezervu $1.92 \text{ kW} \approx 2.36\% P_{\text{Max}}$. Na základě tohoto porovnání je možné tvrdit, že navržený stroj požadavky zvolené aplikace splňuje a postup návrhu prezentovaný v kapitole 8 je správný. Výkonu $P_{\text{Max}} = 81 \text{ kW}$ stroj, dle MKP, dosahuje při zátěžném úhlu $\beta = -75^\circ$

9. MKP



Obrázek 9.14.: Činný výkon stroje při zatížení zátěžným úhlem $\beta = -75^\circ$

10. Závěr

Předložený text diplomové práce je rozdělen na část teoretickou a výpočetní.

Úvodní teoretická část je dále rozdělena do dvou částí. V první části je shrnuta historie elektromobilů a následně jsou uvedeny důvody jejich rostoucí popularity v dvacátých letech 21. století. Druhá část je pak věnována především popisu různých konstrukčních provedení axiálního synchronního stroje s permanentními magnety AFPM, porovnání s konvenčními radiálními stroji a popisu vícefázových systémů.

Výpočetní část této práce je rozdělena do tří částí. V první části, kapitole 7, je uveden výběr cílové aplikace pro navrhovaný motor a postup stanovení jeho hlavních parametrů. Na základě provedené rešerše uvedené v příloze A je zvoleno jmenovité napětí a výkon stroje. Stroj je navržen jako pěti fázový. Zvýšením počtu fází je dosahováno vyšší bezpečnosti a spolehlivosti stroje, neboť i v případě porušení jedné fáze je stroj dále schopen fungovat v odlehčeném režimu. Kromě zvýšené bezpečnosti je též dosaženo hladšího průběhu magnetického pole ve vzduchové mezeře. Nevýhodou tohoto provedení je, v porovnání s konvenčními tří fázovými systémy, výrazné zkomplikování samotné konstrukce a zároveň limitovaná komerční dostupnost pěti fázových výkonových měničů.

V druhé části, kapitole 8, je uveden proces podrobného analytického návrhu. V průběhu návrhu jsou určeny hlavní geometrické rozměry stroje, rozložení vinutí ve stroji, návrh tvaru a rozměrů permanentních magnetů umístěných na rotoru a magnetického obvodu statoru. Při výpočtu indukčností bylo nutné zavést korekční činitel k_K , neboť analyticky vypočtené hodnoty se výrazně lišily od hodnot zjištěných simulací. Důvod zavedení tohoto činitele je uveden v příloze B.

V třetí části byl po dokončení analytického návrhu v softwaru ANSYS sestaven plně parametrický model navrženého stroje, který je prezentován v kapitole 9. Díky parametrizaci samotného modelu byl proces výpočtu výrazně urychlen, neboť při změně volených parametrů v analytickém návrhu bylo možné geometrické rozměry modelu okamžitě a přesně upravit za účelem ověření správnosti výpočtu. Na základě provedeného porovnání vyšlo najevo, že analytické výpočty se velmi dobře shodují s výsledky simulace a je tedy možné tvrdit, že použitý postup elektromagnetického návrhu je správný. Výkonové požadavky aplikace navržený stroj s lehkou rezervou splňuje.

Výhodou axiálních strojů, v porovnání se stroji radiálními, je možnost dosažení vyšších hodnot výkonové hustoty, což je předurčuje pro využití v aplikacích vyžadujících vysoký výkon při limitovaném zástavbovém prostoru. Další výhodou je jejich unikátní diskový tvar, díky kterému je možné tyto stroje navrhnout tak, aby byly umístěny přímo uvnitř kola samotného elektromobilu. Oproti radiálním strojům mají ovšem AFPM dvě výrazné nevýhody. První z nich je výrazně nižší počet odborných publikací zabývajících se jejich studiem. Druhou nevýhodou je dominance radiálních strojů na trhu. Pro většinu

10. Závěr

průmyslových aplikací jsou radiální stroje plně dostačující, mnoho výrobců se zabývá a má bohaté zkušenosti s jejich výrobou a v současné době neexistuje finanční motivace pro úpravu výrobních závodů za účelem produkce strojů axiálních.

Trendy ve vývoji trakčních PMSM ve dvacátých letech 21. století mohou být rozděleny do dvou kategorií. První z nich je úprava samotných motorů. Většina komerčně dostupných elektromobilů využívá motory s napětovou hladinou $U = 200 \div 400 \text{ V}$ a v současné době jsou vyvíjeny snahy o posunutí napětové hladiny na úroveň $U = 600 \div 800 \text{ V}$. Při zachování velikosti výkonu strojů zvýšením napětové hladiny dosahujeme snížení velikosti fázových proudů, čímž jsou zároveň snižovány velikosti ztrát. Alternativně, při zvýšení napětové hladiny a zachování velikosti fázových proudů, je možné zvýšit výkon samotných strojů. Druhou kategorií je úprava řídicích algoritmů. Díky dobré komerční dostupnosti výkonových měničů lze využít komplexnějších způsobů řízení, jako jsou například injektáž vyšších harmonických složek proudů. Injektáží je zvyšována výkonová/momentová hustota a zjemňován průběh magnetického pole ve vzduchové mezeře, což má za následek hladší a tišší chod stroje. Tento způsob řízení je opět velmi vhodný pro aplikace s omezeným zástavbovým prostorem, přičemž aplikací vhodně vyladěných algoritmů jsou stroje využívány mnohem efektivněji.

Literatura

- [1] Precy Dunsheath: A History of Electric Power Engineering, Cambridge, MA: The M.I.T. Press, 1976.
- [2] Oficiální internetové stránky Groningenské univerzity, The world's first electric car, Odkaz: University of Groningen
- [3] M. Guarnieri, "Looking back to electric cars", 2012 Third IEEE History of Electrotechnology Conference (HISTELCON), Pavia, Italy, 2012, pp. 1-6, doi: 10.1109/HISTELCON.2012.6487583.
- [4] La Jamais Contente(18.12.2020), Wikipedia, Odkaz: Wikipedia
- [5] Rebecca Matulka, "The history of the Electric Car" *ENERGY.gov*, 15.9.2014, Odkaz: ENERGY.gov
- [6] "Typy paliv u nových automobilů: elektrické 10,5 %, hybridní 11,9 %, benzinové 47,5 % v roce 2020" *MotoFocus.cz*, 15.2.2021, Odkaz: MotoFocus.cz
- [7] "Registrace vozidel podle druhů paliv v posledních čtvrtletí roku 2019" *MotoFocus.cz*, 12.2.2020, Odkaz: MotoFocus.cz
- [8] OPEC(12.4.2021), Wikipedia, Odkaz: Wikipedia
- [9] Global temperature record(17.1.2021), Wikipedia, Odkaz: Wikipedia
- [10] S. Huang et al., "Towards Moon-based monitoring of energy budget of the earth climate system," 2016 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium (IGARSS), Beijing, China, 2016, pp. 3726-3729, doi: 10.1109/IGARSS.2016.7729966.
- [11] Aakko-Saksa, Päivi & Roslund, Piritta & Koponen, Päivi. (2017). Development and validation of comprehensive emission measurement methods for alternative fuels at VTT.
- [12] Joe Clifford, "History of the Toyota Prius" *TOYOTA UK Magazine*, 10.2.2015, Odkaz: TOYOTA UK Magazine
- [13] Toyota Prius/Specifications(1.4.2021), Wikibooks, Odkaz: Wikibooks
- [14] "Toyota to Debut Three New Electrified Vehicles for U.S. Market" *pressroom.TOYOTA.com*, 10.2.2021, Odkaz: pressroom.TOYOTA.com
- [15] "History" *NISSAN Motor Corporation*, Odkaz: nissan-global.com
- [16] EVSpecifications, Odkaz: EVSpecifications.com
- [17] "1970:The year our electric journey began" *Volkswagen.co.uk*, Odkaz: Volkswagen.co.uk

LITERATURA

- [18] "How the ID. BUZZ evokes the first Volkswagen electric bus" *newsroom.VW.com*, 29.6.2017, Odkaz: newsroom.VW.com
- [19] Mark Kane, "Europe: Volkswagen ID.3 Was Top-Selling EV In October 2020" *InsideEVs.com*, 26.11.2020, Odkaz: InsideEVs.com
- [20] "Přednosti nového modelu ID.3" *Auto-Horejsek.cz*, 10.9.2019, Odkaz: Auto-Horejsek.cz
- [21] "Tesla, Inc." *Wikipedia*, 19.4.2021, Odkaz: [Wikipedia](https://en.wikipedia.org/wiki/Tesla,_Inc.)
- [22] "Nejprodávanějším elektromobilem na světě je od března Tesla Model 3" *EkonomickyDenik.cz*, 30.3.2021, Odkaz: EkonomickyDenik.cz
- [23] "Electric vehicle battery" *Wikipedia*, 20.4.2021, Odkaz: [Wikipedia](https://en.wikipedia.org/wiki/Electric_vehicle_battery)
- [24] "Lithium-ion battery" *Wikipedia*, 23.4.2021, Odkaz: [Wikipedia](https://en.wikipedia.org/wiki/Lithium-ion_battery)
- [25] "Energy density" *Wikipedia*, 24.4.2021, Odkaz: [Wikipedia](https://en.wikipedia.org/wiki/Energy_density)
- [26] "TESLA Model S" *Wikipedia*, 22.4.2021, Odkaz: [Wikipedia](https://en.wikipedia.org/wiki/Tesla_Model_S)
- [27] A. Okubo, K. Throngnumchai and T. Hayashi, "Common mode EMI reduction structure of EV/HEV inverters for high-speed switching," 2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2017, pp. 2341-2345, doi: 10.1109/ECCE.2017.8096454.
- [28] L. Chen and B. Ge, "High Power Traction Inverter Design and Comparison for Electric Vehicles," 2018 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC), 2018, pp. 583-588, doi: 10.1109/ITEC.2018.8450259.
- [29] L. M. Tolbert, F. Z. Peng and T. G. Habetler, "Multilevel inverters for electric vehicle applications," *Power Electronics in Transportation (Cat. No.98TH8349)*, 1998, pp. 79-84, doi: 10.1109/PET.1998.731062.
- [30] Kaboli, Hamid Reza & Mohammadi, Arash & Fallahpour, Alireza & Selvaraj, Jeyraj & Abd Rahim, Nasrudin. (2016). FUZZY LOGIC BASED ENCODER-LESS SPEED CONTROL OF PMSM FOR HUB MOTOR DRIVE.
- [31] J. H. Kim, W. Choi and B. Sarlioglu, "Closed-form solution for winding types of axial flux permanent magnet machines," 2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2014, pp. 5877-5884, doi: 10.1109/ECCE.2014.6954208.
- [32] Gieras, Jacek & Wang, Rong-Jie & Kamper, Maarten. (2008). Axial Flux Permanent Magnet Brushless Machines. 10.1007/978-1-4020-8227-6.
- [33] Kierstead, H.J. & Wang, Rong-Jie & Kamper, M.J.. (2009). Design optimization of a single-sided axial flux permanent magnet in-wheel motor with double-layer non-overlap concentrated winding. 10.13140/RG.2.2.11654.78400.
- [34] Soe, Saint & Oo, Yan. (2015). Design of Slotted and Slotless AFPM Synchronous Generators and their Performance Comparison Analysis by using FEA Method. *International Journal of Electrical and Computer Engineering*. 5. 810-820. 10.11591/ijece.v5i4.pp810-820.

LITERATURA

- [35] Camilleri, Robert & Woolmer, T. & Court, A. & Mcculloch, Malcolm. (2012). Investigation into the temperature profile of a liquid cooled YASA[®] AFPM machine. IET Conference Publications. 2012. 1-8. 10.1049/cp.2012.0281.
- [36] W. Li et al., "Structural Analysis of Single-Sided Axial-Flux Permanent Magnet Machines With Different Magnetic Materials," in IEEE Transactions on Magnetics, vol. 57, no. 2, pp. 1-5, Feb. 2021, Art no. 8102305, doi: 10.1109/TMAG.2020.3017142.
- [37] Mahmoudi, Amin & Abd Rahim, Nasrudin & Hew, Wooi. (2011). Axial-flux permanent-magnet machine modeling, design, simulation and analysis. Scientific Research and Essays. 6. 2525-2549.
- [38] S. Sun, K. Yang, H. Zhang, F. Jiang and L. Tang, "A study on a novel multistage-AFPM with modular stator core made of different materials of silicon steel and SMC," 2017 20th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2017, pp. 1-4, doi: 10.1109/ICEMS.2017.8056078.
- [39] Oficiální internetové stránky společnosti YASA Limited, Odkaz: YASA.com
- [40] K. S. Khan, W. M. Arshad and S. Kanerva, "On performance figures of multiphase machines," 2008 18th International Conference on Electrical Machines, 2008, pp. 1-5, doi: 10.1109/ICELMACH.2008.4799836.
- [41] Y. Hu, Z. Q. Zhu and M. Odavic, "Torque capability enhancement of dual three-phase PMSM drive with fifth and seventh current harmonics injection," 2016 XXII International Conference on Electrical Machines (ICEM), 2016, pp. 599-605, doi: 10.1109/ICELMACH.2016.7732587.
- [42] R. Bojoi, S. Rubino, A. Tenconi and S. Vaschetto, "Multiphase electrical machines and drives: A viable solution for energy generation and transportation electrification," 2016 International Conference and Exposition on Electrical and Power Engineering (EPE), 2016, pp. 632-639, doi: 10.1109/ICEPE.2016.7781416.
- [43] 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.
- [44] Y. Sui, P. Zheng, Y. Fan and J. Zhao, "Research on the vector control strategy of five-phase permanent-magnet synchronous machine based on third-harmonic current injection," 2017 IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC), 2017, pp. 1-8, doi: 10.1109/IEMDC.2017.8002355.
- [45] K. Abdelhakim, D. Abdelmalik, T. Omar and I. Rachid, "Assessment of Torque Density Improvement by Third Harmonic Injection in Five-Phase Induction Machine with Full Pitch Concentrated and Distributed Winding," 2019 International Conference on Advanced Electrical Engineering (ICAEE), 2019, pp. 1-5, doi: 10.1109/ICAEE47123.2019.9015079.
- [46] K. Wang, Z. Q. Zhu and G. Ombach, "Torque Enhancement of Surface-Mounted Permanent Magnet Machine Using Third-Order Harmonic," in IEEE Transactions on Magnetics, vol. 50, no. 3, pp. 104-113, March 2014, Art no. 8100210, doi: 10.1109/TMAG.2013.2286780.

LITERATURA

- [47] Masoud, Mahmoud. (2015). Fully controlled 5-phase, 10-pulse, line commutated rectifier. Alexandria Engineering Journal. 4. 10.1016/j.aej.2015.07.004.
- [48] Robert Baldwin, "EV vs. Gas: Which Cars Are Cheaper to Own?" *CarAndDriver.com*, 22.5.2020, Odkaz: CarAndDriver.com
- [49] "Exhaust emissions" *VDA.de*, Odkaz: VDA.de
- [50] B. C. Ghosh, M. Habibullah and M. E. Ali, "Performance Comparison of Five and Six Phase Induction Motors Operating under Normal and Faulty Conditions," 2019 4th International Conference on Electrical Information and Communication Technology (EICT), 2019, pp. 1-6, doi: 10.1109/EICT48899.2019.9068749.
- [51] Pyrhonen, J., T. Jokinen and V. Hrabovcová. "Design of Rotating Electrical Machines." (2009).
- [52] Campbell, P. "Principles of a permanent-magnet axial-field d.c. machine." (1974).
- [53] Surong Huang, Jian Luo, F. Leonardi and T. A. Lipo, "A comparison of power density for axial flux machines based on general purpose sizing equations," in IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 14, no. 2, pp. 185-192, June 1999, doi: 10.1109/60.766982.

A. Rešerše parametrů motorů elektromobilů

Veškeré informace uvedené v této kapitole jsou získány z [16].

Auto	U_N	U_Baterie	P_Max	n_max	Typ motoru	M_Max
2019 Audi e-tron 55 quattro Premium Plus, zadni motor	-	396	140	-	ASM	314
2019 Audi e-tron 55 quattro Premium Plus, predni motor	-	396	125	-	ASM	247
2019 Audi e-tron 55 quattro Prestige, zadni motor	-	396	140	-	ASM	314
2019 Audi e-tron 55 quattro Prestige, predni motor	-	396	125	-	ASM	247
2019 Audi e-tron 55 quattro, zadni motor	-	396	140	-	ASM	314
2019 Audi e-tron 55 quattro, predni motor	-	396	125	-	ASM	247
2019 Audi Q4 e-tron concept, zadni	-	-	150	-	PMSM	310
2019 Audi Q4 e-tron concept, predni	-	-	75	-	ASM	150
2020 Audi e-tron 55 quattro, zadni	-	396	140	-	ASM	314
2020 Audi e-tron 55 quattro, predni	-	396	125	-	ASM	247
2020 Audi e-tron 50 quattro, zadni	-	396	130	-	ASM	310
2020 Audi e-tron 50 quattro, predni	-	396	100	-	ASM	230
2019 Hyundai KONA Electric 64 kWh	-	356	150	-	PMSM	395
2019 Hyundai KONA Electric 39 kWh	-	327	100	-	PMSM	395
2019 Jaguar I-Pace, zadni	-	388	147	-	PMSM	348
2019 Jaguar I-Pace, predni	-	388	147	-	PMSM	348
2020 Jaguar I-Pace S EV400 AWD Automatic, zadni	-	388	147	-	PMSM	348
2020 Jaguar I-Pace S EV400 AWD Automatic, predni	-	388	147	-	PMSM	348
2021 Mazda MX-30 GT Sport Tech	-	355	107	-	Synchro	271
2021 Mazda MX-30 Sport Lux	-	355	107	-	Synchro	271
2021 Mazda MX-30 SE-L Lux	-	355	107	-	Synchro	271
2021 Mazda MX-30 First Edition	-	355	107	-	Synchro	271
2020 MG ZS EV Exclusive	-	-	105	-	Synchro	353
2020 MG ZS EV Excite	-	-	105	-	Synchro	353
2018 NIO ES8 70kWh, zadni	-	-	240	-	ASM	420
2018 NIO ES8 70kWh, predni	-	-	240	-	ASM	420
2019 NIO ES6 Performance 84 kWh, zadni	-	-	240	-	ASM	420
2019 NIO ES6 Performance 84 kWh, predni	-	-	160	-	ASM	305
2019 NIO ES6 Performance 70 kWh, zadni	-	-	240	-	ASM	420
2019 NIO ES6 Performance 70 kWh, predni	-	-	160	-	ASM	305
2019 NIO ES6 Standard 84 kWh, zadni	-	-	160	-	ASM	305
2019 NIO ES6 Standard 84 kWh, predni	-	-	160	-	ASM	305
2019 NIO ES6 Standard 70 kWh, zadni	-	-	160	-	ASM	305
2019 NIO ES6 Standard 70 kWh, predni	-	-	160	-	ASM	305
2019 NIO ES8 84 kWh, zadni	-	-	240	-	ASM	420
2019 NIO ES8 84 kWh, predni	-	-	240	-	ASM	420
2016 Tesla Model X P100D, zadni	320	350	375	6150	3f, 2p=4, ASM	660

Obrázek A.1.: Parametry motorů vozů typu SUV

A. Rešerše parametrů motorů elektromobilů

Auto	U_N	U_Baterie	P_Max	n_max	Typ motoru	M_Max
2016 Tesla Model X P100D, predni	320	350	193	6800	3f, 2p=4, ASM	330
2016 Tesla Model X P90D, zadni	320	350	375	6150	3f, 2p=4, ASM	660
2016 Tesla Model X P90D, predni	320	350	193	6800	3f, 2p=4, ASM	330
2016 Tesla Model X 90D, zadni	320	350	193	6800	3f, 2p=4, ASM	330
2016 Tesla Model X 90D, predni	320	350	193	6800	3f, 2p=4, ASM	330
2016 Tesla Model X 75D, zadni	320	300	193	6800	3f, 2p=4, ASM	330
2016 Tesla Model X 75D, predni	320	300	193	6800	3f, 2p=4, ASM	330
2016 Tesla Model X 70D, zadni	-	300	193	6800	3f, 2p=4, ASM	330
2016 Tesla Model X 70D, predni	-	300	193	6800	3f, 2p=4, ASM	330
2016 Tesla Model X 60D, zadni	-	300	193	6800	3f, 2p=4, ASM	330
2016 Tesla Model X 60D, predni	-	300	193	6800	3f, 2p=4, ASM	330
2017 Tesla Model X 100D, zadni	320	350	193	6800	3f, 2p=4, ASM	330
2017 Tesla Model X 100D, predni	320	350	193	6800	3f, 2p=4, ASM	330
2017 Tesla Model X P100D, zadni	320	350	375	6150	3f, 2p=4, ASM	660
2017 Tesla Model X P100D, predni	320	350	193	6800	3f, 2p=4, ASM	330
2017 Tesla Model X 90D, zadni	320	350	193	6800	3f, 2p=4, ASM	330
2017 Tesla Model X 90D, predni	320	350	193	6800	3f, 2p=4, ASM	330
2017 Tesla Model X 75D, zadni	320	300	193	6800	3f, 2p=4, ASM	330
2017 Tesla Model X 75D, predni	320	300	193	6800	3f, 2p=4, ASM	330
2018 Tesla Model X P100D, zadni	320	350	375	6150	3f, 2p=4, ASM	660
2018 Tesla Model X P100D, predni	320	350	193	6800	3f, 2p=4, ASM	330
2018 Tesla Model X 100D, zadni	320	350	193	6800	3f, 2p=4, ASM	330
2018 Tesla Model X 100D, predni	320	350	193	6800	3f, 2p=4, ASM	330
2018 Tesla Model X 75D, zadni	320	300	193	6800	3f, 2p=4, ASM	330
2018 Tesla Model X 75D, predni	320	300	193	6800	3f, 2p=4, ASM	330
2019 Tesla Model X Performance (SR), zadni	320	350	375	6150	3f, 2p=4, ASM	660
2019 Tesla Model X Performance (SR), predni	320	350	193	6800	3f, 2p=4, ASM	330
2019 Tesla Model X Long Range (SR), zadni	320	400	193	6800	3f, 2p=4, ASM	330
2019 Tesla Model X Long Range (SR), predni	320	400	193	6800	3f, 2p=4, ASM	330
2019 Tesla Model X Performance (AC), zadni	320	350	375	6150	3f, 2p=4, ASM	660
2019 Tesla Model X Performance (AC), predni	320	350	193	6800	3f, 2p=4, ASM	330
2019 Tesla Model X Long Range (AC), zadni	320	350	193	6800	3f, 2p=4, ASM	330
2019 Tesla Model X Long Range (AC), predni	320	350	193	6800	3f, 2p=4, ASM	330
2020 Tesla Model X Performance (SR), zadni	320	350	375	6150	3f, 2p=4, ASM	660
2020 Tesla Model X Performance (SR), predni	320	350	193	6800	3f, 2p=4, ASM	330
2020 Tesla Model X Long Range (SR), zadni	320	400	193	6800	3f, 2p=4, ASM	330
2020 Tesla Model X Long Range (SR), predni	320	400	193	6800	3f, 2p=4, ASM	330

Obrázek A.2.: Parametry motorů vozů typu SUV

Auto	U_N	U_Baterie	P_Max	n_max	Typ motoru	M_Max
2020 Audi e-tron Sportback 55 quattro, zadni	-	396	140	-	ASM	314
2020 Audi e-tron Sportback 55 quattro, predni	-	396	125	-	ASM	247
2020 Audi e-tron Sportback 50 quattro, zadni	-	396	130	-	ASM	310
2020 Audi e-tron Sportback 50 quattro, predni	-	396	100	-	ASM	230

Obrázek A.3.: Parametry motorů vozů typu Coupe

A. Rešerše parametrů motorů elektromobilů

Auto	U_N	U_Baterie	P_Max	n_max	Typ motoru	M_Max
2014 BMW i3 22 kWh	-	360	125	4800	PMSM	250
2015 BMW i3 22kWh	-	360	125	4800	PMSM	250
2016 BMW i3 22kWh	-	360	125	4800	PMSM	250
2017 BMW i3 33 kWh	-	353	125	4800	PMSM	250
2018 BMW i3s 33 kWh	-	353	135	4800	PMSM	270
2018 BMW i3 33 kWh	-	353	125	4800	PMSM	250
2019 BMW i3s 42 kWh	-	353	135	4800	PMSM	270
2019 BMW i3 42 kWh	-	352	125	4800	PMSM	250
2020 BMW i3s Edition RoadStyle 42 kW	-	353	135	4100	Synchro	270
2014 Chevrolet Spark EV	-	-	104	-	PMSM	542
2015 Chevrolet Spark EV	-	400	105	-	PMSM	444
2016 Chevrolet Spark EV	-	400	105	-	PMSM	444
2017 Chevrolet Bolt EV	-	350	150	-	PMSM	360
2018 Chevrolet Bolt EV	-	350	150	-	PMSM	360
2019 Chevrolet Bolt EV	-	350	150	-	PMSM	360
2020 Chevrolet Bolt EV	-	350	150	-	PMSM	360
2019 e.GO Life 60	230	374	60	-	-	-
2019 e.GO Life 40	230	281	40	-	-	-
2019 e.GO Life 20	230	234	20	-	-	-
2013 FIAT 500e	-	364	83	-	PMSM	200
2016 FIAT 500e	-	364	83	-	PMSM	200
2019 FIAT 500e	-	364	83	-	PMSM	200
2020 Honda e Advance 17"	-	-	113	-	-	315
2020 Honda e Advance 16"	-	-	113	-	-	315
2020 Honda e	-	-	100	-	-	315
2019 Hyundai IONIQ Electric 28 kWh	-	360	88	6000	PMSM	295
2020 Hyundai IONIQ Electric 38.3 kWh	-	319,4	101	6000	PMSM	295
2020 MINI Cooper SE Level III	-	350,4	135	-	PMSM	270
2020 MINI Cooper SE Level II	-	350,4	135	-	PMSM	270
2020 MINI Cooper SE Level I	-	350,4	135	-	PMSM	270
2011 Nissan Leaf SL	345	360	80	-	PMSM	280
2011 Nissan Leaf SV	345	360	80	-	PMSM	280
2012 Nissan Leaf SL	345	364,8	80	-	PMSM	280
2012 Nissan Leaf SV	345	360	80	-	PMSM	280
2013 Nissan Leaf SL	360	360	80	-	PMSM	254
2013 Nissan Leaf SV	360	360	80	-	PMSM	254
2013 Nissan Leaf S	360	360	80	-	PMSM	254
2014 Nissan Leaf SL	360	360	80	-	PMSM	254
2014 Nissan Leaf SV	360	360	80	-	PMSM	254
2014 Nissan Leaf S	360	360	80	-	PMSM	254
2015 Nissan Leaf SL	360	360	80	-	PMSM	254
2015 Nissan Leaf SV	360	360	80	-	PMSM	254
2015 Nissan Leaf S	360	360	80	-	PMSM	254
2016 Nissan Leaf SL	360	360	80	-	PMSM	254
2016 Nissan Leaf SV	360	360	80	-	PMSM	254
2016 Nissan Leaf S	360	360	80	-	PMSM	254
2017 Nissan Leaf SL	360	360	80	-	PMSM	254
2017 Nissan Leaf SV	360	360	80	-	PMSM	254
2017 Nissan Leaf S	360	360	80	-	PMSM	254
2018 Nissan Leaf SL	360	360	110	9795	PMSM	320
2018 Nissan Leaf SV	360	360	110	9795	PMSM	320

Obrázek A.4.: Parametry motorů vozů typu Hatchback

A. Rešerše parametrů motorů elektromobilů

Auto	U_N	U_Baterie	P_Max	n_max	Typ motoru	M_Max
2018 Nissan Leaf S	360	360	110	9795	PMSM	320
2019 Nissan Leaf SL Plus	360	-	160	5800	Synchro	340
2019 Nissan Leaf SV Plus	360	-	160	5800	Synchro	340
2019 Nissan Leaf S Plus	360	-	160	5800	Synchro	340
2019 Nissan Leaf SL	360	360	110	9795	PMSM	320
2019 Nissan Leaf SV	360	360	110	9795	PMSM	320
2019 Nissan Leaf S	360	360	110	9795	PMSM	320
2020 Opel Corsa-e First Edition	-	-	100	-	Synchro	260
2020 Opel Corsa-e Edition	-	-	100	-	Synchro	260
2020 Opel Corsa-e Selection	-	-	100	-	Synchro	260
2019 Peugeot e-208 GT	-	-	100	-	-	260
2013 Renault Zoe Q210	-	400	65	11300	PMSM	220
2015 Renault Zoe R240	-	360	68	11300	PMSM	220
2017 Renault Zoe Expression Nav R90	-	360	68	11300	PMSM	220
2017 Renault Zoe R90	-	346	68	11300	PMSM	220
2017 Renault Zoe Swiss Edition	-	346	68	11300	PMSM	220
2017 Renault Zoe Q90	-	346	65	11300	PMSM	220
2018 Renault Zoe R110	-	346	80	10980	PMSM	225
2019 Renault Zoe R110	-	346	80	10886	PMSM	225
2019 Renault Zoe R90	-	346	68	11300	PMSM	220
2019 Renault Zoe Q90	-	346	65	11300	PMSM	220
2020 Renault Twingo Electric Zen	-	400	60	11450	PMSM	160
2020 Renault Twingo Electric Life	-	400	60	11450	PMSM	160
2020 Renault Zoe R135	-	400	100	11163	PMSM	245
2020 Renault Zoe R110	-	400	80	10886	PMSM	225
2020 SEAT Mii Electric	-	-	61	12000	PMSM	212
2020 SEAT Mii Electric Plus	-	-	61	12000	PMSM	212
2020 ŠKODA CITIGOeIV Style (SE-L)	-	-	61	12000	PMSM	212
2020 ŠKODA CITIGOeIV Ambition (SE)	-	-	61	12000	PMSM	212
2020 smart EQ fortwo cabrio	-	-	60	-	-	160
2020 smart EQ fortwo coupé	-	-	60	-	-	160
2014 Volkswagen e-Golf	-	323	85	12000	PMSM	270
2015 Volkswagen e-Golf Limited Editic	-	323	85	12000	PMSM	270
2015 Volkswagen e-Golf SEL Premium	-	323	85	12000	PMSM	270
2016 Volkswagen e-up!	-	374	60	12000	PMSM	210
2016 Volkswagen e-Golf SEL Premium	-	323	85	12000	PMSM	270
2016 Volkswagen e-Golf SE	-	323	85	12000	PMSM	270
2017 Volkswagen e-Golf SEL Premium	-	323	100	12000	PMSM	290
2017 Volkswagen e-Golf Limired Editic	-	323	100	12000	PMSM	290
2017 Volkswagen e-Golf SE	-	323	100	12000	PMSM	290
2019 Volkswagen e-Golf SEL Premium	-	323	100	12000	PMSM	290
2019 Volkswagen e-up!	-	374	60	12000	PMSM	210
2019 Volkswagen e-Golf SE	-	323	100	12000	PMSM	290
2020 Volkswagen e-Golf SE	-	323	100	12000	PMSM	290
2020 Volkswagen ID.3 Pure	-	-	93	-	BLDC	-
2020 Volkswagen ID.3 Pro S	-	408	150	-	BLDC	310
2020 Volkswagen ID.3 Pro	-	-	107	-	BLDC	310
2020 Volkswagen ID.3 1st Max	-	-	150	-	BLDC	310
2020 Volkswagen ID.3 1st Plus	-	-	150	-	BLDC	310
2020 Volkswagen ID.3 1st	-	-	150	-	BLDC	310
2020 Volkswagen e-up!	-	-	61	12000	PMSM	210

Obrázek A.5.: Parametry motorů vozů typu Hatchback

A. Rešerše parametrů motorů elektromobilů

Auto	U_N	U_Baterie	P_Max	n_max	Typ motoru	M_Max
2008 Tesla Roadster 1.5	-	375	185	4500	3f, 2p=4, ASM	370
2009 Tesla Roadster sport 2.	-	375	215	4400	3f, 2p=4, ASM	400
2009 Tesla Roadster 2.0	-	375	215	5400	3f, 2p=4, ASM	380
2010 Tesla Roadster 2.5	-	375	215	4400	3f, 2p=4, ASM	400
2016 Tesla Roadster 3.0	-	-	215	4400	3f, 2p=4, ASM	400

Obrázek A.6.: Parametry motorů vozů typu Cabriolet

A. Rešerše parametrů motorů elektromobilů

Auto	U_N	U_Baterie	P_Max	n_max	Typ motoru	M_Max
2020 Porsche Taycan 4S, zadní	-	800	160	-	PMSM	300
2020 Porsche Taycan 4S, přední	-	800	160	-	PMSM	300
2020 Porsche Taycan 4S Plus, zadní	-	800	200	-	PMSM	350
2020 Porsche Taycan 4S Plus, přední	-	800	160	-	PMSM	300
2020 Porsche Taycan Turbo S, zadní	-	800	300	-	PMSM	-
2020 Porsche Taycan Turbo S, přední	-	800	160	-	PMSM	300
2020 Porsche Taycan Turbo, zadní	-	800	300	-	PMSM	-
2020 Porsche Taycan Turbo, přední	-	800	160	-	PMSM	300
2013 Tesla Model S Performance Plus P85+	375	346	310	8600	3f, 2p=4, ASM	600
2013 Tesla Model S Signature Performance P85	375	346	310	8600	3f, 2p=4, ASM	600
2013 Tesla Model S Performance P85 RWD	375	346	310	8600	3f, 2p=4, ASM	600
2013 Tesla Model S Signature 85 RWD	375	346	270	9500	3f, 2p=4, ASM	440
2013 Tesla Model S Base 85 RWD	375	346	270	9500	3f, 2p=4, ASM	440
2013 Tesla Model S Base 60 RWD	375	302	225	5000	3f, 2p=4, ASM	430
2013 Tesla Model S Base 40 RWD	375	302	225	5000	3f, 2p=4, ASM	430
2014 Tesla Model S P85+	375	346	310	8600	3f, 2p=4, ASM	600
2014 Tesla Model S P85D 165kW+350kW, zadní	375	346	350	5950	3f, 2p=4, ASM	600
2014 Tesla Model S P85D 165kW+350kW, přední	-	346	165	-	3f, 2p=4, ASM	-
2014 Tesla Model S P85 RWD	375	346	310	8600	3f, 2p=4, ASM	600
2014 Tesla Model S 85 RWD	375	346	270	9500	3f, 2p=4, ASM	440
2014 Tesla Model S 60 RWD	375	302	225	5000	3f, 2p=4, ASM	430
2015 Tesla Model S P90DL Ludicrous, zadní	375	346	375	5950	3f, 2p=4, ASM	600
2015 Tesla Model S P90DL Ludicrous, přední	-	346	193	6100	3f, 2p=4, ASM	330
2015 Tesla Model S P90D, zadní	375	346	375	5950	3f, 2p=4, ASM	600
2015 Tesla Model S P90D, přední	-	346	193	6100	3f, 2p=4, ASM	330
2015 Tesla Model S 90D, zadní	375	346	193	6100	3f, 2p=4, ASM	330
2015 Tesla Model S 90D, přední	-	346	193	6100	3f, 2p=4, ASM	330
2015 Tesla Model S 90 RWD	375	346	285	6850	3f, 2p=4, ASM	440
2015 Tesla Model S P85DL Ludicrous, zadní	375	346	375	5950	3f, 2p=4, ASM	600
2015 Tesla Model S P85DL Ludicrous, přední	-	346	193	6100	3f, 2p=4, ASM	330
2015 Tesla Model S P85D 193kW+375kW, zadní	375	346	375	5950	3f, 2p=4, ASM	600
2015 Tesla Model S P85D 193kW+375kW, přední	-	346	193	6100	3f, 2p=4, ASM	330
2015 Tesla Model S 85D 193kW+193kW, zadní	375	346	193	6100	3f, 2p=4, ASM	330
2015 Tesla Model S 85D 193kW+193kW, přední	-	346	193	6100	3f, 2p=4, ASM	330
2015 Tesla Model S 70 RWD	320	302	285	6850	3f, 2p=4, ASM	440
2015 Tesla Model S 70 RWD 140kW+140kW, zadní	320	302	140	5700	3f, 2p=4, ASM	250
2015 Tesla Model S 70 RWD 140kW+140kW, přední	320	302	140	5700	3f, 2p=4, ASM	250
2015 Tesla Model S P85D 165kW+350kW, zadní	375	346	350	5950	3f, 2p=4, ASM	600
2015 Tesla Model S P85D 165kW+350kW, přední	-	346	165	-	3f, 2p=4, ASM	-
2015 Tesla Model S 70D 193kW+193kW, zadní	320	302	193	6100	3f, 2p=4, ASM	330
2015 Tesla Model S 70D 193kW+193kW, přední	320	302	193	6100	3f, 2p=4, ASM	330
2015 Tesla Model S 85D 140kW+140kW, zadní	375	346	140	5700	3f, 2p=4, ASM	440
2015 Tesla Model S 85D 140kW+140kW, přední	375	346	140	5700	3f, 2p=4, ASM	440
2015 Tesla Model S 85 RWD	375	346	285	6850	3f, 2p=4, ASM	440
2015 Tesla Model S 60 RWD	375	302	225	5000	3f, 2p=4, ASM	430
2016 Tesla Model S P100D, zadní	375	400	375	5950	3f, 2p=4, ASM	600
2016 Tesla Model S P100D, přední	-	400	193	6100	3f, 2p=4, ASM	330
2016 Tesla Model S 75D, zadní	320	302	193	6100	3f, 2p=4, ASM	330
2016 Tesla Model S 75D, přední	320	302	193	6100	3f, 2p=4, ASM	330
2016 Tesla Model S 75D RWD	320	302	285	6850	3f, 2p=4, ASM	440
2016 Tesla Model S 60D, zadní	320	302	193	6100	3f, 2p=4, ASM	330
2016 Tesla Model S 60D, přední	320	302	193	6100	3f, 2p=4, ASM	330
2016 Tesla Model S 60 RWD Gen 2	320	302	285	6850	3f, 2p=4, ASM	440
2016 Tesla Model S P90L Ludicrous, zadní	375	346	375	5950	3f, 2p=4, ASM	600
2016 Tesla Model S P90L Ludicrous, přední	-	346	193	6100	3f, 2p=4, ASM	330
2016 Tesla Model S P90D, zadní	375	346	375	5950	3f, 2p=4, ASM	600
2016 Tesla Model S P90D, přední	-	346	193	6100	3f, 2p=4, ASM	330

Obrázek A.7.: Parametry motorů vozů typu Sedan

A. Rešerše parametrů motorů elektromobilů

Auto	U_N	U_Baterie	P_Max	n_max	Typ motoru	M_Max
2016 Tesla Model S 90D, zadni	375	346	193	6100	3f, 2p=4, ASM	330
2016 Tesla Model S 90D, predni	375	346	193	6100	3f, 2p=4, ASM	330
2016 Tesla Model S 70D, zadni	320	302	193	6100	3f, 2p=4, ASM	330
2016 Tesla Model S 70D, predni	320	302	193	6100	3f, 2p=4, ASM	330
2016 Tesla Model S 70 RWD	320	302	285	6850	3f, 2p=4, ASM	440
2017 Tesla Model 3 Long Range RWD	370	360	192	-	SRM	-
2017 Tesla Model S 100D, zadni	320	400	375	5950	3f, 2p=4, ASM	650
2017 Tesla Model S 100D, predni	320	400	193	6100	3f, 2p=4, ASM	330
2017 Tesla Model S P100D, zadni	320	400	375	5950	3f, 2p=4, ASM	600
2017 Tesla Model S P100D, predni	320	400	193	6100	3f, 2p=4, ASM	330
2017 Tesla Model S 90D, zadni	375	346	193	6100	3f, 2p=4, ASM	330
2017 Tesla Model S 90D, predni	375	346	193	6100	3f, 2p=4, ASM	330
2017 Tesla Model S 75D, zadni	320	302	193	6100	3f, 2p=4, ASM	330
2017 Tesla Model S 75D, predni	320	302	193	6100	3f, 2p=4, ASM	330
2017 Tesla Model S 75 RWD	320	302	285	6850	3f, 2p=4, ASM	440
2017 Tesla Model S 60D, zadni	320	302	193	6100	3f, 2p=4, ASM	330
2017 Tesla Model S 60D, predni	320	302	193	6100	3f, 2p=4, ASM	330
2017 Tesla Model S 60 RWD Gen 2	320	302	285	6850	3f, 2p=4, ASM	440
2018 Tesla Model 3 Mid Range RWD	370	360	202	-	SRM	-
2018 Tesla Model 3 Performance AWD, zadni	370	360	202	-	SRM	-
2018 Tesla Model 3 Performance AWD, predni	-	360	147	-	3f, 2p=4, ASM	-
2018 Tesla Model 3 Long Range AWD, zadni	370	360	188	-	SRM	-
2018 Tesla Model 3 Long Range AWD, predni	-	360	147	-	3f, 2p=4, ASM	-
2018 Tesla Model S P100D, zadni	320	400	375	5950	3f, 2p=4, ASM	600
2018 Tesla Model S P100D, predni	320	400	193	6100	3f, 2p=4, ASM	330
2018 Tesla Model S 100D, zadni	320	400	285	6850	3f, 2p=4, ASM	440
2018 Tesla Model S 100D, predni	320	400	193	6100	3f, 2p=4, ASM	330
2018 Tesla Model S 75D, zadni	320	302	193	6100	3f, 2p=4, ASM	330
2018 Tesla Model S 75D, predni	320	302	193	6100	3f, 2p=4, ASM	330
2019 Tesla Model S Performance (SR), zadni	320	400	375	5900	3f, 2p=4, ASM	650
2019 Tesla Model S Performance (SR), predni	320	400	193	6100	3f, 2p=4, ASM	330
2019 Tesla Model S Long Range (SR), zadni	320	400	285	6850	3f, 2p=4, ASM	440
2019 Tesla Model S Long Range (SR), predni	320	400	193	6100	3f, 2p=4, ASM	330
2019 Tesla Model S Standard Range, zadni	320	-	285	6850	3f, 2p=4, ASM	440
2019 Tesla Model S Standard Range, predni	320	-	194	6100	3f, 2p=4, ASM	330
2019 Tesla Model 3 Long Range RWD	370	360	211	-	SRM	-
2019 Tesla Model 3 Standard Range Plus RWD	370	360	211	-	SRM	-
2019 Tesla Model 3 Standard Range RWD	370	360	211	-	SRM	-
2019 Tesla Model 3 Performance AWD, zadni	370	360	211	-	SRM	-
2019 Tesla Model 3 Performance AWD, predni	-	360	147	-	3f, 2p=4, ASM	-
2019 Tesla Model 3 Long Range AWD, zadni	370	360	188	-	SRM	-
2019 Tesla Model 3 Long Range AWD, predni	-	360	147	-	3f, 2p=4, ASM	-
2019 Tesla Model 3 Mid Range RWD	370	360	211	-	SRM	-
2019 Tesla Model S Performance (AC), zadni	320	400	375	5950	3f, 2p=4, ASM	600
2019 Tesla Model S Performance (AC), predni	320	400	193	6100	3f, 2p=4, ASM	330
2019 Tesla Model S Long Range (AC), zadni	320	400	285	6850	3f, 2p=4, ASM	440
2019 Tesla Model S Long Range (AC), predni	320	400	193	6100	3f, 2p=4, ASM	330
2020 Tesla Model S Performance (SR), zadni	320	400	375	5900	3f, 2p=4, ASM	650
2020 Tesla Model S Performance (SR), predni	320	400	193	6100	3f, 2p=4, ASM	330
2020 Tesla Model S Long Range Plus (SR), zadni	320	400	285	6850	3f, 2p=4, ASM	440
2020 Tesla Model S Long Range Plus (SR), predni	320	400	193	6100	3f, 2p=4, ASM	330
2020 Tesla Model 3 Standard Range Plus RWD	370	360	211	-	SRM	-
2020 Tesla Model 3 Long Range AWD, zadni	370	360	188	-	SRM	-
2020 Tesla Model 3 Long Range AWD, stredni	-	360	147	-	3f, 2p=4, ASM	-
2020 Tesla Model 3 Performance AWD, zadni	370	360	211	-	SRM	-
2020 Tesla Model 3 Performance AWD, predni	-	360	147	-	3f, 2p=4, ASM	-

Obrázek A.8.: Parametry motorů vozů typu Sedan

A. Rešerše parametrů motorů elektromobilů

Auto	U_N	U_Baterie	P_Max	n_max	Typ motoru	M_Max
2015 KIA Soul EV	360	360	81	8000	PMSM	285
2016 KIA Soul EV	360	360	81	8000	PMSM	285
2017 KIA Soul EV	360	360	81	8000	PMSM	285
2018 KIA Soul EV	360	375	81	8000	PMSM	285
2019 KIA Soul EV	360	375	81	8000	PMSM	285
2019 KIA e-Niro 39 kWh	327	327	100	8000	PMSM	395
2019 KIA e-Niro 64 kWh	356	356	150	8000	PMSM	395
2020 KIA e-Niro 4	356	356	150	8000	PMSM	395
2020 KIA Soul EV 39 kWh	327	327	100	8000	PMSM	395
2020 KIA Soul EV 64 kWh	356	356	150	8000	PMSM	395

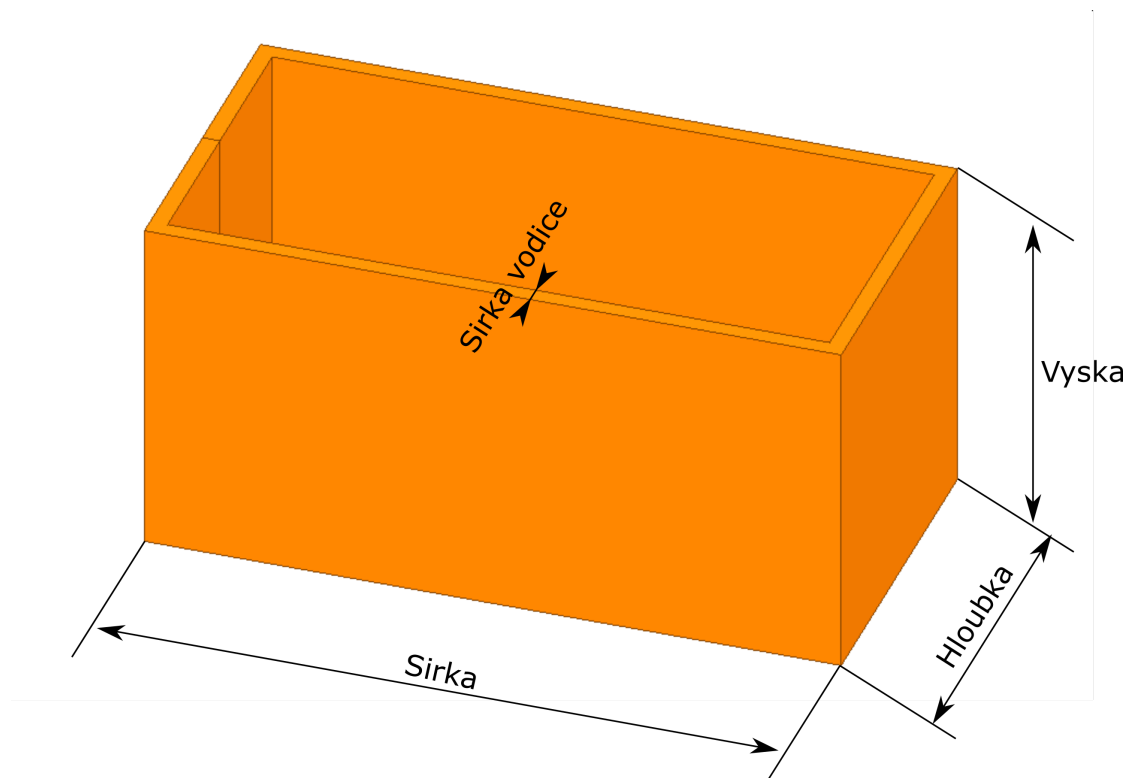
Obrázek A.9.: Parametry motorů vozů typu Crossover

B. Korekční činitel k_K

Důvod zavedení korekčního činitele k_K je prezentován na jednozávitové obdélníkové cívice umístěné ve vakuu.

B.1. Popis 3D modelu

Geometrie modelu je zobrazena na obrázku B.1.



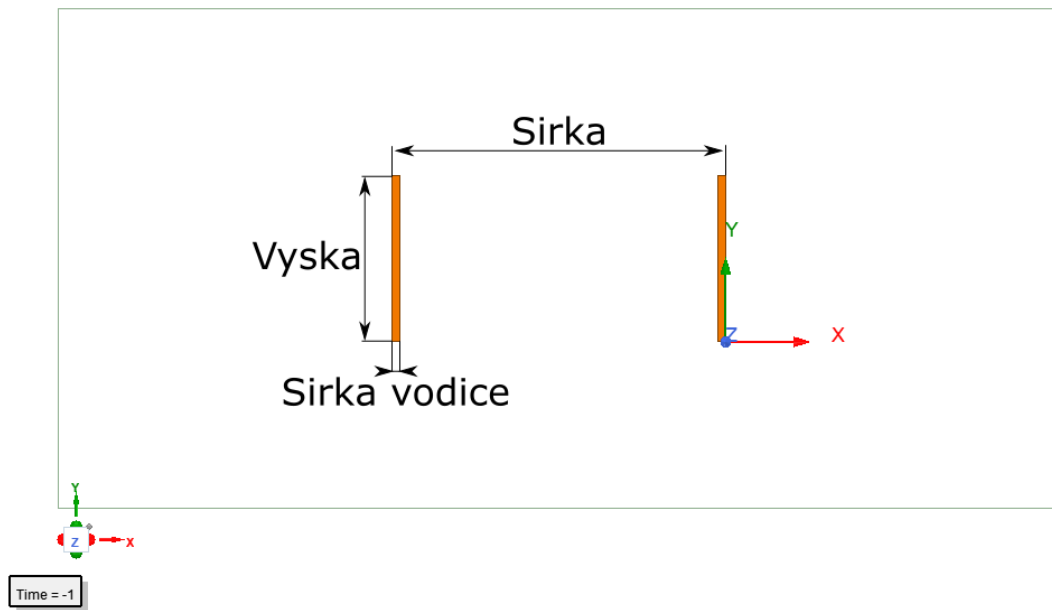
Obrázek B.1.: Geometrie 3D modelu

Při simulaci jsou rozměry $Sirka$, $Vyska$, $Sirka\ vodice$ udržovány konstantní. Rozměr $Hloubka = 25 \div 800$ mm s krokem 25 mm.

$Sirka$	200 mm
$Vyska$	100 mm
$Sirka\ vodice$	5 mm
$Hloubka$	25 \div 800 mm

Tabulka B.1.: Velikosti rozměrů 3D modelu

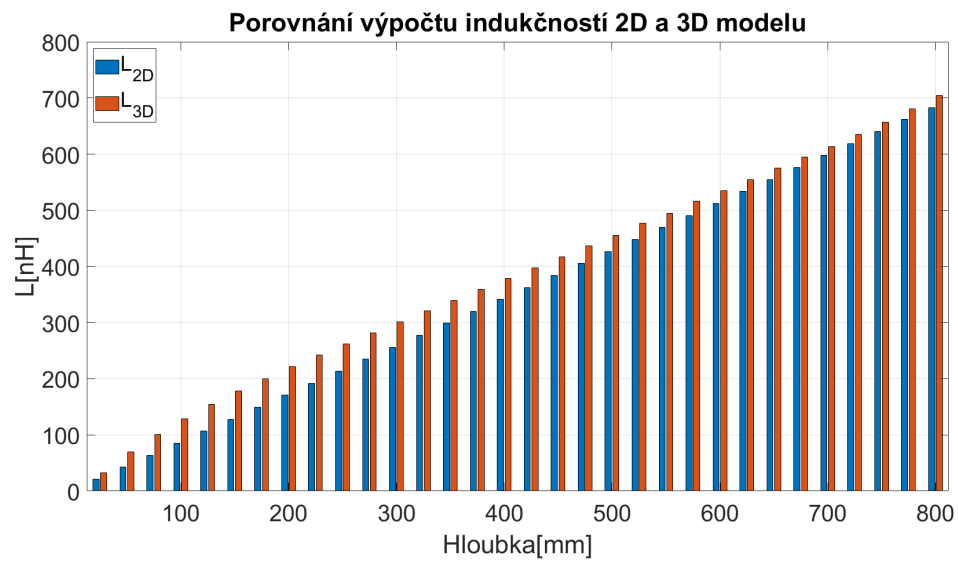
B.2. Popis 2D modelu



Obrázek B.2.: Geometrie 2D modelu

Rozměry 2D modelu jsou shodné s rozměry 3D modelu.

B.3. Výsledky simulace



Obrázek B.3.: Výsledky simulace 2D a 3D modelu

B. Korekční činitel k_K

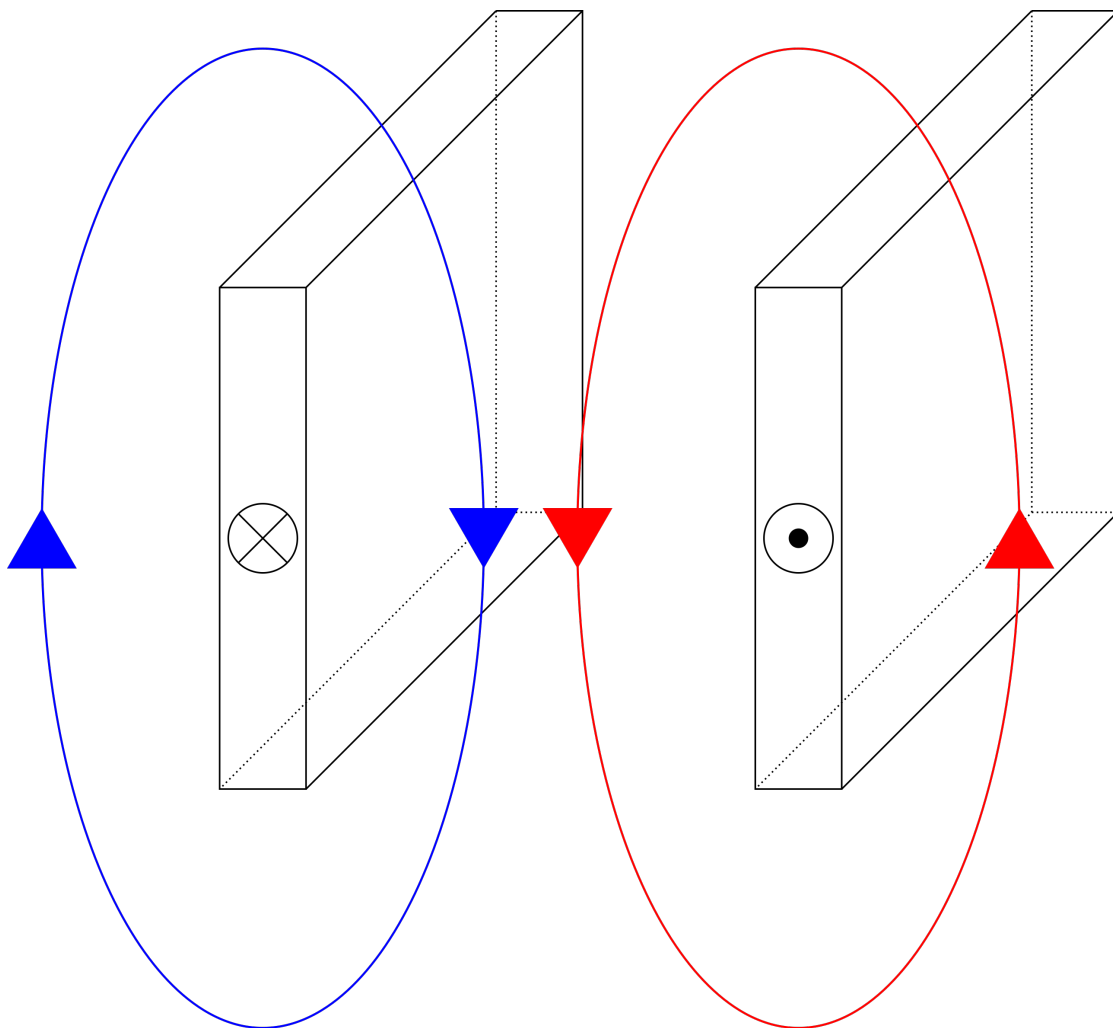
Hloubka[mm]	L_{2D} [nH]	L_{3D} [nH]	$\frac{L_{3D}}{L_{2D}}$ [-]
25	21.34	32.59	1.53
50	42.69	69.58	1.63
75	64.02	101.08	1.58
100	85.36	129.12	1.51
125	106.69	154.49	1.48
150	128.03	178.01	1.39
175	149.37	200.19	1.34
200	170.71	221.43	1.30
225	192.05	242.04	1.26
250	213.39	262.12	1.23
275	234.73	281.75	1.20
300	256.07	301.29	1.18
325	277.41	320.81	1.16
350	298.74	339.87	1.14
375	320.09	359.24	1.12
400	341.43	378.62	1.11
425	362.77	397.84	1.10
450	384.10	416.94	1.09
475	405.44	436.83	1.08
500	426.78	455.79	1.07
525	448.12	476.84	1.06
550	469.46	495.09	1.05
575	490.80	516.51	1.05
600	512.14	535.33	1.05
625	533.48	554.38	1.04
650	554.82	575.18	1.04
675	576.16	594.79	1.03
700	597.49	613.95	1.03
725	618.84	634.82	1.03
750	640.17	657.24	1.03
775	661.51	681.03	1.03
800	682.85	704.81	1.03

Tabulka B.2.: Velikosti rozměrů 3D modelu

B.4. Důvod rozdílnosti výsledků

Důvod rozdílnosti výsledků je způsoben omezenou možností 2D modelu interpretovat zadanou geometrii. Nastavením geometrie tak, jak je uvedeno v B.2 v 2D modelu nevzniká obdélníkový závit, ale dva kvádry vedle sebe viz obrázek B.4

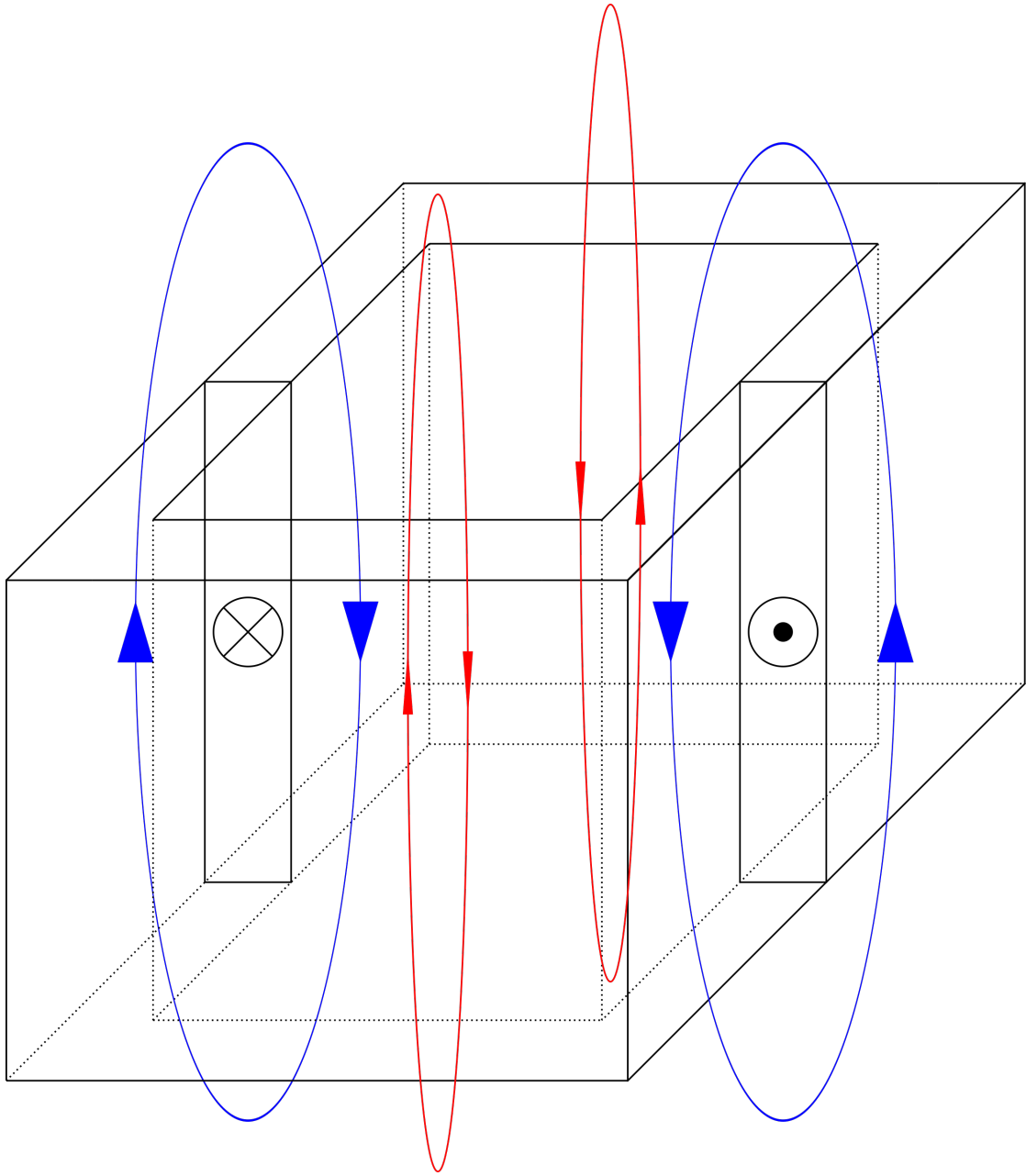
B. Korekční činitel k_K



Obrázek B.4.: Interpretace zadané geometrie 2D modelem

Problém této interpretace spočívá v tom, že v modelu chybí čela cívky, která též přispívají magnetickým tokem stejně, jako aktivní cívkové strany.

B. Korekční činitel k_K



Obrázek B.5.: Siločáry magnetického toku

Na obrázku B.5 jsou zobrazeny siločáry magnetického toku. Modrá barva reprezentuje tok od cívkových stran, zatímco červená tok vybuzený čely cívky. Tento červený magnetický tok v 2D modelu chybí a proto se výsledky v porovnání s 3D modelem liší. Z výsledků simulace uvedených v tabulce B.2 jasně vyplývá, že pokud jsou čela cívky výrazně delší, než je hloubka cívky ($Hloubka \ll Sirka$), tak rozdíly ve výpočtech dosahují, v tomto jednoduchém případě, až 60%. V případě $Hloubka \approx Sirka$ se rozdíly výpočtu pohybují kolem 30% a při $Sirka \ll Hloubka$ se vypočtené hodnoty téměř shodují, neboť přírůstek magnetického toku od čel je v porovnání s tokem cívkových stran zanedbatelný. Na základě tohoto principu je do analytického výpočtu v kapitole 8 zaváděn korekční činitel k_K .