

**ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI
FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ**

**KATEDRA ELEKTROMECHANIKY A VÝKONOVÉ
ELEKTRONIKY**

DIPLOMOVÁ PRÁCE

**Návrh pětifázového synchronního motoru s
permanentsními magnety**

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI

Fakulta elektrotechnická

Akademický rok: 2018/2019

ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

(PROJEKTU, UMĚLECKÉHO DÍLA, UMĚLECKÉHO VÝKONU)

Jméno a příjmení: **Bc. Petr KOTEK**

Osobní číslo: **E17N0041P**

Studijní program: **N2612 Elektrotechnika a informatika**

Studijní obor: **Průmyslová elektronika a elektromechanika**

Název tématu: **Návrh pětifázového synchronního motoru s permanentními magnety**

Zadávací katedra: **Katedra elektromechaniky a výkonové elektroniky**

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

1. Nastudujte doporučenou literaturu.
2. Provedte návrh pětifázového synchronního motoru s permanentními magnety určeného pro elektrická a hybridní vozidla.
3. Motor je koncipován zejména jako pomocný pohon určený pro kategorii "mild hybrids" s napětím baterie 48 V.
4. Provedte elektromagnetický návrh.
5. Ověřte návrh pomocí MKP.

Rozsah grafických prací: podle doporučení vedoucího

Rozsah kvalifikační práce: 40 - 60 stran

Forma zpracování diplomové práce: tištěná/elektronická

Seznam odborné literatury:

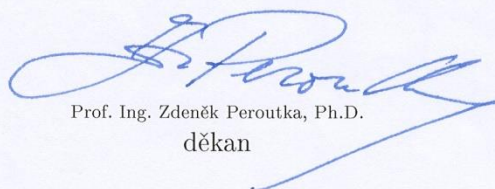
1. Germar Müller, Karl Vogt, Bernd Ponick: Berechnung elektrischer Maschinen, Feb. 2012, ISBN: 978-3-527-66019-3.

Vedoucí diplomové práce: Ing. Tomáš Komrska, Ph.D.


Regionální inovační centrum elektrotechniky

Datum zadání diplomové práce: 5. října 2018

Termín odevzdání diplomové práce: 30. května 2019


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




Prof. Ing. Václav Kůs, CSc.
vedoucí katedry

V Plzni dne 5. října 2018

Abstrakt

Předkládaná diplomová práce je zaměřena na návrh pětifázového synchronního motoru s permanentními magnety určeného pro elektrická a hybridní vozidla. Nejprve jsou teoreticky popsány pohony pro elektrická a hybridní vozidla. Následně je navržen synchronní motor s permanentními magnety. Navrhnutý synchronní motor s permanentními magnety je ověřen metodou konečných prvků.

Klíčová slova

Synchronní motor s permanentními magnety (PMSM), spalovací motor, hybridní vozidlo, mild-hybrid, PWM, triangulární injekce s nulovou sekvencí PWM (TIPWM)

Abstract

The presented thesis is focused on the design of a five-phase synchronous motor with permanent magnets designed for electric and hybrid vehicles. At first, the drives for electric and hybrid vehicles are theoretically described. Then a synchronous motor with permanent magnets is designed. The designed permanent magnet synchronous motor is verified by the finite element method.

Key words

Synchronous motor with permanent magnets (PMSM), internal combustion engine, hybrid vehicle, mild-hybrid, PWM, triangular zero-sequence injection PWM (TIPWM)

Prohlášení

Prohlašuji, že jsem tuto bakalářskou 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 bakalářské/diplomové práce, je legální.

.....
podpis

V Plzni dne 29.5.2019

Bc. Petr Kotek

Poděkování

Tímto bych rád poděkoval vedoucímu bakalářské práce Ing. Tomáši Komrskovi, Ph.D. za cenné profesionální rady, připomínky a metodické vedení práce. Dále bych chtěl poděkovat doc. Ing. Karlovi Hruškovi, Ph.D. a Ing. Romanu Pechánkovi, Ph.D. za jejich cenné profesionální rady. A v neposlední řadě bych chtěl poděkovat rodině, kamarádům a všem blízkým, kteří mě ve studiu na fakultě podporovali.

Obsah

OBSAH	8
SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK	9
ÚVOD	14
1 PĚTIFÁZOVÉ SYSTÉMY A PULZNĚ ŠÍŘKOVÁ MODULACE S INJEKTÁŽÍ NETOČIVÉ SLOŽKY	15
2 NÁVRH 5F PMSM	17
2.1 ZADANÉ PARAMETRY PMSM.....	17
2.2 ELEKTROMAGNETICKÝ VÝPOČET 5F PMSM	17
2.2.1 Základní údaje	17
2.2.2 Určení rozměrů motoru	18
2.2.3 Návrh statorového vinutí	19
2.2.4 Výpočet skutečných hodnot magnetických indukcí	24
2.2.5 Návrh drážky	25
2.2.6 Dimenzování permanentních magnetů.....	27
2.2.7 Odpor a rozptylová reaktance vinutí	32
2.2.8 Ztráty a účinnost stroje.....	37
2.3 TEPELNÝ VÝPOČET	39
2.3.1 Výpočet oteplení stroje	40
2.3.2 Ověření tepelného výpočtu pomocí MKP	43
3 OVĚŘENÍ POMOCÍ MKP A CHOD STROJE	44
3.1 OVĚŘENÍ POMOCÍ MKP	44
3.2 TOČIVÝ MOMENT STROJE	47
3.3 ANALÝZA ZRYCHLENÍ STROJE	50
3.3.1 Topologie umístění na nápravě automobilu	51
3.3.2 Topologie umístění na klikové hřídeli spalovacího motoru	52
3.3.3 Topologie propojení pomocí řemenice	53
3.3.4 Chod elektromotoru jako pomocného pohonu.....	53
ZÁVĚR	56
SEZNAM LITERATURY A INFORMAČNÍCH ZDROJŮ	57
PŘÍLOHY	1

Seznam symbolů a zkratk

a	Počet paralelních větví	[-]
a	Zrychlení	[m/s ²]
a_{ss}	Počet paralelních vinutí stejnosměrného vinutí	[-]
A	Obvodová proudová hustota (odhadnutá)	[A/m]
A_{skut}	Skutečná velikost proudové hustoty	[A/m]
b_d	Šířka drážky	[m]
b_m	Šířka magnetu	[m]
$b_{stř}$	Střed drážky na šířku	[m]
b_z	Šířka zubu	[m]
B_{j1}	Magnetická indukce v jhu	[T]
B_m	Magnetická indukce permanentního magnetu	[T]
B_z	Magnetická indukce v zubu	[T]
B_{δ}	Magnetická indukce ve vzduchové mezeře	[T]
c_x	Součinitel vzdušného odporu	[-]
C	Essonův činitel	[VA/m ³ ot]
C	Počet sloupců Tingleyho schéma	[-]
d_{cel}	Průměr kružnice, po kterém je navinuto čelo vinutí	[m]
d_v	Průměr vodiče v drážce	[m]
D_1	Vnitřní průměr statoru	[m]
$\cos(\varphi)$	Účinník	[-]
f	Frekvence	[Hz]
f	Součinitel valivého odporu	[-]
f_m	Modulační frekvence	[Hz]
f_{vz}	Vzorkovací frekvence	[Hz]
F_t	Trakční síla	[N]
F_{res}	Celková odporová síla	[N]
g	Gravitační zrychlení	[m/s ²]
G	Gravitační síla	[N]
h_d	Výška drážky	[m]
h_{j1}	Výška jha statoru	[m]
h_m	Výška permanentního magnetu	[m]

H_c	Koercivita permanentního magnetu	[A/m]
H_{cn}	Koercivita PM pro jmenovitou teplotu	[A/m]
H_{j1}	Intenzita magnetického pole v jhu statoru	[A/m]
H_{j2}	Intenzita magnetického pole v jhu rotoru	[A/m]
H_m	Intenzita magnetického pole PM	[A/m]
H_z	Intenzita magnetického pole v zubu statoru	[A/m]
H_δ	Intenzita magnetického pole ve vzduchová mezeře	[A/m]
i_g	Převodový stupeň	[-]
i_0	Koncový převodový stupeň	[-]
I_f	Fázový proud	[A]
K	Počet cívek stroje	[-]
K_1	Počet cívek ve skupině	[-]
k_c	Carterův činitel	[-]
k_e	Činitel poměru indukovaného napětí a napětí fázového	[-]
k_{Fej}	Koeficient pro výpočet ztrát v jhu	[-]
k_{Fez}	Koeficient pro výpočet ztrát v zubu	[-]
k_p	koeficient určující mechanické ztráty	[-]
k_{r1}	Činitel rozlohy první harmonické	[-]
k_{r3}	Činitel rozlohy třetí harmonické	[-]
k_{v1}	Činitel vinutí první harmonické	[-]
k_{v3}	Činitel vinutí třetí harmonické	[-]
k_w	Činitel plnění drážky	[-]
k_{y1}	Činitel kroku první harmonické	[-]
k_{y3}	Činitel kroku třetí harmonické	[-]
l	Předběžná délka stroje	[m]
l_ξ	Efektivní délka čela vinutí	[m]
l_e	Efektivní délka stroje	[m]
l_{j1}	Efektivní délka siločáry jha statoru	[m]
l_{j2}	Efektivní délka siločáry jha rotoru	[m]
l_p	Efektivní délka siločáry v pólovém nastavci	[m]
l_v	Délka vodiče v drážce	[m]
l_z	Efektivní délka závitu	[m]
$L_{a\sigma}$	Rozptylová indukčnost	[H]
$L_{\check{c}}$	Indukčnost čel vintí	[H]

L_{dif}	Diferenční indukčnost	[H]
L_{μ}	Magnetizační indukčnost	[H]
m	Počet fází	[-]
m	Hmotnost automobilu	[kg]
m_{Fej1}	Hmotnost jha statoru	[kg]
m_{Fez}	Hmotnost zubů statoru	[kg]
M_{N}	Jmenovitý točivý moment motoru	[Nm]
n	Jmenovité otáčky motoru	[ot/min]
n_{max}	Maximální otáčky motoru	[ot/min]
n_{pl}	Počet plechů pro složení statorového svazku	[-]
N_{s}	Počet závitů jedné fáze v sérii	[-]
N_{c}	Počet závitů cívky	[-]
O_{a}	Odpor zrychlení	[N]
O_{f}	Odpor valení	[N]
O_{s}	Odpor stoupání	[N]
O_{vz}	Odpor vzduchu	[N]
p	Počet pólpárů	[-]
P	Jmenovitý výkon	[W]
q	Počet drážek na pól a fázi	[-]
Q	Počet drážek	[-]
Q_{p}	Počet drážek na pól	[-]
r_{d}	Dynamický poloměr pneumatiky	[m]
R	Počet řádků Tingleyho schéma	[-]
R_{a}	Odpor vinutí kotvy	[Ω]
$R_{\text{Cu}(20^{\circ}\text{C})}$	Odpor mědi při teplotě vinutí 20°C	[Ω]
$R_{\text{Cu}(120^{\circ}\text{C})}$	Odpor mědi při teplotě vinutí 120°C	[Ω]
S_{c}	Počet skupin cívek	[-]
S_{cu}	Celkové množství mědi v drážce	[mm ²]
S_{d}	Plocha drážkové části	[mm ²]
S_{i}	Vnitřní elektromagnetický výkon	[W]
S_{n}	Zdánlivý výkon	[W]
S_{p}	Počet skupin na fázi	[-]
S_{v}	Průřez vodiče	[mm ²]
S_{v1}	Obsah mědi jednoho vodiče	[mm ²]

S_{v_ef}	Obsah mědi na jedno vinutí	[mm ²]
t	Čas	[s]
t_d	Drážková rozteč	[m]
t_p	Pólová rozteč	[m]
T	Pracovní teplota magnetů	[°C]
UDC.....	Napájecí napětí baterie	[V]
U_f	Fázové napětí	[V]
U_i	Indukované napětí	[V]
v	Rychlost	[m/s]
V_d	Počet vodičů v drážce	[-]
X_{ad}	Reaktance reakce kotvy v ose d	[Ω]
$X_{a\sigma}$	Rozptylová reaktance	[Ω]
X_d	Celková synchronní reaktance v ose d	[Ω]
X_{aq}	Reaktance reakce kotvy ose q	[Ω]
X_q	Celková synchronní reaktance v ose q	[Ω]
y	Cívková rozteč	[-]
y_k	Krok na komutátoru	[-]
y_1	Přední cívkový krok	[-]
y_{1d}	Cívkový krok	[-]
y_2	Zadní cívkový krok	[-]
α	Úhel mezi fázory	[°]
α_{Br}	Koeficient poklesu remanence v závislosti na teplotě	[%/°C]
α_{el}	Elektrický úhel	[°]
α_{Hc}	Koeficient poklesu remanence v závislosti na teplotě	[%/°C]
β	Činitel zkrácení kroku	[-]
β	Zátěžný úhel PMSM	[°]
δ	Vzduchová mezera	[m]
δ'	Vzduchová mezera zvětšená o Carterův činitel	[m]
δ_{ef}	Efektivní velikost vzduchové mezery uvažující PS	[m]
φ	Fázový posun	[°]
λ_d	Činitel magnetické vodivosti drážkového rozptylu	[-]
λ_{ξ}	Činitel magnetické vodivosti rozptylu čel vinutí	[-]
ϕ_h	Hlavní magnetický indukční tok	[Wb]

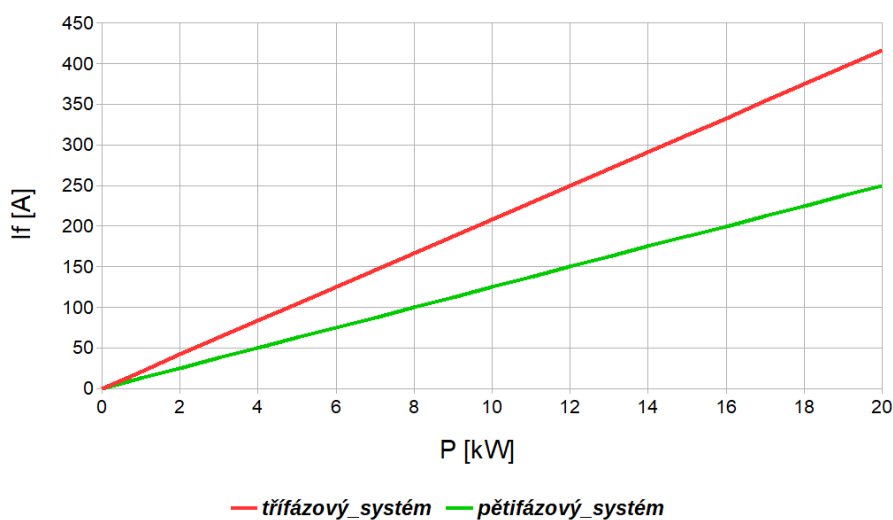
ϕ_{j1}	Magnetický indukční tok v jhu	[Wb]
ϕ_z	Magnetický indukční tok v zubu	[Wb]
η	Účinnost	[-,%]
σ_{Cu}	Proudová hustota ve vodiči	[A/mm ²]
$\rho_{Cu(20^\circ C)}$	Hustota mědi při teplotě 20°C	[kg/m ³]
$\rho_{Cu(120^\circ C)}$	Hustota mědi při teplotě 120°C	[kg/m ³]
ρ_i	Šířka izolace	[m]
τ_{dif}	Diferenční rozptyl	[-]
$\Delta p_{1,2T}$	Ztrátové číslo pro indukčnost B=1,2 T	[-]
$\Delta p_{1,5T}$	Ztrátové číslo pro indukčnost B=1,5 T	[-]
ΔP	Celkové ztráty uvažující i ztráty v PWM	[W]
ΔP_{j1}	Jouleovy ztráty	[W]
ΔP_{Fe}	Celkové ztráty v železe	[W]
ΔP_{Fej1}	Ztráty v jhu statoru	[W]
ΔP_{Fez}	Ztráty v zubech statoru	[W]
ΔP_m	Mechanické ztráty stroje	[W]
ΔU_{j1}	Úbytek magnetického napětí v jhu statoru	[A]
ΔU_{j2}	Úbytek magnetického napětí v jhu rotoru	[A]
ΔU_p	Úbytek magnetického napětí v pólovém nástavci	[A]
ΔU_z	Úbytek magnetického napětí v zubu statoru	[A]
ΔU_δ	Úbytek magnetického napětí ve vzduchové mezeře	[A]
ω	Úhlová rychlost motoru	[rad/s]
2p	Počet pólů	[-]
2u	Počet vrstev vinutí	[-]

Úvod

Předkládaná práce je zaměřena na návrh pětifázového synchronního motoru s permanentními magnety koncipovaného pro elektrická (BEV) a hybridní vozidla (HEV). Přejechy na tyto alternativní způsoby pohonů automobilů jsou dány zvyšujícími se nároky EU na snížení produkovaných skleníkových plynů. Do roku 2021 by měly emise dosahovat maximálně 95g CO₂/km, což odpovídá spotřebě paliva 4,1 litrů/100km benzínového pohonu a 3,6 litrů/100km naftového pohonu.

Z důvodu rostoucí palubní spotřeby, složené převážně z řídicích jednotek, přechází výrobci automobilů na hladinu napětí 48V pro palubní systémy. Jedná se o bezpečné malé napětí, které zároveň umožňuje instalaci pro pomocný pohon. Konceptu pomocného pohonu elektromotorem využívají hybridní automobily. Jedna z kategorií hybridních automobilů je mild-hybrid, která využívá konfigurace spalovacího motoru jako hlavního pohonu a elektromotoru, jako pohonu přídatného. Elektromotor vytváří přídatný moment při rozjezdech a náhlém zrychlení automobilu.

Koncepce třífázových motorů dosáhla výkonového maxima a je nutné využít alternativní formy elektropohonu. Možnou alternativou je navýšení hustoty výkonu elektromotoru navýšením počtu fází. Lze tak snížit velikost fázového proudu, kdy při stejných rozměrech a stejném fázovém proudu lze dosáhnout vyššího výkonu. Pětifázový systém nabízí navíc spolehlivost chodu při odpojení jedné fáze, kdy ztratíme 1/5 výkonu, ale stále lze generovat točivé pole a udržet stroj v nouzovém chodu.



Obr. 1: Fázový proud 3f a 5f systému pro napěťovou hladinu 48V

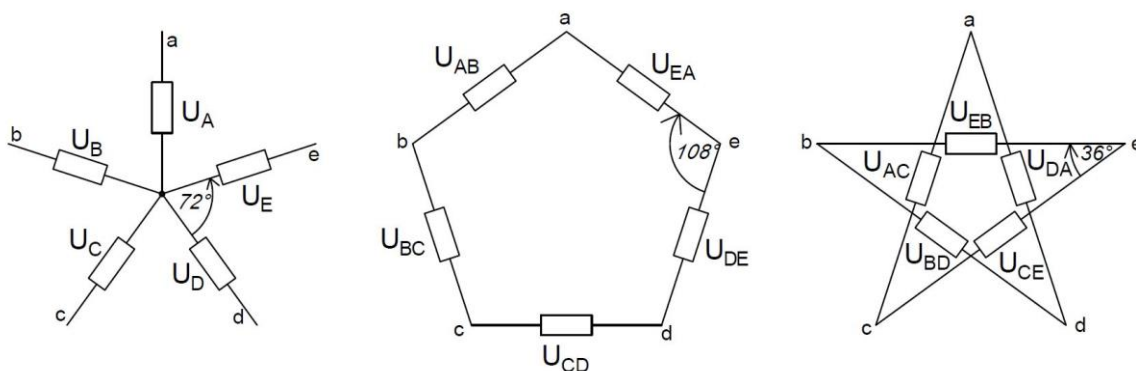
1 Pětifázové systémy a pulzně šířková modulace s injektáží netočivé složky

Hlavním zdrojem stejnosměrného napětí pro pohon u automobilů typu mild-hybrid je Li-ion baterie o napětí 48 V. Napětí autobaterie je převedeno na regulované střídavé napětí pomocí napěťového střídače, které následně slouží pro napájení motoru [1,2].

V tomto případě se jedná o motor, který je tvořen pětifázovým vinutím, tj. je nutné generovat pětifázové střídavé napětí o fázovém posunu:

$$\phi = \frac{360^\circ}{5} = 72^\circ \quad (1.1)$$

Pro konstrukci bylo zvoleno zapojení satorové vinutí do hvězdy (varianta vlevo níže na Obr. 2). Sdružené napětí lze realizovat pomocí zapojení sousedních fází (pětiúhelník) nebo spojením ob fází (pěticipá hvězda).



Obr. 2: Velikost fázových a sdružených napětí 5f systému

Sdružená napětí přepočtená z hvězdy na pětiúhelník:

$$U_{ba} = U_b - U_a \rightarrow U_{s_1} \approx 1,176 \cdot U_f \quad (1.2)$$

Sdružená napětí přepočtená z hvězdy na pěticipou hvězdu:

$$U_{ca} = U_c - U_a \rightarrow U_{s_2} \approx 1,917 \cdot U_f \quad (1.3)$$

Pro motor byl využit modulovaný signál s frekvencí $f_m = 400\text{Hz}$ a vzorkovací frekvencí $f_{vz} = 20\text{kHz}$. Tím dostáváme délku jedné periody signálu:

$$T = \frac{1}{f_m} = \frac{1}{400} = 2,5 \text{ ms} \quad (1.4)$$

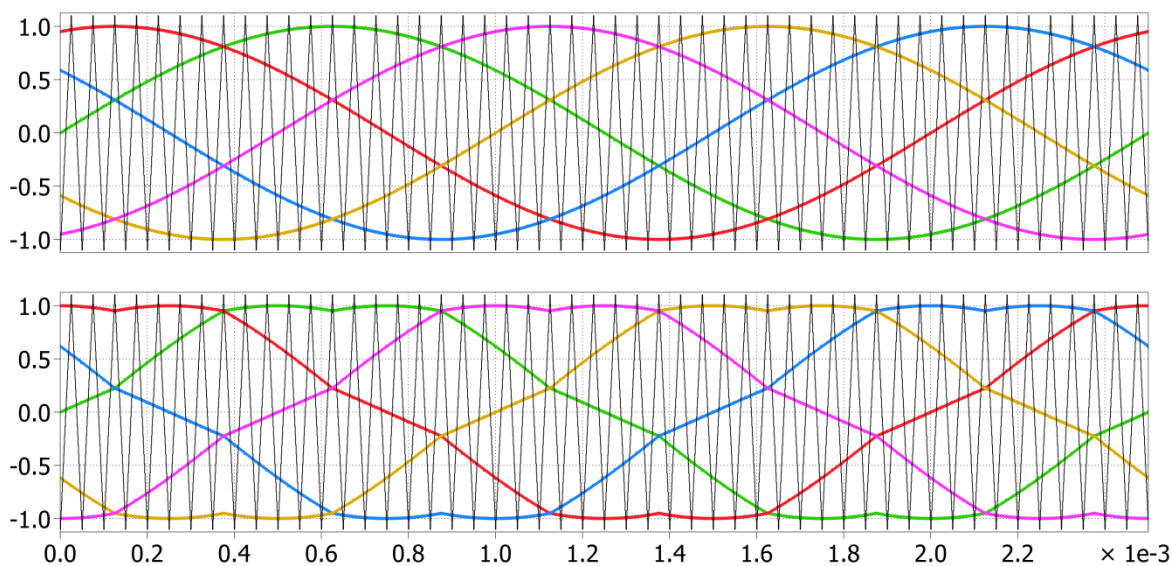
Výstupní napětí z měniče bylo navýšeno pomocí netočivé složky, což je u pětifázových systémů 5. harmonická a její násobky, které tvoří pilový signál netočivé složky. Ten lze vytvořit jednoduše pomocí rovnice:

$$u_{zs} = -\frac{1}{2} \cdot [\max(u_a, u_b, u_c, u_d, u_e) + \min(u_a, u_b, u_c, u_d, u_e)]. \quad (1.5)$$

Tato metoda s injektováním netočivé složky v podobě pilového signálu je označována v literatuře jako TIPWM. Přičtení netočivé složky bylo následně ověřeno v simulačním prostředí. Touto úpravou modulačního napětí PWM jsme schopni zvýšit velikost výstupního napětí o 5%. Dostáváme tak efektivní hodnotu fázového napětí v případě napájecí hladiny 48 V jako

$$u_f = 1,05 \cdot \frac{U_{DC}}{2 \cdot \sqrt{2}} = 1,05 \cdot \frac{48}{2 \cdot \sqrt{2}} = 17,8V. \quad (1.6)$$

Metoda byla ověřena na sestaveném matematickém modelu pětifázového střídače v prostředí PLECS. Modifikované modulační napětí pomocí metody TIPWM je vidět na Obr. 9.



Obr. 3: Průběh modulačního signálu pro PWM a TIPWM porovnané s nosným pilovým signálem

Výsledky simulací pomocí softwaru PLECS potvrdily zvýšení výstupního napětí o 5% a dále tak bylo počítáno s napájecím fázovým napětím $U_f = 17,8V$.

2 Návrh 5f PMSM

2.1 Zadané parametry PMSM

Jmenovitý výkon	15	kW
Napájecí napětí baterie	48	V
Fázové napětí	17,8	V
Jmenovité otáčky	3 000	ot/min
Počet fází	5	
Frekvence pro jmenovité otáčky	400	Hz

Tab. 1: Základní parametry PMSM

Při samotném návrhu pětifázového motoru s permanentními magnety vycházíme z výsledků simulací pro pětifázový měnič. Výkon motoru byl zvolen 15kW, což je v souladu se současnými trendy výkonů motorů pro hybridní automobily typu mild-hybrid. Výkon motoru bylo nutné dimenzovat tak, aby bylo zajištěno chlazení a nedocházelo tak k příliš velkým ohřevům, které by mohly způsobit ztrátu magnetismu permanentních magnetů [1-3]. Účinník motoru byl zvolen $\cos\varphi = 0,9$ a účinnost motoru $\eta = 92\%$. Účinnost motoru byla zvolena na základě již už konstruovaných třífázových motorů pro obdobné aplikace [4].

2.2 Elektromagnetický výpočet 5f PMSM

2.2.1 Základní údaje

Zdánlivý výkon:

$$S_N = \frac{P}{\cos\varphi \cdot \eta} = \frac{15\,000}{0,9 \cdot 0,92} = 18\,116\text{VA} \quad (2.1)$$

Fázový proud:

$$I_f = \frac{P}{m \cdot U_f \cdot \cos\varphi \cdot \eta} = \frac{15\,000}{5 \cdot 17,8 \cdot 0,9 \cdot 0,92} = 204\text{A} \quad (2.2)$$

Motor byl navrhnout tak, aby počet pólů rotoru byl $2p = 16$, neboť tyto motory vykazují daleko lepší účinnost a průběh momentu pro široký rozsah rychlostí, než motory s nižším počtem pólů [1,2,4].

Počet pólparů:

$$p = \frac{60 \cdot f}{n} = \frac{60 \cdot 400}{3\,000} = 8 \quad (2.3)$$

Počet pólů:

$$2p = 16 \quad (2.4)$$

Jmenovitý točivý moment motoru:

$$M_N = \frac{P \cdot 30}{\pi \cdot n} = \frac{15\,000 \cdot 30}{\pi \cdot 3\,000} = 47,75 \text{ Nm} \quad (2.5)$$

Počet paralelních větví lze určit na základě poměru počtu drážek a počtu fází, přičemž následně volíme počet paralelních větví podle toho, abychom dostali optimální průměr vodiče v drážce a proudové zatížení.

$$a = \frac{Q}{m} = \frac{20}{5} = 4 \quad (2.6)$$

Vinutí lze rozdělit na $a = 1; 2; 4$ paralelních větví. Vinutí bylo rozděleno na dvě paralelní ($a = 2$) větve tak, aby každou větví protékal maximálně proud v rozmezí 50 až 150 A. V tomto případě vyšel fázový proud na jednu paralelní větev 100 A [4].

2.2.2 Určení rozměrů motoru

Při volení velikosti vnitřního průměru statoru bylo přihlédnuto na velikost vnitřního elektromagnetického výkonu. Tato velikost byla následně dopočtena a to na základě už dříve konstruovaných motorů, kde toto určení vychází z činitele poměru indukovaného elektromagnetického napětí pro motory $k_e = 0,5$. Činitel pro přepočtení elektromagnetického výkonu byl po celkovém návrhu přepočten a upraven na korektní hodnotu.

Vnitřní elektromagnetický výkon:

$$S_i = S \cdot k_e = 18\,166 \cdot 0,5 = 9\,058 \text{ VA} \quad (2.7)$$

S přihlédnutím na vnitřní elektromagnetický výkon a počet pólů byl následně zvolen vnitřní průměr vrtání statoru jako $D_1 = 0,18 \text{ m}$.

Mezipólová rozteč:

$$t_p = \frac{\pi \cdot D_1}{2p} = \frac{\pi \cdot 0,18}{16} = 0,035 \text{ m} \quad (2.8)$$

Pro určení efektivní délky stroje je nutné zvolit velikost obvodové proudové hustoty a magnetické indukce ve vzduchové mezeře. Magnetická indukce byla definována jako $B_\delta = 0,85 T$. Obvodová proudová hustota byla pak předběžně stanovena jako:

$$A = 45\,000 A/m \quad (2.9)$$

$$B_\delta = 0,85 T \quad (2.10)$$

Ze známé velikosti magnetické indukce a obvodové proudové hustoty dopočteme velikost Essonova činitele, který je potřebný pro výpočet předběžné délky stroje.

Essonův činitel:

$$C = \frac{\pi^2}{60 \cdot \sqrt{2}} \cdot A \cdot B_\delta \cdot k_v = 4\,231,28 VA/m^3 ot \quad (2.11)$$

Velikost činitele vinutí k_v je určen v následující kapitole zabývající se návrhem vinutí.

Předběžná délka stroje:

$$l = \frac{S_i}{C \cdot D_1^2 \cdot n} = \frac{9\,058}{4\,231,28 \cdot 0,18^2 \cdot 3\,000} = 0,022 m \quad (2.12)$$

2.2.3 Návrh statorového vinutí

Vinutí stroje bylo navrženo zubové, protože má dobrý vliv na zvýšení činitele vyšších harmonických u pětifázových strojů a všeobecně u strojů s vyšším počtem fází [5]. Toho se hlavně využívá pro zvýšení momentu motoru, kdy třetí harmonická dosahuje až 1/6 velikosti základní harmonické [6-8].

Počet drážek na pól a fázi:

$$q = \frac{1}{4}, \text{ kde velikost } q \text{ je složena jako } q = \frac{q_0}{c} = \frac{1}{4} [1,2]. \quad (2.13)$$

Počet drážek statoru:

$$Q = 2p \cdot q \cdot m = 16 \cdot \frac{1}{4} \cdot 5 = 20 \quad (2.14)$$

Drážková rozteč:

$$t_d = \frac{\pi \cdot D_1}{Q} = \frac{\pi \cdot 0,18}{20} = 0,028 m \quad (2.15)$$

Bude se jednat o dvouvrstvé vinutí, takže volíme:

$$2u = 2 \quad (2.16)$$

Počet drážek na pól:

$$Q_p = \frac{Q}{2p} = \frac{20}{16} = \frac{5}{4} \quad (2.17)$$

Dvouvrstvá vinutí se nejčastěji provádějí se zkráceným krokem, který je určen dle celočíselné velikosti Q_p [3]. Zde volíme cívkový krok:

$$y_{1d} = 1 \quad (2.18)$$

Činitel zkrácení kroku:

$$\beta = \frac{y_{1d}}{Q_p} = \frac{1}{1,25} = 0,8 \quad (2.19)$$

Protože se bude jednat o smyčkové vinutí, volíme [1-3]:

$$a_{ss} = p = 8 \quad (2.20)$$

Činitel kroku:

$$k_{y1} = \sin\left(\beta \cdot \frac{\pi}{2}\right) = \sin\left(0,8 \cdot \frac{\pi}{2}\right) = 0,95 \quad (2.21)$$

Činitel rozlohy:

$$k_{r1} = \frac{\sin\left(q_0 \cdot \frac{\pi}{2 \cdot m}\right)}{q_0 \cdot \sin\left(\frac{\pi}{2 \cdot m \cdot q_0}\right)} = \frac{\sin\left(1 \cdot \frac{\pi}{2 \cdot 5}\right)}{1 \cdot \sin\left(\frac{\pi}{2 \cdot 5 \cdot 1}\right)} = 1 \quad (2.22)$$

Činitel vinutí pro $\nu=1$:

$$k_{\nu 1} = k_{y1} \cdot k_{r1} = 0,95 \cdot 1 = 0,95 \quad (2.23)$$

Dále byla spočtena velikost třetí harmonické:

$$k_{\nu 3} = \sin\left(3 \cdot 0,8 \cdot \frac{\pi}{2}\right) \cdot \frac{\sin\left(1 \cdot \frac{\pi}{2 \cdot 5}\right)}{1 \cdot \sin\left(\frac{\pi}{2 \cdot 5 \cdot 1}\right)} = 0,59 \quad (2.24)$$

Nyní dopočítáme skutečnou hodnotu obvodové proudové hustoty A . Ta se nám oproti předchozí odhadované hodnotě změní kvůli nutnému celočíselnému zaokrouhlení počtu vodičů v drážce a tedy i následnému určení počtu závitů jedné fáze v sérii.

Počet závitů jedné fáze v sérii:

$$N_S = \frac{\pi \cdot D_1 \cdot A}{2 \cdot m \cdot I_f} = \frac{\pi \cdot 0,18 \cdot 45\,000}{2 \cdot 5 \cdot 204} = 12,49 \quad (2.25)$$

Počet vodičů v drážce:

$$V_d = \frac{\pi \cdot a \cdot D_1 \cdot A}{Q \cdot I_f} = \frac{\pi \cdot 2 \cdot 0,18 \cdot 45\,000}{20 \cdot 204} = 12,49 \approx 12 \quad (2.26)$$

Volíme tedy $V_d = 12$ vodičů, protože je nutné, aby počet vodičů v drážce bylo číslo celé a sudé, což je určeno počtem paralelních větví $a = 2$ [1-3]. Následně dopočteme i počet cívek v jedné sérii.

Skutečný počet cívek v jedné sérii:

$$N_S = \frac{8 \cdot q \cdot V_d}{a} = \frac{8 \cdot \frac{1}{4} \cdot 12}{2} = 12 \quad (2.27)$$

Počet závitů cívky:

$$N_C = \frac{V_d}{2u} = \frac{12}{2} = 6 \quad (2.28)$$

Skutečná velikost obvodové proudové hustoty:

$$A_{skut} = \frac{Q \cdot V_d \cdot I_f}{\pi \cdot a \cdot D_1} = \frac{20 \cdot 12 \cdot 204}{\pi \cdot 2 \cdot 0,18} = 43\,195 \text{ A/m} \quad (2.29)$$

Nyní přepočteme Essonův činitel pro skutečnou hodnotu obvodové proudové hustoty a určíme délku stroje.

Essonův činitel (přepočtený):

$$C = \frac{\pi^2}{60 \cdot \sqrt{2}} \cdot A_{skut} \cdot B_\delta \cdot k_v = 4\,061,55 \text{ VA/m}^3 \text{ot} \quad (2.30)$$

Délka stroje:

$$l_e = \frac{S_i}{C \cdot D_1^2 \cdot n} = \frac{9\,420}{4\,061,55 \cdot 0,18^2 \cdot 3\,000} = 0,0229 \text{ m} \quad (2.31)$$

Pro skládání statorového svazku jsou použity plechy M330-35A (*Příloha B*) o šířce $\delta_p = 0,35 \text{ mm}$. Šířka těchto plechů byla zvolena za účelem snížení magnetizačních ztrát. Dále je nutné přepočíst délku stroje pro tuto šířku plechů.

Výsledný počet plechů pro složení statorového svazku:

$$n_{pl} = \frac{22,9}{0,35} = 65,43 \approx 65 \quad (2.32)$$

Vzhledem k neceločíselnému počtu plechů bylo nutné přepočtení délky stroje a pro další počty bude počítáno s následující efektivní délkou stroje.

$$l_e = n_{pl} \cdot \check{s}_p = 65 \cdot 0,35 = 22,75 \text{ mm} \quad (2.33)$$

Následně byly určeny jednotlivé cívkové kroky a výpočet parametrů pro určení zapojení vinutí (pilové schéma) a následné vyhodnocení indukovaných napětí, napět'ového polygonu, velikosti indukce ve vzduchové mezeře, Tingleyho schéma a Görgesova obrazce.

Počet cívek stroje:

$$K = Q \cdot u = 20 \cdot 1 = 20 \quad (2.34)$$

Komutační krok:

$$y_k = \frac{\varepsilon \cdot K + a_{ss}}{p} = \frac{0 \cdot 20 + 8}{8} = 1 \quad (2.35)$$

Cívková rozteč:

$$y = 2 \cdot y_k = 2 \cdot 1 = 2 \quad (2.36)$$

Přední cívkový krok:

$$y_1 = 2u \cdot y_{1d} + 1 = 2 \cdot 1 + 1 = 3 \quad (2.37)$$

Zadní cívkový krok:

$$y_2 = 2 \cdot y_k - y_1 = 2 \cdot 1 - 3 = 1 \quad (2.38)$$

Počet skupin cívek se standardně vypočítává za pomoci matematického počtu fází, který je roven $m' = 2 \cdot m$, u zubového vinutí však matematický počet fází neuvažujeme [1,2]. Počet skupin cívek se pak počítá z počtu fází stroje.

Počet skupin cívek:

$$S_C = m \cdot a_{ss} = 5 \cdot 8 = 40 \quad (2.39)$$

Počet skupin na fázi:

$$S_p = \frac{S_c}{m} = \frac{40}{5} = 8 \quad (2.40)$$

Počet cívek ve skupině:

$$K_1 = \frac{K}{S_c} = \frac{20}{40} = 0,5 \quad (2.41)$$

Z vypočtených hodnot lze sestavit Tingleyho schéma, jeho rozměry a výsledný tvar:

Počet řádků Tingleyho schématu:

$$R = 2p = 16 \quad (2.42)$$

Počet sloupců Tingleyho schématu:

$$C = m \cdot q_0 = 5 \cdot 1 = 5 \quad (2.43)$$

Elektrický úhel mezi následujícími drážkami:

$$\alpha_{el} = p \cdot \frac{360}{q} = 8 \cdot \frac{360}{20} = 144^\circ \quad (2.44)$$

Úhel mezi jednotlivými fázory:

$$\alpha = \frac{180}{q_0 \cdot m} = \frac{180}{1 \cdot 5} = 36^\circ \quad (2.45)$$

Čísla jsou vyplňována do jednotlivých drážek po dvou číslech nad sebou, což je dáno návrhem uložení vinutí do drážky $2u = 2$. Jednotlivé buňky Tingleyho schématu vyplňujeme tak, že horní část buňky určíme pomocí první fáze a následně v drážce jdeme s krokem α na fázové hvězdici a tak určíme dolní část drážky. Při vyplňování je nutné mezi jednotlivými drážkami (buňkami) Tingleyho schématu vynechávat $c = 4$ buněk. Kde následující vrchní část vinutí drážky určíme jako vinutí předchozí drážky $+\alpha_{el}$, která je určena fázovou hvězdicí. Kompletně vyplněné Tingleyho schéma s fázovou hvězdicí se nachází v Příloze D, níže na Obr. 10 je vidět $\frac{1}{4}$ Tingleyho schéma.

pól	fáze	A	D'	B	E'	C
		A'	D	B'	E	C'
		0	2/5	4/5	6/5	8/5
1	+	1				3
		2				4
2	-				5	
					6	
3	+			7		
				8		
4	-		9			
			10			

Obr. 4: Tingleyho schéma (1/4 celkového rozměru)

Následně bylo zkonstruováno pilové schéma, které vychází z Tingleyho schématu a jedná se o zapojení jednotlivých vinutí v drážkách. Pro určení jednotlivých cívkových stran byla zvolena referenční fáze, zde se jednalo o první fázi, od které byly dopočteny jednotlivé cívkové kroky. Pilové schéma s fázovou hvězdicí je uvedeno v *Příloze E*.

Poslední částí návrhu vinutí je Görgesův obrazec, který představuje rozložení magnetického pole ve vzduchové mezeře. Při konstrukci se vycházelo z pilového vinutí stroje. Görgesův obrazec se nachází v *Příloze F*.

Na základě konstrukce Görgesova obrazce byla zvolena hodnota diferenčního rozptylu:

$$\tau_{dif} = 0,746 \quad (2.46)$$

2.2.4 Výpočet skutečných hodnot magnetických indukcí

Pro ověření správnosti velikosti magnetického indukčního toku byly provedeny dva následující výpočty:

Indukované napětí:

$$U_i = U_f \cdot k_e = 17,8 \cdot 0,5 = 8,9 \text{ V} \quad (2.47)$$

Magnetický indukční tok:

$$\phi_h = \frac{U_i}{\pi \cdot \sqrt{2} \cdot f \cdot N_S \cdot k_{v1}} = \frac{8,9}{\pi \cdot \sqrt{2} \cdot 400 \cdot 12 \cdot 0,95} = 0,44 \text{ mWb} \quad (2.48)$$

$$\phi_h = \frac{2}{\pi} \cdot t_p \cdot l_e \cdot B_\delta = \frac{2}{\pi} \cdot 0,035 \cdot 0,02275 \cdot 0,87 = 0,44 \text{ mWb} \quad (2.49)$$

Velikost magnetického indukčního toku vyšla téměř stejná jen s malou odchylkou způsobenou zaokrouhlováním. Dále bylo počítáno s indukčním tokem $\phi_h = 0,44 \text{ mWb}$.

Kontrola indukovaného napětí:

$$U_i = \pi \cdot \sqrt{2} \cdot \phi_h \cdot f \cdot N_S \cdot k_v = 8,9 \text{ V} \quad (2.50)$$

Dále bylo počítáno s velikostí indukovaného napětí $U_i = 8,9 \text{ V}$. Pro další výpočty je nutné si zvolit velikosti magnetických indukcí v jednotlivých částech motoru, aby nedocházelo k příliš velkým magnetizacím, převážně v statorovém jhu a zubech statoru.

$$B_{j1} = 1,2T \quad (2.51)$$

$$B_z = 1,5T \quad (2.52)$$

Pro další výpočty bylo uvažováno, že přes magnetické jho motoru se uzavírá přibližně půlka celkové velikosti magnetického indukčního toku, tedy:

$$\phi_{j1} = \frac{\phi_h}{2} = \frac{0,44}{2} = 0,22 \text{ mWb} \quad (2.53)$$

Nyní lze určit výšku jha statorové části, ta je pak dána jako:

$$h_{j1} = \frac{\phi_{j1}}{B_{j1} \cdot k_{Fe} \cdot l_e} = \frac{0,00022}{1,2 \cdot 0,97 \cdot 0,02275} \approx 8 \text{ mm} \quad (2.54)$$

Činitel plnění železa k_{Fe} byl určen na základě magnetizační charakteristiky oceli. Pro další výpočty byl volen činitel plnění železa $k_{Fe} = 0,97$. Nyní zpětně dopočteme skutečnou hodnotu magnetické indukce v jhu.

$$B_{j1} = \frac{\phi_{j1}}{k_{Fe} \cdot l_e \cdot h_{j1}} = \frac{0,00022}{0,97 \cdot 0,02275 \cdot 0,0083} = 1,201 \text{ T} \quad (2.55)$$

Dále byla určena velikost magnetického indukčního toku, který se uzavírá přes zub statorové části.

$$\phi_z = \phi_h = 0,44 \text{ mWb} \quad (2.56)$$

Šířka statorového zubu:

$$b_z = \frac{\phi_z}{B_z \cdot k_{Fe} \cdot l_e} = \frac{0,00044}{1,5 \cdot 0,97 \cdot 0,02275} = 13,3 \text{ mm} \approx 13 \text{ mm} \quad (2.57)$$

Skutečná velikost magnetické indukce zvolené šířky zubu:

$$B_z = \frac{\phi_z}{b_z \cdot k_{Fe} \cdot l_e} = \frac{0,00044}{0,00013 \cdot 0,97 \cdot 0,02275} = 1,534 \text{ T} \quad (2.58)$$

2.2.5 Návrh drážky

Pro návrh drážky statoru bylo použito lichoběžníkové polouzavřené drážky tvaru L s místem pro vsypávané vinutí, svisle dělené na dvě části. Nejdříve byla určena přibližná velikost axiálního chladicího kanálu a vnější průměr statoru a následně velikost samotné drážky. Pro tento návrh byl zvolen průměr chladicího kanálu $h_{ax} = 0,01 \text{ m}$ a vnější průměr statoru $D_e = 0,28 \text{ m}$.

Výška drážky:

$$h_d = \frac{D_e - D_1}{2} - h_{j1} - h_{ax} = 32 \text{ mm} \quad (2.59)$$

Šířka drážky statoru:

$$b_d = t_d - b_z = 28 - 13 = 15 \text{ mm} \quad (2.60)$$

Protože se jedná o motor chlazený vodním průtokem, byla volena velikost proudové hustoty $\sigma_{Cu} = 6 \text{ A/mm}^2$.

Průřez vodiče:

$$S_v = \frac{I_f}{a \cdot \sigma_{Cu}} = \frac{204}{2 \cdot 6} = 17 \text{ mm}^2 \quad (2.61)$$

Následně byly určeny rozměry holého vodiče, kruhového průřezu, jehož velikost byla určena na základě normy ČSN EN 60317. Při návrhu rozměrů bylo vycházeno taktéž z předpokládané velikosti izolace, kterou je nutné do drážky zahrnout. Pro tento návrh byla zvolena izolace opředaná skleněným vláknem na lakovaném vodiči. Na základě rozměrů vinutí v drážce bylo toto vinutí rozděleno na $n_p = 10$ jednotlivých vodičů. Vzhledem k tomu, že by mělo být dosaženo co nejvyššího využití drážky, volíme tak vodič o průřezu $d_v = 1,5 \text{ mm}$ se šířkou izolace $\rho_i = 0,102 \text{ mm}$.

Obsah mědi jednoho vodiče:

$$S_{v1} = (\pi \cdot r_v^2) = (\pi \cdot 0,75^2) = 1,767 \text{ mm}^2 \quad (2.62)$$

Obsah mědi na jedno vinutí:

$$S_{v_{ef}} = S_{v1} \cdot n_p = 1,767 \cdot 10 = 17,67 \text{ mm}^2 \quad (2.63)$$

Celkové množství mědi v drážce:

$$S_{Cu} = V_d \cdot S_{v_{ef}} = 12 \cdot 17,67 = 212,1 \text{ mm}^2 \quad (2.64)$$

Vzhledem k netradičnímu tvaru drážky byla plocha drážky změřena v programu AutoCad. Plocha drážky odpovídá velikosti $S_d = 480 \text{ mm}^2$.

Činitel plnění drážky:

$$k_w = \frac{S_{Cu}}{S_d} = \frac{212,1}{480} = 0,44 \quad (2.65)$$

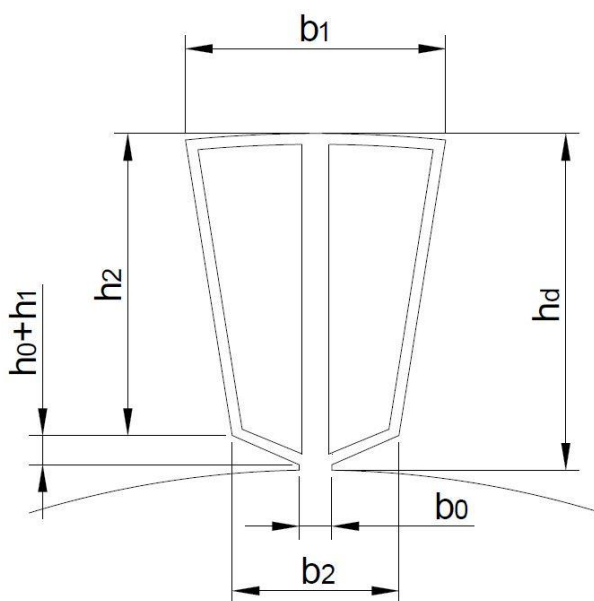
Dimenzováním průměru vodiče pro uložení do drážky bylo navýšeno využití plochy drážky pro měď a to způsobilo změnu velikosti proudové hustoty, která byla snížena a její velikost je nyní:

$$\sigma_{Cu} = \frac{I_f}{a \cdot S_{v,ef}} = \frac{204}{2 \cdot 17,67} = 5,76 \text{ A/mm}^2 \quad (2.66)$$

Uložení vinutí do drážky bylo provedeno ve dvou vrstvách, mezi která byla vložena izolační výplň. Celková konstrukce drážky s jejími rozměry je vyobrazena níže na obrázku.

h_0	0,5	mm
h_1	3,0	mm
h_2	28,5	mm
h_d	32,0	mm
b_0	3,0	mm
b_1	25,3	mm
b_2	11,5	mm
m_v	0,5	mm

Tab. 2: Rozměry drážky typu L



Obr. 5: Statorová drážka

2.2.6 Dimenzování permanentních magnetů

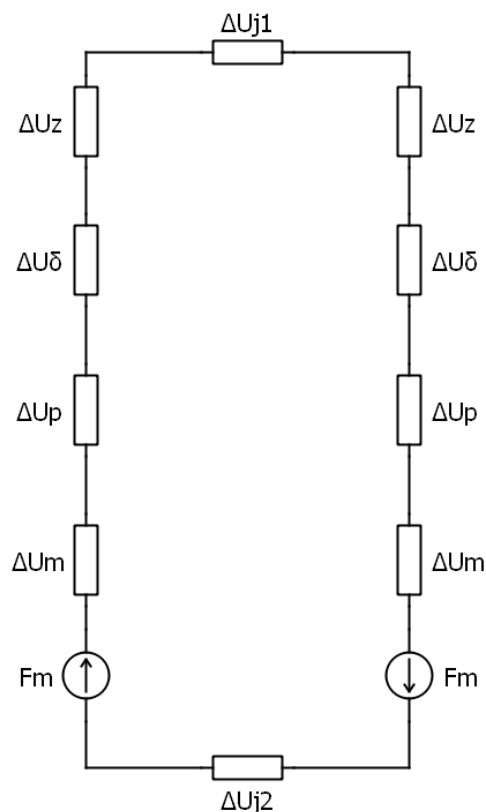
Permanentní magnety představují hlavní zdroj magnetického napětí v rotorové části motoru, tudíž je nezbytné tyto magnety správně dimenzovat. S tím souvisí také průběh a velikost magnetické indukce ve vzduchové mezeře, které se mění v závislosti na uložení magnetů. Na základě dříve provedených studií bylo zvoleno uložení do „V“ (také jinak „V-shaped“), které má daleko plynulejší průběh magnetického napětí.

Pro návrh byly použity permanentní magnety N35UH na bázi neodym-železa-boru (příloha G), tedy vzácných zemin. Tyto magnety byly dále zvoleny pro teplotní odolnost jmenovité teploty 150°C. Dimenzování permanentních magnetů se nadále odvíjí od náhradního schématu magnetického obvodu, kde magnety vytvářejí hlavní zdroj magnetického napětí, ale zároveň i určité ztráty.

Ztráty magnetického napětí je pak nutné spočítat i v ostatních částech magnetického obvodu, jako je statorové jho, statorové zuby, vzduchová mezera a jho rotoru. Z důvodu použití V-magnetů je nutné uvažovat navíc ztráty pólového nastavení. Parametry magnetu jsou uvedeny níže v tabulce 3.

H_{j1}	280	A/m
H_{j2}	280	A/m
H_z	1 070	A/m
H_c	907 000	A/m
H_{cn}	765 508	A/m
α_{Br}	-0,12	%/°C
α_{Hc}	-0,605	%/°C
μ_r	1,051	-
T	150	°C

Tab. 3: Koercivita magnetů, H statoru



Obr. 6: Náhradní schéma MO

Na základě katalogového listu byly určeny jednotlivé intenzity magnetických polí ve stroji, které byly zvoleny dle velikosti magnetické indukce. Dále je nutné sestavit náhradní schéma magnetického obvodu (Obr. 12) pro uložení s magnety do tvaru „V“. Schéma bylo složeno na základě znalosti uzavírání magnetického toku, které se postupně uzavírá přes jho statoru, vzduchovou mezeru, permanentní magnety a jho rotoru.

Intenzity magnetického pole ve vzduchové mezeře:

$$H_{\delta} = \frac{B_{\delta}}{\mu_0} = \frac{0,87}{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}} = 692\,324 \text{ A/m} \quad (2.67)$$

Efektivní délka siločáry jha statoru:

$$l_{j1} = \frac{\pi \cdot (D_e - h_{j1})}{2p} = \frac{\pi \cdot (0,28 - 0,0083)}{16} = 53,3 \text{ mm} \quad (2.68)$$

Úbytek magnetického napětí ve satorovém jhu:

$$\Delta U_{j_1} = H_{j_1} \cdot l_{j_1} = 280 \cdot 0,0533 = 14,924 \text{ A} \quad (2.69)$$

Úbytek magnetického napětí v zubu statoru:

$$\Delta U_z = H_z \cdot h_z = 1\,070 \cdot 0,032 = 32,24 \text{ A} \quad (2.70)$$

Nyní je nutné určit velikost úbytku napětí ve vzduchové mezeře, pro což je nutno dopočítat velikost Carterova činitele k_C . Pro jeho určení bylo nezbytné znát velikost vzduchové mezery. Velikost vzduchové mezery byla volena jako $\delta = 1,2 \text{ mm}$, z důvodu snížení reaktance stroje.

$$\gamma = \frac{\left(\frac{b_0}{\delta}\right)^2}{5 + \frac{b_0}{\delta}} = \frac{\left(\frac{3}{1,2}\right)^2}{5 + \frac{3}{1,2}} = 0,83 \quad (2.71)$$

$$k_C = \frac{t_{d1}}{t_{d1} - \gamma \cdot \delta} = \frac{0,28}{0,28 - 0,83 \cdot 1,2} = 1,04 \quad (2.72)$$

Přepočítání velikosti vzduchové mezery:

$$\delta' = k_C \cdot \delta = 1,04 \cdot 1,2 = 1,25 \text{ mm} \quad (2.73)$$

Poté byla provedena další iterace, dokud se přepočtená velikost vzduchové mezery neustálila. Dále bylo počítáno s přepočtenou velikostí vzduchové mezery $\delta' = 1,25 \text{ mm}$, neboť následné přepočty ukázaly, že tato hodnota se dále mění jen nepatrně.

$$\gamma' = \frac{\left(\frac{b_0}{\delta'}\right)^2}{5 + \frac{b_0}{\delta'}} = \frac{\left(\frac{3}{1,25}\right)^2}{5 + \frac{3}{1,25}} = 0,78 \quad (2.74)$$

$$k_C' = \frac{t_{d1}}{t_{d1} - \gamma' \cdot \delta'} = \frac{0,28}{0,28 - 0,78 \cdot 1,25} = 1,04 \quad (2.75)$$

Přepočítání velikosti vzduchové mezery:

$$\delta'' = k_C' \cdot \delta = 1,04 \cdot 1,2 = 1,25 \text{ mm} \quad (2.76)$$

Úbytek magnetického napětí ve vzduchové mezeře:

$$\Delta U_\delta = H_\delta \cdot \delta' = 692\,324 \cdot 1,25 = 865,4 \text{ A} \quad (2.77)$$

Nyní byla určena velikost magnetické indukce permanentního magnetu a to na základě uložení magnetů. Při uložení magnetů do tvaru „V“ se dělí jednotlivé póly na dva magnety, kde výsledný magnetický indukční tok se uzavírá přes jeden magnet každého pólu. Na základě průchodu toku se počítá s tím, že magnety lze dimenzovat na nižší tok. Lze tak použít menší magnety než při uložení povrchovém. Výsledný tok bude mít navíc plynulejší průběh. V tomto případě jsou magnetické indukce dimenzovány na $B_m = 0,8 T$.

Intenzita magnetického pole permanentních magnetů:

$$H_m = \frac{B_m}{\mu_r \cdot \mu_0} = \frac{0,8}{1,051 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}} = 605\,727,7 \text{ A/m} \quad (2.78)$$

Dále jsou určeny úhlové poměry mezi jednotlivými magnety a mezi magnetem a hlavní osou motoru. Ty byly na základě předběžně vypočtené velikosti magnetů určeny a dále upraveny pro co možná nejlepší poměry magnetických indukcí v okolí magnetů.

$$\xi = 90^\circ \quad (2.79)$$

$$\varepsilon = 68^\circ \quad (2.80)$$

$$\gamma = \frac{360^\circ}{2p} = \frac{360^\circ}{16} = 22,5^\circ \quad (2.81)$$

Na základě sinové věty byla dále určena vzdálenost odsazení od hlavní osy a osy protínající střed uložení „V“ magnetů. Nejprve určíme úhel β .

$$180^\circ = \frac{\gamma}{2} + \frac{\varepsilon}{2} \cdot \beta \rightarrow \beta = 134,75^\circ \quad (2.82)$$

$$k_1 + b_m + k_2 = \frac{D_r}{2} \cdot \sin \frac{\gamma}{2} = \frac{0,1776}{2} \cdot \sin \frac{22,5^\circ}{2} = 24,4 \text{ mm} \quad (2.83)$$

Kde D_r vyznačuje průměr rotoru. Šířka magnetu je určena podle vztahu pro výpočet velikosti magnetického indukčního toku.

$$\phi/2 = B_m/2 \cdot S = B_m/2 \cdot b_m \cdot l_e \quad (2.84)$$

A odtud určíme šířku magnetu jako:

$$b_m = \frac{1,25 \cdot \phi}{2 \cdot B_m \cdot l_e} = \frac{1,25 \cdot 0,00044}{2 \cdot 0,8 \cdot 0,02275} = 15,1 \text{ mm} \quad (2.85)$$

Jakmile je dopočtena šířka permanentního magnetu, tak lze přesně určit umístění magnetů, tedy konstanty k_1 a k_2 . Umístění magnetů v rotoru bude mít vliv na sycení v jejich okolí a je tedy nutné provést rozvržení tak, abychom zabránili přesycování. Vzhledem ke zkosení magnetů mezi o 90° , tak činitel $k_2 = 0$.

$$k_1 = 9,3 \text{ mm} \quad (2.86)$$

$$k_2 = 0 \text{ mm} \quad (2.87)$$

Efektivní délka siločáry v pólovém nastavci:

$$l_p = \operatorname{tg} \gamma \cdot \left(\frac{b_m}{2} \right) = \operatorname{tg} 22,5^\circ \cdot \left(\frac{15,1}{2} \right) = 3,1 \text{ mm} \quad (2.88)$$

Úbytek magnetického napětí v pólovém nastavci:

$$\Delta U_p = H_{j2} \cdot l_p = 280 \cdot 0,0031 = 0,868 \text{ A} \quad (2.89)$$

Efektivní délka siločáry jha rotoru

$$l_{j2} = \frac{\pi \cdot (D_r - h_{j2})}{2 \cdot 2p} = \frac{\pi \cdot (0,1776 - 0,0083)}{2 \cdot 16} = 16,6 \text{ mm} \quad (2.90)$$

Úbytek magnetického napětí v rotorovém jhu:

$$\Delta U_{j2} = H_{j2} \cdot l_{j2} = 280 \cdot 0,0166 = 4,648 \text{ A} \quad (2.91)$$

Výška permanentního magnetu:

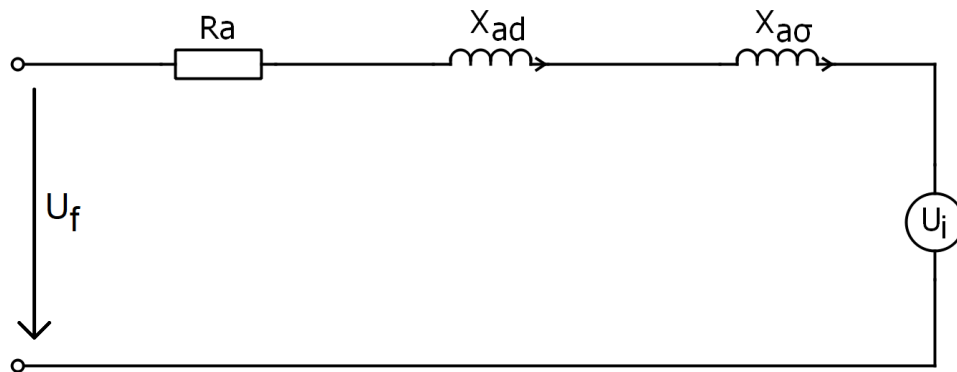
$$h_m = \frac{2 \cdot \Delta U_\delta + 2 \cdot \Delta U_z + 2 \cdot \Delta U_p + 2 \cdot \Delta U_{j2} + \Delta U_{j1}}{2 \cdot (H_C - H_m)} \quad (2.92)$$

$$h_m = \frac{2 \cdot 865,4 + 2 \cdot 32,24 + 2 \cdot 0,868 + 2 \cdot 4,648 + 14,924}{2 \cdot (765 \text{ 508} - 605 \text{ 727,7})} = 5,7 \text{ mm} \quad (2.93)$$

Konečné rozměry magnetu jsou $15,1 \text{ mm} \times 5,7 \text{ mm} \times 22,75 \text{ mm}$. Při umístění magnetů do rotoru ještě uvažujeme v jejich horní části a dolní části vzduchovou mezeru pro snížení sycení magnetů a s tím spojené snížení podélné a rozptylové reaktance. Následně vzhledem k rozměrům magnetů a vzduchových mezer uvnitř rotoru byl určen vnitřní průměr rotoru $D_{r_vnit} = 130 \text{ mm}$.

2.2.7 Odpor a rozptylová reaktance vinutí

Jakmile je hotová celá konstrukce motoru, lze následně dopočítat prvky náhradního schématu jako je odpor statorového vinutí R_a , reaktance reakce kotvy X_{ad} a rozptylová reaktance $X_{a\sigma}$. Náhradní schéma je zobrazeno níže na obrázku.



Obr. 7: Náhradní schéma PMSM

Pro určení odporu statorového vinutí se nejprve určí jeho přesné rozměry. Vzhledem ke standartnímu uložení vodiče v drážce lze říci, že délka vodiče v drážce je rovna efektivní délce stroje, tedy:

$$l_v = l_e = 22,75 \text{ mm} \quad (2.94)$$

Následně byla určena délka čela, ve které byla uvažována přímá délka části cívky vystupující z drážky jako $v = 0,5 \text{ mm}$. Samotná čela vinutí se uzavírají po oblouku od středu drážky.

Střed drážky:

$$b_{stř} = \frac{b_0 + b_1}{4} = \frac{3 + 25,3}{4} = 9,2 \text{ mm} \quad (2.95)$$

Průměr kružnice, po které jde oblouk s vinutím:

$$d_{čel} = t_d - b_{stř} = 28 - 9,2 = 18,8 \text{ mm} \quad (2.96)$$

Efektivní délka čela:

$$l_{č} = \frac{\pi \cdot d_{čel}}{2} + (2 \cdot v) = \frac{\pi \cdot 18,8}{2} + (2 \cdot 0,5) = 30,53 \text{ mm} \quad (2.97)$$

A z toho vychází efektivní délka závitů:

$$l_z = 2 \cdot (l_v + l_\zeta) = 2 \cdot (22,75 + 30,53) = 106,56 \text{ mm} \quad (2.98)$$

Nyní byla určena velikost odporu statorového vinutí při teplotě 20°C a 120°C. Pro určení odporů vinutí při těchto teplotách bylo nejprve nutné zvolit hustotu mědi při těchto teplotách.

Hustota mědi při teplotě 20°C:

$$\rho_{Cu(20^\circ C)} = 1,709 \cdot 10^{-8} \Omega/m \quad (2.99)$$

Hustota mědi při teplotě 120°C:

$$\rho_{Cu(120^\circ C)} = \rho_{Cu(20^\circ C)} \cdot (1 + 0,004 \cdot (100)) = 2,393 \cdot 10^{-8} \Omega/m \quad (2.100)$$

Odpor vinutí kotvy při teplotě 20°C:

$$R_{Cu(20^\circ C)} = \rho_{Cu(20^\circ C)} \cdot \frac{N_s \cdot l_z}{s_{vef} \cdot a} = 1,709 \cdot 10^{-8} \cdot \frac{12 \cdot 0,107}{17,67 \cdot 2} = 0,62 \text{ m}\Omega \quad (2.101)$$

Odpor vinutí kotvy při teplotě 120°C:

$$R_{Cu(120^\circ C)} = \rho_{Cu(120^\circ C)} \cdot \frac{N_s \cdot l_z}{s_{vef} \cdot a} = 2,393 \cdot 10^{-8} \cdot \frac{12 \cdot 0,107}{17,67 \cdot 2} = 0,87 \text{ m}\Omega \quad (2.102)$$

Druhou část náhradního schéma představuje synchronní reaktance X_d , která se skládá z podélné reaktance X_{ad} a rozptylové reaktance $X_{\sigma\sigma}$. Pro určení podélné reaktance je nutné nejprve určit magnetizační indukčnost.

Efektivní velikost vzduchové mezery, která uvažuje vliv PM:

$$\delta_{ef} = \delta' \cdot \frac{h_m}{\mu_r} = 1,25 \cdot \frac{5,7}{1,051} = 2,44 \text{ mm} \quad (2.103)$$

Magnetizační indukčnost:

$$L_{ad} = t_p \cdot l_e \cdot \frac{\mu_0 \cdot 4 \cdot q}{\delta_{ef} \cdot Q} \cdot \left(\frac{m}{\pi} \cdot N_s \cdot k_{v1} \right)^2 \quad (2.104)$$

$$L_{ad} = 0,035 \cdot 0,02275 \cdot \frac{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 4 \cdot 0,25}{0,00244 \cdot 20} \cdot \left(\frac{5}{\pi} \cdot 12 \cdot 0,95\right)^2 = 6,7 \mu H \quad (2.105)$$

Podélná reaktance:

$$X_{ad} = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L_{ad} = 2 \cdot \pi \cdot 400 \cdot 6,77 \cdot 10^{-6} = 0,017 \Omega \quad (2.106)$$

Při návrhu vinutí v jedné z předchozích kapitol bylo pomocí návrhu Görgešova obrazce určena velikost diferenčního rozptylu τ_{dif} . Tento diferenční rozptyl byl dále přepočten na velikost diferenční indukčnosti.

$$L_{dif} = L_{ad} \cdot \tau_{dif} = 6,77 \cdot 10^{-6} \cdot 0,746 = 5,05 \mu H \quad (2.107)$$

Aby byla určena velikost rozptylové indukčnosti, ale i rozptylové reaktance, je nutné dopočítat činitel magnetické vodivosti rozptylu čel vinutí a činitel magnetické vodivosti drážky.

Činitel magnetické vodivosti rozptylu čel vinutí:

$$\lambda_{\zeta} = 0,34 \cdot \frac{q}{l_e} \cdot (l_{\zeta} - 0,64 \cdot t_p) = 0,047 \quad (2.108)$$

Činitel magnetické vodivosti drážkového rozptylu:

$$\lambda_d = \frac{h_1}{3 \cdot b_2} \cdot k_{\beta}' + \left(\frac{3 \cdot h_2}{b_2 + 2b_0} + \frac{h_0}{b_0}\right) \cdot k_{\beta} \quad (2.109)$$

$$\lambda_d = \frac{28,5}{3 \cdot 11,5} \cdot 0,85 + \left(\frac{3 \cdot 3}{11,5 + 2 \cdot 3} + \frac{0,5}{3}\right) \cdot 0,8875 = 1,337 \quad (2.110)$$

Protože však stále nebyla zjištěna velikost činitelů k_{β}' a k_{β} , nelze dále určit činitel magnetické vodivosti drážkového rozptylu. Velikost činitelů byla dále určena na základě znalosti činitele zkrácení kroku.

$$k_{\beta}' = \frac{1}{4} \cdot (1 + 3 \cdot \beta) = \frac{1}{4} \cdot (1 + 3 \cdot 0,8) = 0,85 \quad (2.111)$$

$$k_{\beta} = \frac{1}{4} \cdot (1 + 3 \cdot k_{\beta}') = \frac{1}{4} \cdot (1 + 3 \cdot 0,85) = 0,8875 \quad (2.112)$$

Rozptylová indukčnost:

$$L_{a\sigma} = 2 \cdot \mu_0 \cdot \frac{l_e}{q \cdot p} \cdot N_s^2 \cdot (\lambda_c + \lambda_d) + L_{dif} \quad (2.113)$$

$$L_{a\sigma} = 2 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot \frac{0,02275}{0,25 \cdot 8} \cdot 12^2 \cdot (1,384) + 5,05 \cdot 10^{-6} = 10,75 \mu H$$

Rozptylová reaktance:

$$X_{a\sigma} = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L_{a\sigma} = 2 \cdot \pi \cdot 400 \cdot 10,75 \cdot 10^{-6} = 0,027 \Omega \quad (2.114)$$

Celková synchronní reaktance motoru:

$$X_d = X_{ad} + X_{a\sigma} = 0,017 + 0,027 = 0,044 \Omega \quad (2.115)$$

Protože se jedná o stroj s vyšším počtem pólů ($2p > 4$) s magnety tvaru V, je nutné uvažovat vliv reluktančního momentu. Tento moment vzniká deformací magnetického pole kvůli proměnlivé efektivní velikosti vzduchové mezery. Magnetické pole takovýchto motorů je nutné rozložit do osy d a q . Výsledkem je pak magnetické pole, které je závislé na velikosti zátěžného úhlu β [9]. Indukčnost v ose q je dána jako:

$$L_{aq} = t_p \cdot l_e \cdot \frac{\mu_0 \cdot 4 \cdot q}{\delta' \cdot Q} \cdot \left(\frac{m}{\pi} \cdot N_s \cdot k_{v1} \right)^2 \quad (2.116)$$

$$L_{ad} = 0,035 \cdot 0,02275 \cdot \frac{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 4 \cdot 0,25}{0,00125 \cdot 20} \cdot \left(\frac{5}{\pi} \cdot 12 \cdot 0,95 \right)^2 = 13,23 \mu H \quad (2.117)$$

Odtud dopočteme reaktanci působící v ose q :

$$X_{aq} = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L_{aq} = 2 \cdot \pi \cdot 400 \cdot 13,23 \cdot 10^{-6} = 0,033 \Omega \quad (2.118)$$

Dále připočteme k reaktanci v ose q rozptylovou reaktanci a získáme tak celkovou reaktanci v ose q .

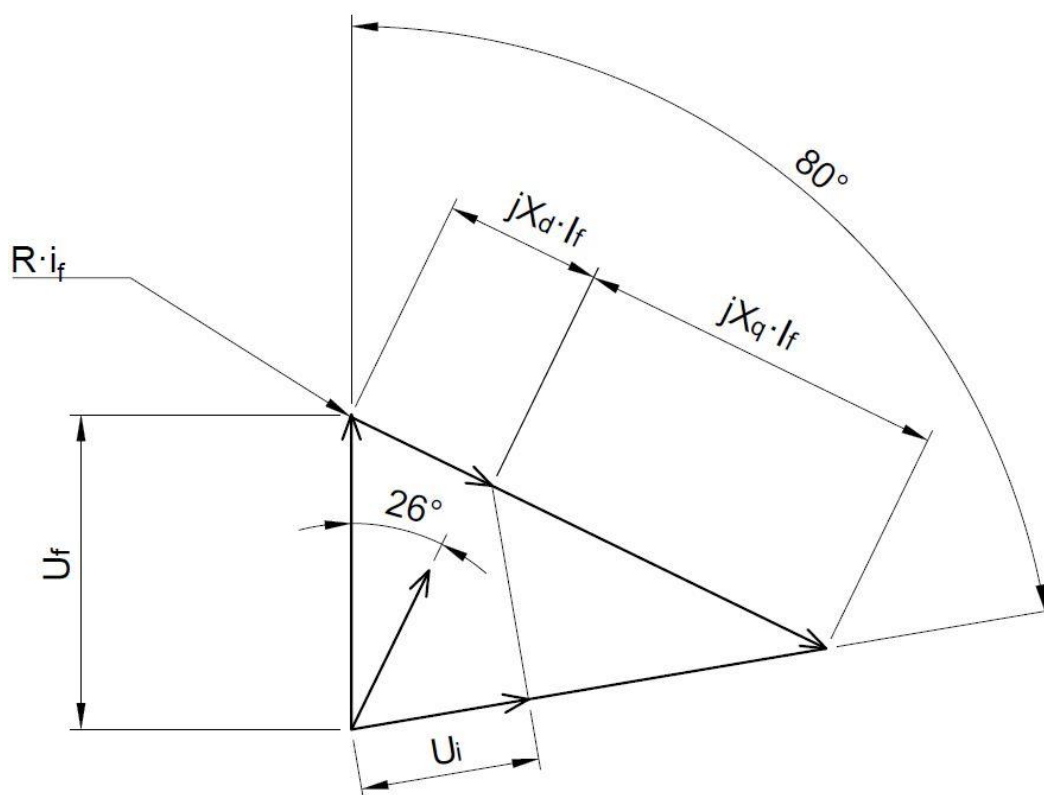
$$X_q = X_{aq} + X_{a\sigma} = 0,033 + 0,027 = 0,06 \Omega \quad (2.119)$$

Následně byl ještě překontrolován činitel k_e , vyjadřující poměr indukovaného napětí vůči napětí fázovému a poměrné jednotky, tedy poměr odporu vinutí kotvy a synchronní reaktance vůči celkové impedanci stroje.

$$k_e = \frac{U_i}{U_f} = \frac{8,9}{17,8} = 0,5 \quad (2.120)$$

Poměrová hodnota k_e se téměř shoduje s hodnotou zvolenou na začátku, rozdíl je jen zanedbatelný daný zaokrouhlením a tudíž lze považovat výpočet za korektní.

Protože jsou známy jednotlivé prvky náhradního schématu PMSM, tak lze sestavit fázorový diagram stroje. Nejprve bylo vyneseno fázové napětí, od něj byla vektorově odečtena velikost $R_{cu} \cdot I_f$ a od té zase vektorově odečtena $jX_d \cdot I_f$ a $jX_q \cdot I_f$. Výsledný bod byl spojen s nulovým bodem fázového diagramu. Z této přímky byla provedena kolmice na konec vektoru $jX_d \cdot I_f$, a tak byla získána velikost indukovaného napětí U_i , která se s malou odchylkou shoduje s dříve vypočtenou hodnotou.



Obr. 8: Fázorový diagram PMSM

2.2.8 Ztráty a účinnost stroje

Jouleovy ztráty

Jouleovy ztráty hrají v navrhovaném motoru velkou složku ztrát, je to dáno především tím, že Jouleovy ztráty se zvětšují s kvadrátem velikosti protékajícího proudu. Vzhledem k tomu, že jde o motor napájený 48V baterií typu lithium-iont, tak vinutím protéká velmi vysoký proud, jehož efektivní hodnota je $I_f = 204 \text{ A}$ a ztráty:

$$\Delta P_{j1} = m \cdot R_{Cu(120^\circ C)} \cdot I_f^2 = 5 \cdot 0,00087 \cdot 204^2 = 179,33 \text{ W} \quad (2.121)$$

Vysoké Jouleovy ztráty vznikající ve vinutí kotvy se dále přeměňují v teplo, které může způsobit porušení izolace a následný zkrat. Z toho důvodu je nutné statorové vinutí chladit, pro chlazení navrhovaného stroje byly použity chladicí kanály s vodním médiem. Tepelný výpočet byl dále rozebrán v následujících kapitolách.

Ztráty v železe

Vzhledem k vysoké frekvenci střídavého proudu, který tvoří společně s magnety magnetický obvod motoru, jsme schopni dosáhnout vysokých otáček i u vícepólových strojů, avšak vysoká frekvence také zapříčiňuje hysterezní ztráty a ztráty vířivými proudy, tedy ztráty v železe. Pro jejich snížení byly použity plechy o nižší tloušťce, zde byly použity plechy M330-35A. Velikost těchto ztrát je dána ztrátovými činiteli k_{Fez} a Δp , jejichž velikost závisí na mnoha faktorech, jako je použitá frekvence, magnetická indukce, propojení jednotlivých plechů, aj. Velikosti ztrátových čísel $\Delta p_{1,2T}$ a $\Delta p_{1,5T}$ byly určeny na základě katalogového listu v Příloze B. Jejich velikost byla určena na základě určení hmotnosti kotvy, tedy zubů a jha.

Hmotnost zubů statoru:

$$m_{Fez} = \rho_{Fe} \cdot h_z \cdot l_e \cdot b_z \cdot Q = 1,45 \text{ kg} \quad (2.122)$$

Hmotnost jha statoru:

$$m_{Fej1} = \rho_{Fe} \cdot \pi \cdot (D_e - h_j) \cdot h_j \cdot l_e = 1,23 \text{ kg} \quad (2.123)$$

Ztráty v zubech statoru:

$$\Delta P_{Fez} = k_{Fez} \cdot m_{Fez} \cdot \Delta p_{1,5T} \cdot \left(\frac{B_z}{B_\delta}\right)^2 = 546,5 \text{ W} \quad (2.124)$$

Ztráty v jhu statoru:

$$\Delta P_{Fej1} = k_{Fej} \cdot m_{Fej} \cdot \Delta p_{1,2T} \cdot \left(\frac{B_j}{B_\delta}\right)^2 = 167,57 \text{ W} \quad (2.125)$$

Celkové ztráty v železe:

$$\Delta P_{Fe} = \Delta P_{Fez} + \Delta P_{Fej1} = 546,5 + 167,57 = 714,07 \text{ W} \quad (2.126)$$

Mechanické ztráty

Jsou způsobeny třením v mechanickém ústrojí PMSM, tyto ztráty vznikají na pohyblivém ústrojí důsledkem tření ložisek a proudu vzduchu. Jsou tedy závislé na velikosti otáček hřídele, ale také na rozměrech samotného motoru. Dále je nutné zvolit činitele mechanických ztrát k_p , který byl volen pro uzavřené stroje malých rozměrů [2].

Obvodová rychlost:

$$v = \pi \cdot \frac{n}{30} \cdot \frac{D_1}{2} = \pi \cdot \frac{3000}{30} \cdot \frac{0,18}{2} = 28,27 \text{ m/s} \quad (2.127)$$

Mechanické ztráty stroje:

$$\Delta P_m = v^2 \cdot k_p \cdot (D_1 - 2 \cdot \delta) \cdot (l_e + 0,6 \cdot t_p) = 93,15 \text{ W} \quad (2.128)$$

Celkové ztráty a účinnost PMSM

Protože jde o stroj napájený z výkonového měniče, je nutné k celkovým ztrátám připočítat 20% ztrát způsobených tímto měničem. Celkové ztráty budou mít pak velikost:

$$\Delta P = 1,2 \cdot (\Delta P_{j1} + \Delta P_{Fe} + \Delta P_m) = 1,2 \cdot (986,55) = 1\,183,86 \text{ W} \quad (2.129)$$

A následně je možné určit účinnost stroje:

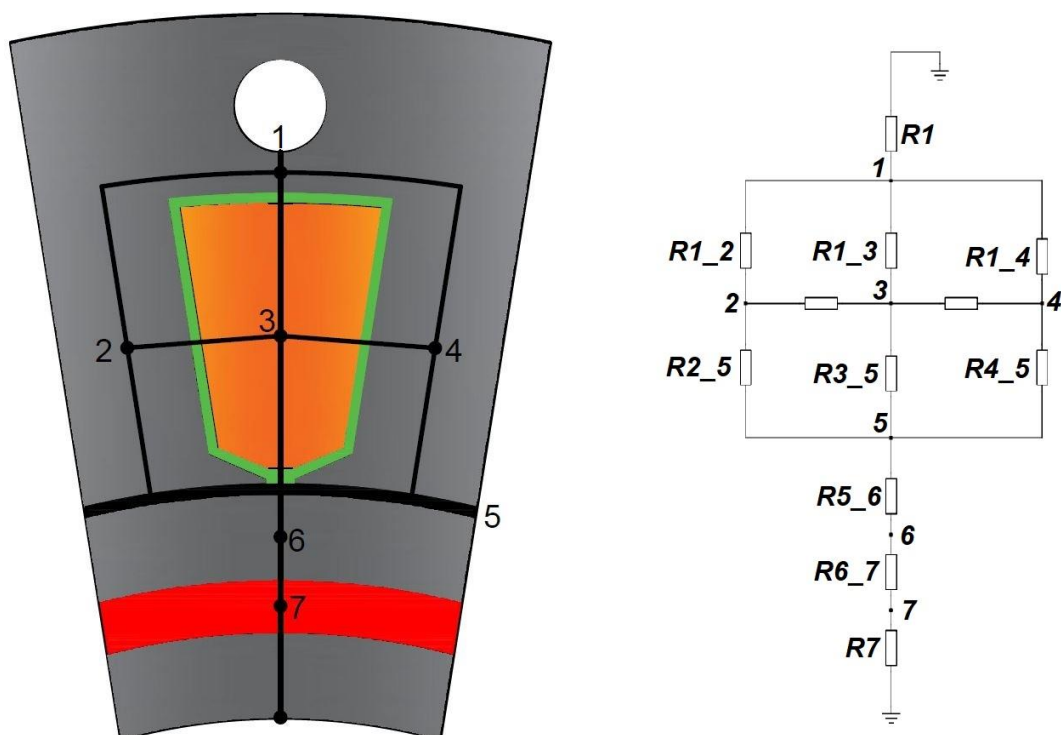
$$\eta = \frac{P}{P + \Delta P} \cdot 100 = \frac{15\,000}{15\,000 + 1\,183,86} \cdot 100 = 92,86 \% \quad (2.130)$$

Celková účinnost stroje se oproti předchozí zvolené hodnotě zvětšila o 0,86%. Tento rozdíl je způsoben zkrácením čel vinutí na co možná nejkratší vzdálenost a s tím i snížený odpor vinutí a Jouleovy ztráty.

2.3 Tepelný výpočet

Jak už bylo zmíněno, vzhledem k velikosti protékajícího proudu vinutím a vysoké napájecí frekvenci je nutné tento motor chladit a vzhledem k vysokým ztrátám je nutné motor chladit přidavným vodním okruhem. Chladicí kanály ve tvaru spirály jsou umístěny v jhu motoru nad oblastí zubu tak, aby se mohl uzavírat magnetický tok stroje, ale zároveň docházelo k dostatečnému přechodu tepla. Vnější průměr chladicího kanálu byl zvolen $D_{ax} = 10\text{mm}$. Pro vinutí bylo v tomto ohledu zvoleno skelné izolace, která má vysoký přestup tepla a taktéž velkou tepelnou odolnost.

Velmi důležité je správně dimenzovat permanentní magnety, aby nedocházelo k překročení Curieovy teploty, při které magnet ztrácí své magnetické vlastnosti. Navrhovaný magnet je dimenzovaný na jmenovitou teplotu 150°C , ale dle přílohy G je vidět, že vydrží i vyšší teploty. Pro zjednodušení výpočtů bylo uvažováno umístění chladicího kanálu nad vinutím statoru. Pro motor byl nejprve proveden tepelný výpočet na základě tepelné sítě a tento výpočet byl následně ověřen v simulačním softwaru FEMM.



Obr. 9: Vyznačené tepelné okruhy a náhradní tepelné schéma

2.3.1 Výpočet oteplení stroje

Pro motor byl proveden výpočet oteplení, kdy všechny teplotní parametry byly počítány pro jmenovité otáčky motoru $n_s = 3\,000 \text{ ot/min}$. Výpočet byl proveden pro oteplení chladicího média na teplotu $T = 90^\circ\text{C}$, což by mělo odpovídat přibližně teplotě, která je v médiu při průchodu ochlazováním kanálem spalovacího motoru. Průtok vody chladicím kanálem byl stanoven na $\alpha_v = 3\,000 \frac{\text{W}}{\text{m}^2 \cdot \text{K}}$.

Nejprve byly spočítány tepelné odpory mezi jednotlivými uzly, pomocí nichž byly dopočítány jednotlivé tepelné vodivosti. Abychom mohli dopočítat tepelné odpory, je nutné nejprve nadefinovat tepelné vodivosti.

<i>Materiál</i> (λ_x)	<i>Železo</i> (Fe)	<i>Měď</i> (Cu)	<i>Okolní vzduch</i> (air)	<i>Magnet</i> (mag)	<i>Izolace</i> (iz)	<i>Hřídel</i> (h)	<i>Vzduchová mezera</i> (air_delta)
<i>Velikost</i>	45	380	0,025	7,6	0,3	60	100

Tab. 4: Definované tepelné vodivosti analytického výpočtu a modelu

Následně podle tepelných vodivostí jednotlivých částí motoru a ztrát můžeme dopočítat teploty v jednotlivých uzlech.

$$[T] = [G]^{-1} \cdot [P] \quad (2.131)$$

Tepelný odpor mezi chladicím kanálem a středem jha:

$$R_1 = \frac{\frac{h_{j1}}{2}}{\lambda_{Fe} \cdot l_e \cdot o_1} + \frac{1}{n_k \cdot \alpha_v \cdot D_{ax} \cdot \pi \cdot l_e} \quad (2.132)$$

Tepelný odpor mezi jhem a vinutím:

$$R_{1,3} = \frac{\frac{h_{j1}}{2}}{\lambda_{Fe} \cdot l_e \cdot b_1} + \frac{l_{iz}}{\lambda_{iz} \cdot b_1 \cdot l_e} + \frac{\frac{h_1}{2}}{\lambda_{Cu} \cdot b_1 \cdot l_e} \quad (2.133)$$

Tepelný odpor mezi statorovým jhem a zubem:

$$R_{1_2} = R_{1_4} = \frac{l_1}{\lambda_{Fe} \cdot l_e \cdot b_z \cdot n_k} \quad (2.134)$$

Tepelný odpor mezi vinutím a zubem statoru:

$$R_{2_3} = R_{3_4} = \frac{b_{sd}}{\lambda_{Cu} \cdot l_e \cdot h_1} + \frac{l_{iz}}{\lambda_{iz} \cdot h_1 \cdot l_e} + \frac{\frac{b_z}{2}}{\lambda_{Fe} \cdot h_1 \cdot l_e} \quad (2.135)$$

Tepelný odpor mezi vinutím a vzduchovou mezerou:

$$R_{3_5} = \frac{\frac{h_1}{2}}{\lambda_{Cu} \cdot l_e \cdot b_z \cdot Q} + \frac{h_0 + h_2}{\lambda_{iz} \cdot b_0 \cdot l_e \cdot Q} + \frac{1}{\alpha_2 \cdot o_2 \cdot l_e} \quad (2.136)$$

Tepelný odpor mezi zubem statoru a vzduchovou mezerou:

$$R_{2_5} = R_{4_5} = \frac{l_2}{\lambda_{Fe} \cdot l_e \cdot b_z \cdot Q} + \frac{1}{\alpha_2 \cdot Q \cdot b_z \cdot l_e} \quad (2.137)$$

Tepelný odpor mezi vzduchovou mezerou a vrchní částí jha rotoru:

$$R_{5_6} = \frac{\frac{h_{jr}}{2}}{\lambda_{Fe} \cdot l_e \cdot o_3} + \frac{1}{\alpha_2 \cdot o_2 \cdot l_e} \quad (2.138)$$

Tepelný odpor mezi vrchní částí jha rotoru a permanentním magnetem:

$$R_{6_7} = \frac{\frac{h_{jr}}{2}}{\lambda_{Fe} \cdot l_e \cdot o_4} + \frac{\frac{h_m}{2}}{\lambda_{mag} \cdot o_5 \cdot l_e} \quad (2.139)$$

Tepelný odpor mezi permanentním magnetem a centrálním bodem motoru:

$$R_7 = \frac{h_{jrh}}{\lambda_{Fe} \cdot l_e \cdot o_7} + \frac{\frac{h_m}{2}}{\lambda_{mag} \cdot o_6 \cdot l_e} \quad (2.140)$$

<i>Umístěny mezi uzly</i>	<i>Tepelný odpor $R_{x,y}$ [K/W]</i>	<i>Tepelná vodivost $G_{x,y}$ [W/K]</i>
<i>Chladicí kanál $\rightarrow 1$</i>	0,02843	35,1725
<i>1 \rightarrow 2</i>	0,1359	7,3590
<i>1 \rightarrow 3</i>	0,3008	3,3241
<i>1 \rightarrow 4</i>	0,1359	7,3590
<i>2 \rightarrow 3</i>	0,2700	3,7039
<i>3 \rightarrow 4</i>	0,2700	3,7039
<i>2 \rightarrow 5</i>	1,4613	0,6843
<i>3 \rightarrow 5</i>	9,2010	0,1087
<i>4 \rightarrow 5</i>	1,4613	1,6006
<i>5 \rightarrow 6</i>	0,6248	22,9396
<i>6 \rightarrow 7</i>	0,0436	2,8882

Tab. 5: Tabulka tepelných odporů a vodivostí mezi jednotlivými uzly

Na základě vypočtených tepelných odporů byly stanoveny tepelné vodivosti a z nich byla následně vytvořena matice. Pomocí této matice a matice se ztrátami v jednotlivých částech motoru byly určeny teploty v jednotlivých částech stroje.

<i>Číslo uzlu</i>	<i>Ztráty [W]</i>	<i>Teplota [°C]</i>
1	$167,57 + (90 \cdot G_0)$	109,65
2	273,25	146,13
3	179,33	151,15
4	273,25	146,13
5	4	112,01
6	30	77,66
7	$40 \cdot G_7$	73,96

Tab. 6: Velikost ztrát a výsledné teploty jednotlivých uzlů

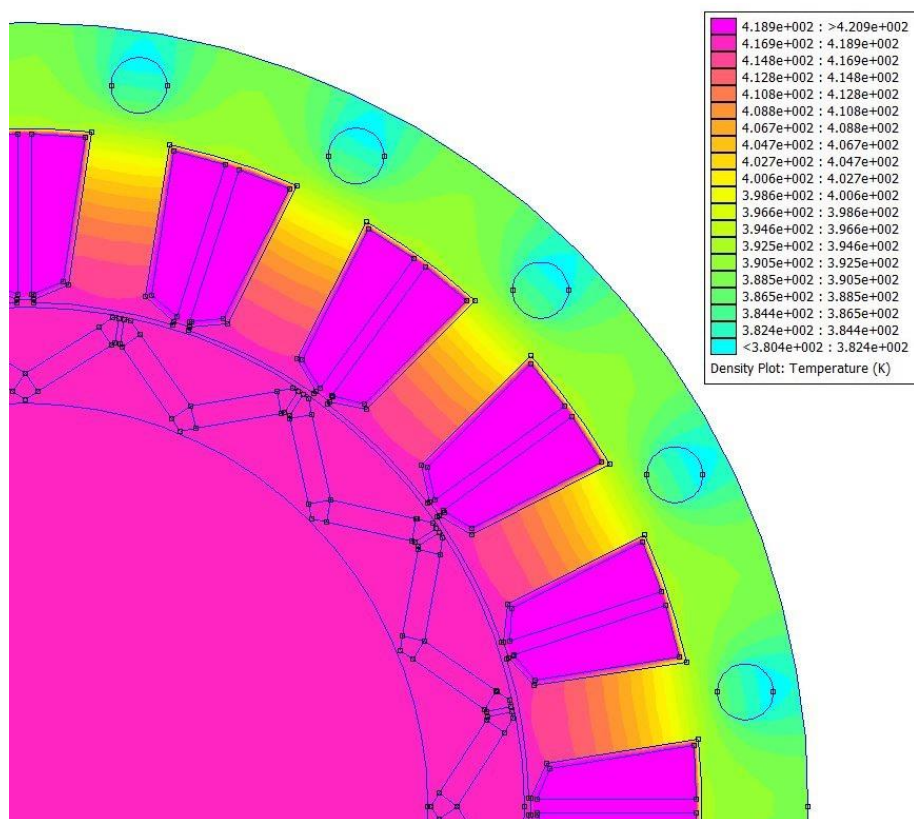
2.3.2 Ověření tepelného výpočtu pomocí MKP

Tepelný model byl ověřen pomocí softwarového prostředí FEMM, do kterého byl importován model motoru, který byl zakreslen v softwaru Autocad. Pro model byly následně nastaveny stejné tepelné vodivosti, jako bylo určeno v předchozí kapitole. Funkcí integrál byly změřeny jednotlivé plochy, u nichž byly vypočteny objemy těchto ploch. Pomocí velikosti plochy a ztrát ve stroji byly určeny velikosti objemových ztrát teplem.

Typ ztrát	Velikost ztrát [W]	Objem [m ³]	Objemové ztráty teplem [W/m ³]
Jouleovy ztráty	180	0,000185	974 875
Ztráty v železe	714	0,000523	1,365·10 ⁶
Ztráty v PM	30	0,000051	587 962

Tab. 7: Tabulka parametrů modelu

Dále byly přiřazeny okrajové podmínky, které byly nastaveny na teplotu v okolí motoru $T = 40^{\circ}\text{C}$ a nastavení průtoku chladicího média ve formě vody s průtokem $\alpha_v = 3\,000 \frac{\text{W}}{\text{m}^2 \cdot \text{K}}$. Výsledné oteplení vinutí a prostoru v okolí magnetů bylo stanoveno na teplotu $T = 145^{\circ}\text{C}$. Tato teplota by pro magnety měla být dostačující podle přílohy G.



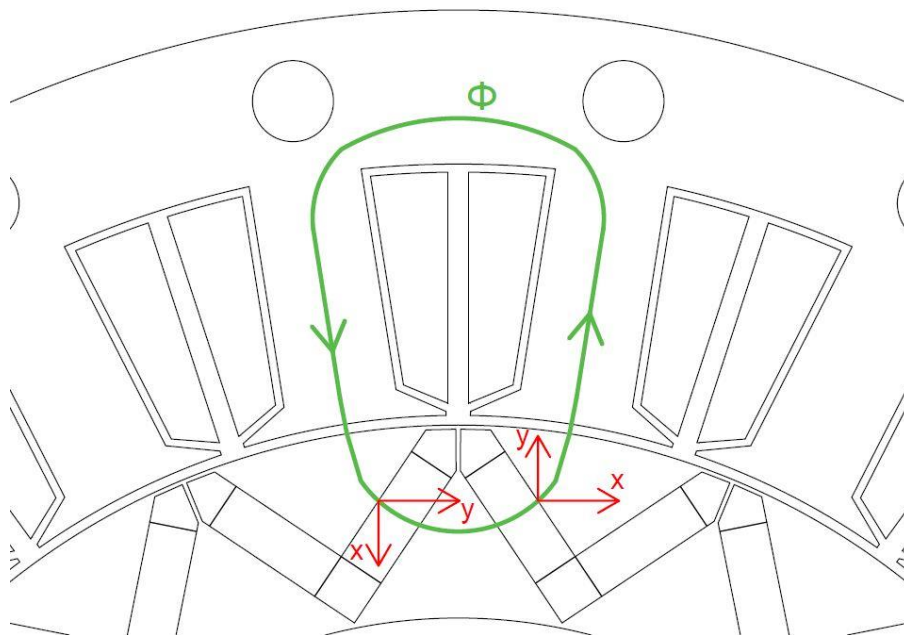
Obr. 10: Výsledné teploty motoru vypočtené softwarem FEMM

3 Ověření pomocí MKP a chod stroje

3.1 Ověření pomocí MKP

PMSM konstrukce stroje byla nejprve nakreslena pomocí softwaru Autocad, ze které byl výsledný 2D model importován do softwaru ANSYS electronics, přesněji do jeho modulu Maxwell 2D. Následně byly do importovaného modelu přiřazeny pro jednotlivé geometrie jejich materiály.

Pro „V“-magnety bylo nezbytné vypočítat jednotlivé vektory v x a y ose. Magnetický tok uzavírající se přes „V“-magnety se uzavírá kolmo na jejich delší stranu a v tomto případě nelze použít cylindrické nastavení. Pro získání úhlů bylo využito softwaru Autocad, kdy byly změřeny úhly, pod kterými se tok v magnetech uzavírá a dále podle těchto úhlů byly dopočteny velikosti vektorů v ose x a y .



Obr. 11: Směr magnetického indukčního toku

Příklad výpočtu velikosti vektoru v ose x :

$$x = \cos(45^\circ) = 0,707 \quad (3.1)$$

Příklad výpočtu velikosti vektoru v ose y :

$$y = \sin(45^\circ) = 0,707 \quad (3.2)$$

Při výpočtech bylo nezbytné dodržet polaritu pólů a tedy i jejich směr. Vzhledem k tomu, že stroj je symetrický podél osy x, je možné spočítat pouze velikosti vektorů v půlce stroje, neboť v druhé se budou opakovat.

Dále byla nastavena jednotlivá vinutí stroje, které za sebou jdou s fázovým posuvem $\frac{4}{5}\pi$ a pro každé vinutí byl přiřazen vodič, u kterého byl nastaven směr průtoku proudu. U jednotlivých vodičů byl nastaven počet závitů v sérii $N_s = 12$. Pro jednotlivá vinutí byly nastaveny parametry dle následující tabulky. Následně byl zvolen počet paralelních větví dle elektromagnetického výpočtu $a = 2$ a délka řešeného modelu jako $l_e = 0,2275 \text{ m}$. Níže v tabulce jsou uvedeny nastavené parametry pro simulaci softwarem ANSYS.

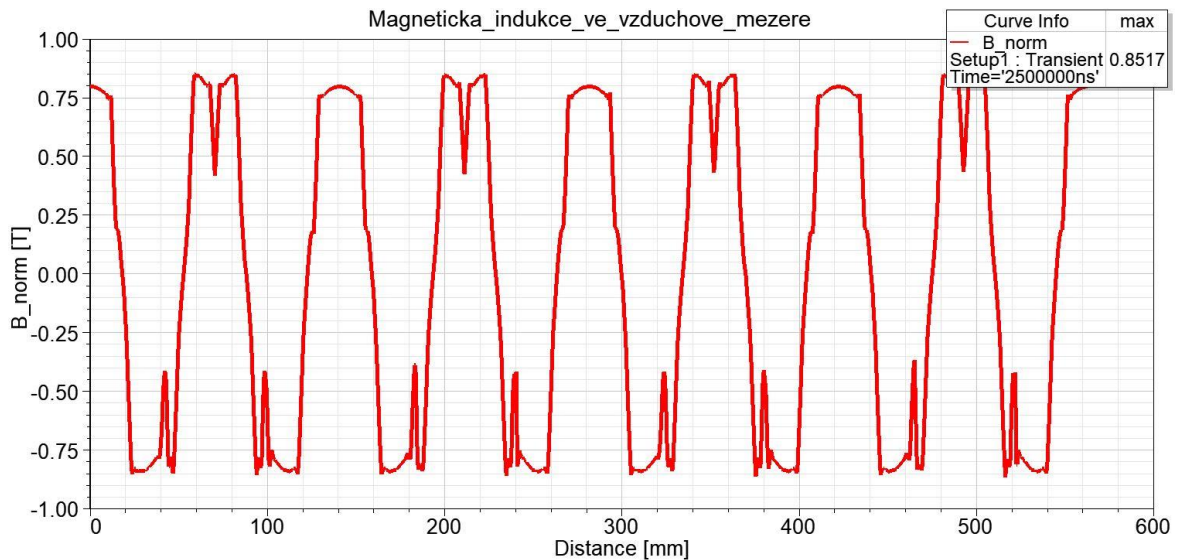
U_{fm}	25,2	V
R_a	0,9	$m\Omega$
N_s	12	-
$L_{\check{c}}$	0,19	μH
f_u	400	Hz

Tab. 8: Parametry vinutí nastavené v softwaru ANSYS

Indukčnost čel byla nastavena na základě výpočtu dle [4]:

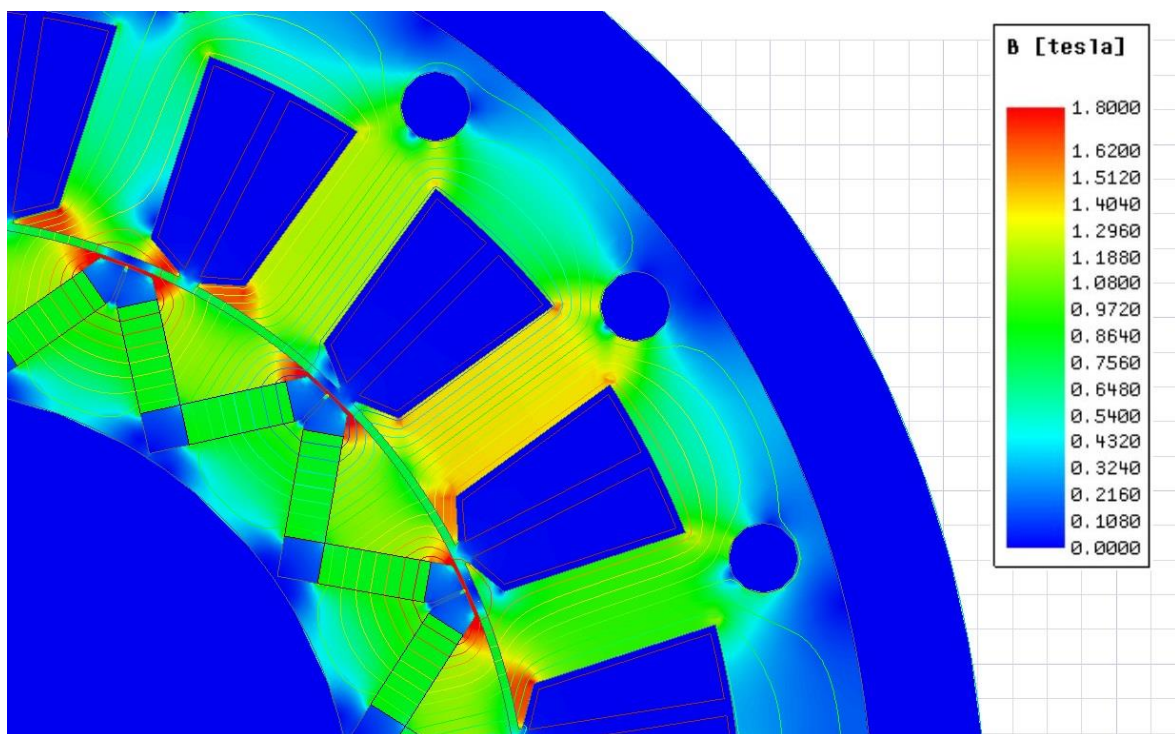
$$L_{\check{c}} = 2 \cdot \mu_0 \cdot \frac{l_e}{q \cdot p} \cdot N_s^2 \cdot \lambda_{\check{c}} = 0,19 \mu H \quad (3.3)$$

Nejprve byla provedena simulace naprázdno, kdy byla ověřena magnetická indukce ve vzduchové mezeře. Motor byl pomocí simulace roztočen na nominální otáčky motoru $n = 3\,000 \text{ ot/min}$ a při této rychlosti byla odečtena velikost magnetické indukce ve vzduchové mezeře. Velikost magnetické indukce nasimulovaná v softwaru Ansys dosahovala hodnot $B_{\delta} = 0,852$ a vypočtená hodnota získaná během elektromagnetického návrhu byla stanovena jako $B_{\delta} = 0,868$. Neboť se jedná o velmi odchytku nižší než 2%, počítá se s tím, že výsledek se shoduje s nastavenou simulací.



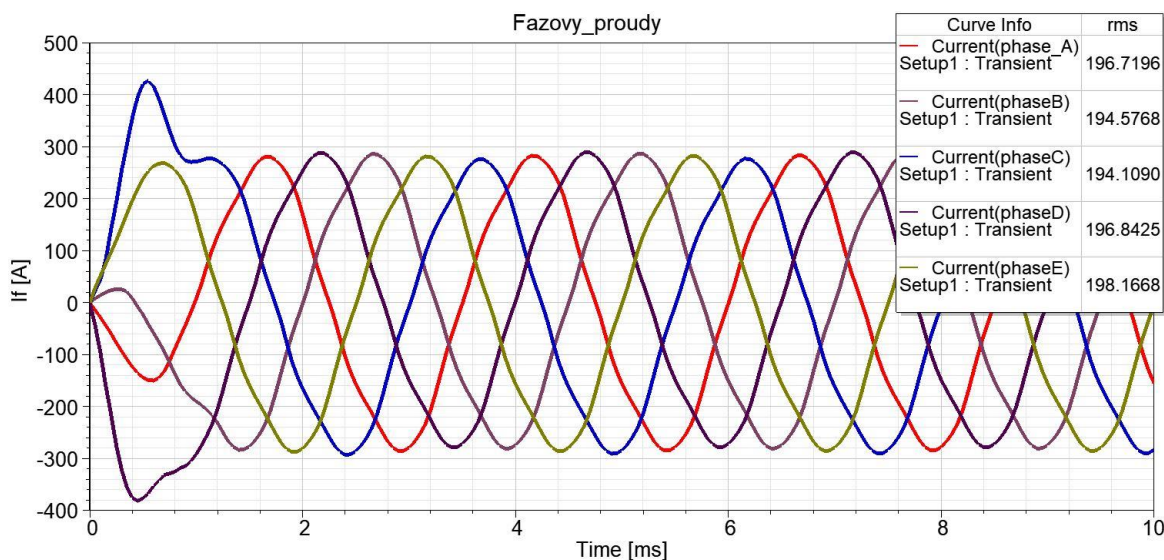
Obr. 12: Průběh magnetické indukce ve vzduchové mezeře

Následně byla provedena analýza magnetického pole na celé geometrii stroje. Jak je z následujícího obrázku vidět, nasimulované hodnoty se převážně shodují s vypočteným návrhem. Konstrukce má mírně vyšší sycení v místě mezi chladicím kanálem, kde je umístěním chladicího kanálu snižena plocha přestupu magnetického toku, avšak nedochází k nadměrnému přesycení.



Obr. 13: Rozložení magnetické indukce

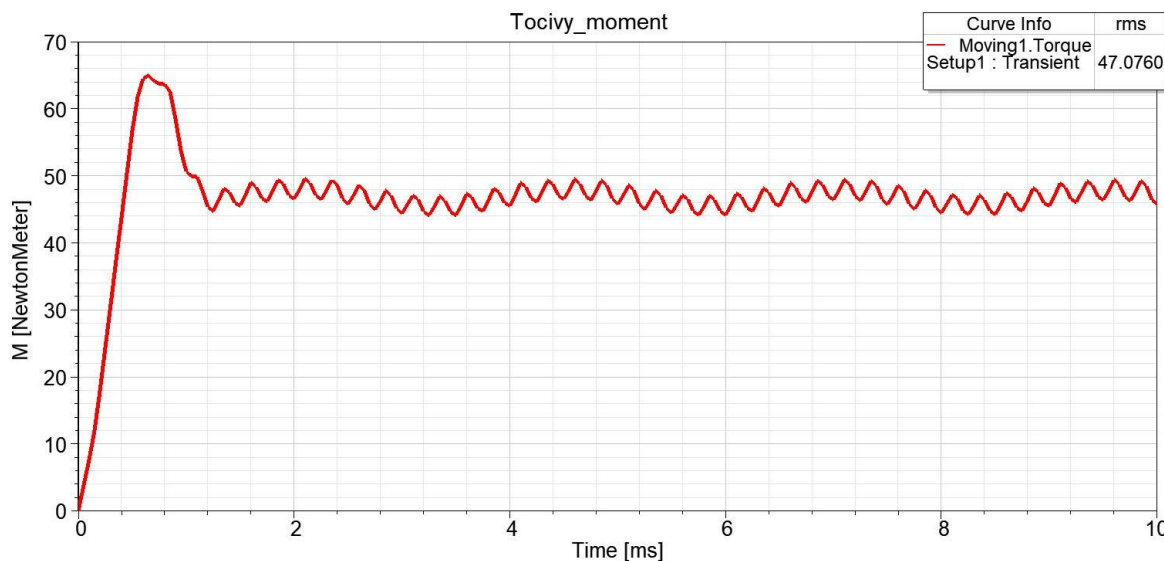
Dle předchozích výpočtů byly v modelu nastaveny velikost zátěžného úhlu $\beta = 80^\circ$ a nominální otáčky stroje. Tím bylo nastaveno zatížení při nominálních otáčkách a byly tak získány velikosti fázového proudu a momentu stroje. Velikost fázového proudu je mírně deformována oproti harmonickému průběhu, což je způsobeno zvolenou topologií vinutí a taktéž vlivem třetí harmonické.



Obr. 14: Velikost fázového proudu při jmenovitém zatížení

3.2 Točivý moment stroje

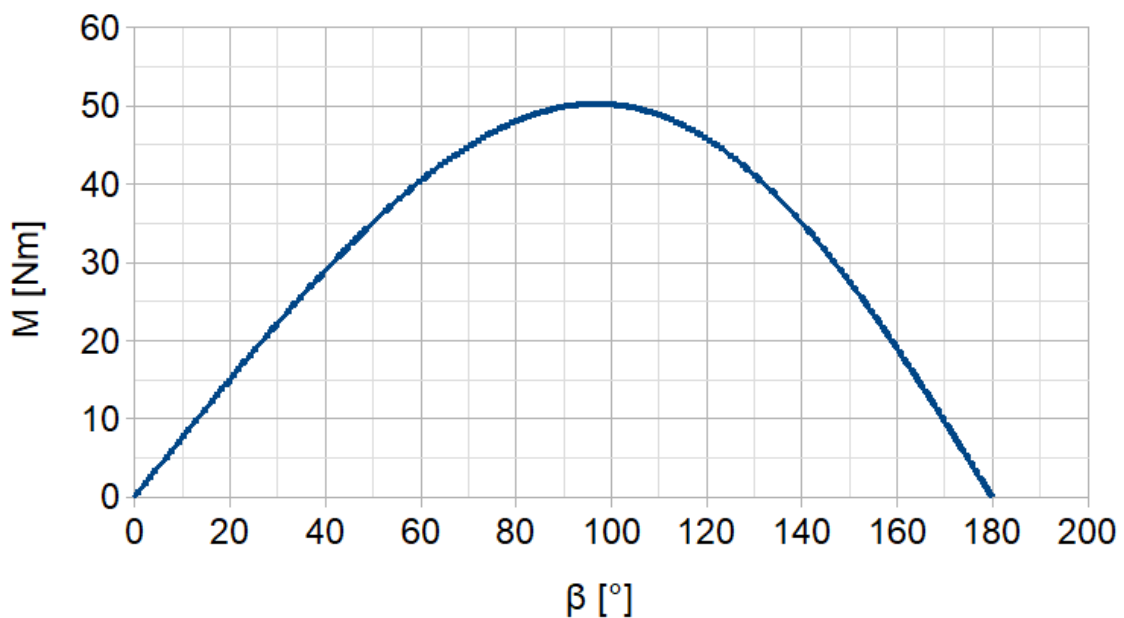
Dále byl ověřen jmenovitý moment stroje při zátěžném úhlu $\beta = 80^\circ$. Jmenovitý moment stroje kmitá v okolí $M_n = 48 \text{ Nm}$, což je způsobeno vlivem vyšších harmonických. Předpokládaný točivý moment stroje vypočtený na základě jmenovitého výkonu stroje byl $M_n = 47,75 \text{ Nm}$.



Obr. 15: Točivý moment stroje při jmenovitém zatížení

Následně byla pomocí analytických výpočtů zjištěna momentová charakteristika PMSM. Jak již bylo v předchozích kapitolách uvedeno, moment stroje se skládá z vlastního elektromagnetického momentu stroje a momentu reluktančního. Reluktanční moment má nižší amplitudu a opačnou fázi, než moment vlastní elektromagnetický. Vzhledem k těmto okolnostem se posouvá maximální moment synchronního stroje za standartní úhel $\beta = 90^\circ$. Tato vlastnost je také nazývána jako dynamická vyniklost, neboť motor je schopný se udržet v chodu i při větší dynamické změně momentu [9]. Momentová charakteristika stroje byla určena na základě výpočtu:

$$M = \frac{m}{\omega} \cdot U \cdot \left[\frac{U_i}{X_d} \cdot \sin\beta + \left(\frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_d} \right) \cdot \sin 2\beta \right] \quad (3.4)$$

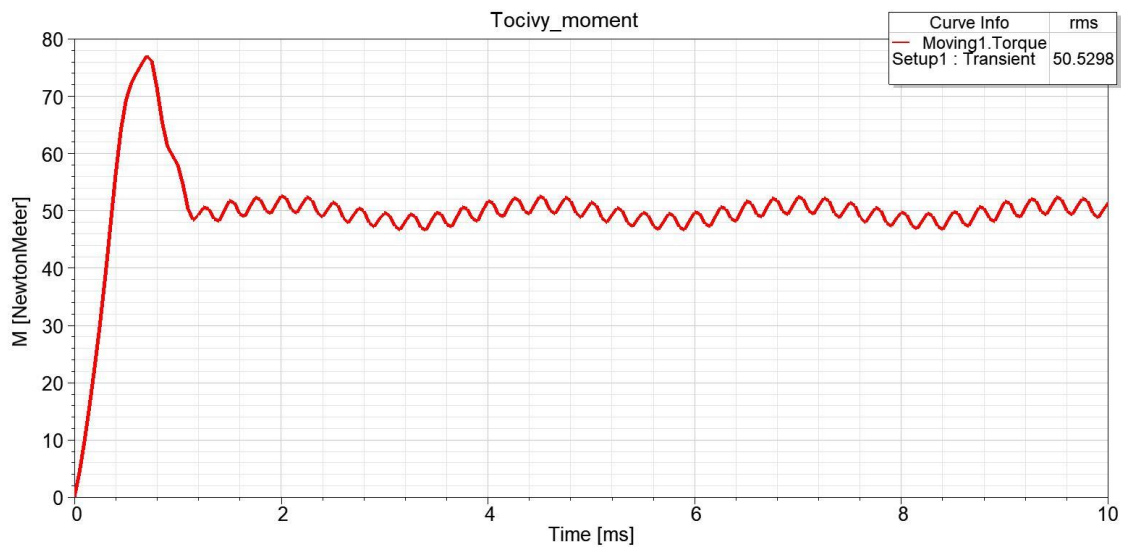


Obr. 16: Momentová charakteristika stroje

Jak je zřejmé z výpočtů, tak maximálního momentu dosáhneme v okolí zátěžného úhlu $\beta = 100^\circ$. Toto bylo ověřeno v simulačním programu Ansys electronics, kde ve vloženém modelu byl nastaven zátěžný úhel na $\beta = 100^\circ$ a následně bylo provedeno roztočení stroje a odečtení ze simulace. Vypočtený maximální moment tohoto stroje při přetížení je:

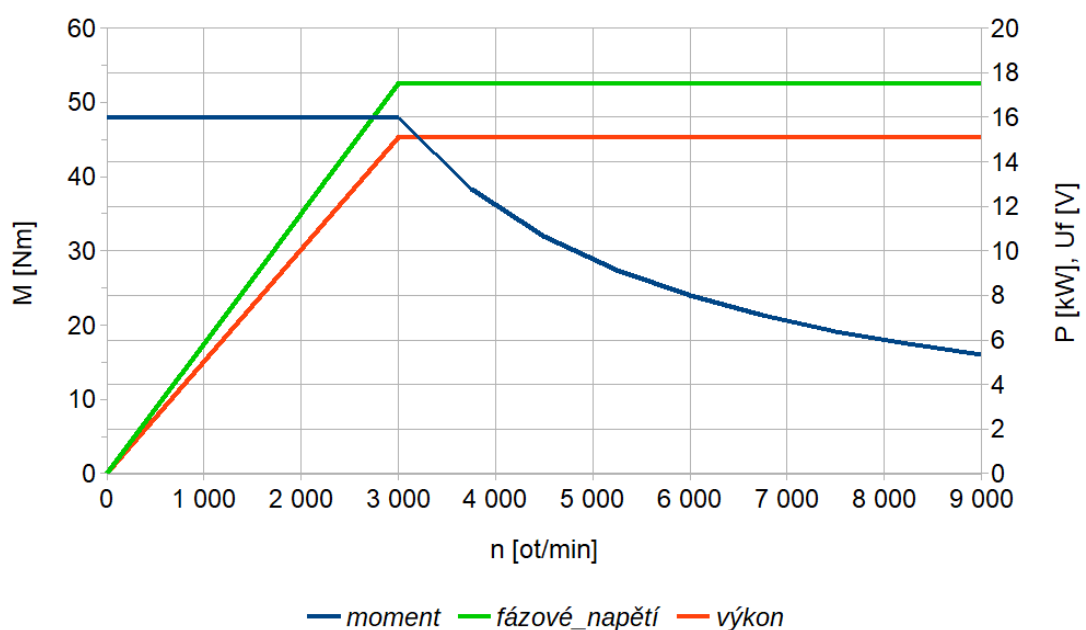
$$M = \frac{5}{314,16} \cdot 17,8 \cdot \left[\frac{8,9}{0,044} \cdot \sin(100^\circ) + \left(\frac{1}{0,06} - \frac{1}{0,044} \right) \cdot \sin(2 \cdot 100^\circ) \right] = 50,2 \text{ Nm} \quad (3.5)$$

Analytický výpočet se minimálně liší od simulace, kdy simulace vyšla s nepatrně nižším momentem, než bylo vypočteno. Tento moment je roven $N = 50,53 \text{ Nm}$. Nižší moment ve výpočtu může být dán buď nepřesným odečtením maximálního zátěžného úhlu β ve výpočtu nebo chybou v zaokrouhlování.



Obr. 17: Průběh momentu přetíženého stroje

Motor je tedy možné nepatrně přetížit, avšak z důvodů vysokých nároků na konstantní moment do jmenovitých otáček je v tomto případě lepší ponechat malou rezervu pro možné vypadnutí ze synchronismu, neboť se jmenovité hodnoty nachází poblíž kritického momentu a nepatrné zvýšení momentu síly v této části oblasti jen nepatrně ovlivní chod vozidla. Níže je napěťově řízená trakční charakteristika stroje.



Obr. 18: Trakční charakteristika stroje regulovaná napětím

Motor by bylo možné řídit se zvýšením zátěžným úhlem a tedy i momentem pomocí vektorového řízení, avšak vzhledem k nízkému nárůstu momentu byla volena varianta, kdy jsme nechali malou rezervu zátěžného úhlu, neboť synchronní stroje mají velmi špatnou odezvu na dynamické změny v momentu [9].

3.3 Analýza zrychlení stroje

Pohyb automobilu a jeho dynamika zahrnuje základní principy fyziky, nejvíce pak druhý Newtonův pohybový zákon. Podle druhého Newtonova zákona je zrychlení úměrné síle, která na těleso působí [10].

$$F = m \cdot \frac{dv}{dt} = m \cdot a \quad (3.6)$$

Proto je objekt urychlen tehdy, pokud síla působící na automobil není nulová. Tato trakční síla F_t je způsobená pohonnou jednotkou automobilu, tedy motorem, který k uvedení automobilu do pohybu musí překonat celkovou odporovou sílu F_{res} způsobenou gravitací, odporem vzduchu a pneumatikami. Zrychlení vozu tak závisí na výkonu pohonné jednotky, podmínkách na vozovce, aerodynamice vozidla a celkové hmotnosti stroje [10,11].

$$a = \frac{\sum F_t - \sum F_{res}}{v \cdot m} \quad (3.7)$$

Zjednodušeným výpočtem dle [11] určíme postupně valivý odpor:

$$O_f = f \cdot G \cdot \cos\alpha = f \cdot m \cdot g \cdot \cos\alpha \quad (3.8)$$

Kde f je součinitel valivého odporu, jehož velikost závisí na použitých pneumatikách, tlaku v pneumatikách, použitém materiálu, vozovce, atd. a α vyjadřuje sklon vozovky.

Dalším odporem působícím na vozidlo je odpor vzdušný, také jinak aerodynamický. Aerodynamický odpor vzniká při pohybu vozidla, kdy vozidlu brání proti změně rychlosti tlakem vzduchu. Velikost odporu je dána čelní plochou vozidla S_x , rychlostí vozidla v_v a rychlostí protivětru v_z . Dále je dána hustotou vzduchu $\rho_{vz} = 1,25 \text{ kg/m}^3$ a součinitel vzdušného odporu c_x [10,11].

$$O_v = c_x \cdot \frac{1}{2} \cdot \rho_{vz} \cdot S_x \cdot (v_v + v_z)^2 \quad (3.9)$$

Odpor stoupání je dán úhlem sklonu vozovky α :

$$O_s = G \cdot \sin\alpha = m \cdot g \cdot \sin\alpha \quad (3.10)$$

Akcelerační odpor je poslední částí celkového odporu, který působí proti trakční síle. Akcelerační odpor nebo také jinak odpor zrychlení je dán setrvačnými silami, které vznikají při akceleraci či brzdění. Jejich velikost je ovlivněna součinitelem vlivu rotačních částí v , který je dán podle umístění pohonné jednotky v celkové konstrukci motoru. Do konstrukce jsou počítány hnací prvky, spojky, převodovky, hnací hřídele a další [10].

$$O_z = v \cdot m \cdot a \quad (3.11)$$

Celková trakční síla působící na kolo je pak dána umístěním elektromotoru do hnacího soustrojí automobilu. Vzhledem k tomu, že není přesně známá velikost proměnné v a její velikost se liší v rozmezí 1,05-1,5 podle umístění v hnacím soustrojí motoru je tato proměnná pro další výpočty zanedbána.

3.3.1 Topologie umístění na nápravě automobilu

Prvním z topologických návrhů je umístění elektromotoru přímo na nápravu automobilu, kde počítáme s rozdělením celkového momentu na levé a pravé kolo.

$$M_r = M_l = \frac{M_{nápr}}{2} \quad (3.12)$$

Byla uvažována zjednodušená varianta, kdy bylo počítáno pouze s momentem elektromotoru, moment vytvořený spalovacím motorem byl zanedbán. Pro tuto variantu lze říci, že obě varianty jsou obdobné a moment působící na jednu pneumatiku o dynamickém poloměru r_d byl spočten jako:

$$M_l = F \cdot r_d \quad (3.13)$$

Velikost dynamického poloměru kola byla volena na základě výpočtů z [12]:

$$r_d = 0,33965 \text{ m} \quad (3.14)$$

Moment působící na jedno kolo směrem od nápravy je roven $N = 24 \text{ Nm}$. Síla vznikající na kolo je pak rovna:

$$F = \frac{M_l}{r_d} = 70,66 \text{ N} \quad (3.15)$$

Pro toto řešení dostáváme velmi malou velikost síly působící na kolo. Toto řešení není vhodnou variantou, neboť moment přenesený na kolo je velmi malý. Abychom mohli umístit motor do této topologie, je třeba motor dimenzovat na nižší otáčky a vyšší moment síly, než bylo provedeno.

3.3.2 Topologie umístění na klikové hřídeli spalovacího motoru

Vzhledem k umístění elektromotoru na klikové hřídeli je nutnost počítat s převodovými stupni na hnacím ústrojí automobilu. Tudíž velikost momentu se mění zařazeným převodovým stupněm. Moment převedený na hnací nápravu automobilu bude:

$$M_{nápr} = \frac{i_g \cdot i_0 \cdot M}{2} \quad (3.16)$$

Zde i_g vyjadřuje převodový poměr převodovky dle zařazeného rychlostního stupně a i_0 je koncový převodový poměr. Jejich velikost se liší konstrukcí automobilu a převodovky. Dále bylo počítáno s údaji uvedenými v tabulce níže [12].

<i>Převodový stupeň</i>	<i>Zkratka převodového stupně</i>	<i>Převodový poměr</i>
1	i_1	4,171
2	i_2	2,340
3	i_3	1,521
4	i_4	1,143
5	i_5	0,867
6	i_6	0,691
<i>Koncový pohon</i>	i_0	3,460

Tab. 9: Velikost převodových poměrů v závislosti na zařazeném převodovém stupni

Pro jednotlivé převodové stupně byly provedeny výpočty momentů vytvořených na kolech automobilu. Dle výsledků (Tab. 10) je zřejmé, že se jedná o vhodnou variantu pro řešení hybridních automobilů. Vzhledem ke konstantnímu momentu do $n = 3\,000 \text{ ot/min}$ a dynamickému rozsahu pro jednotlivé převodové stupně můžeme dosáhnout vysokého nárůstu celkového momentu (trakční síly) automobilu při různých řadicích stupních. Tato varianta je velmi vhodná pro zrychlení i rozjezdy.

Převodový stupeň	Velikost síly působící na kolo [N]	Moment síly vytvořený na kolo [Nm]	Jmenovitý moment do rychlosti: [km/h]
1	1 019,76	346,34	26,62
2	572,10	194,31	47,45
3	371,86	126,30	72,99
4	279,45	94,91	97,13
5	211,97	72,00	128,05
6	168,94	57,38	160,67

Tab. 10: Velikost točivého momentu a trakční síly pro jednotlivé převodové stupně

3.3.3 Topologie propojení pomocí řemenice

Jedná se o topologii, ve které je elektromotor vyvedený zvlášť mimo hnací ústrojí spalovacího motoru a je přiveden na něj pomocí řemenového převodu. Řemenové převody se pro tyto motory dimenzují s vyššími otáčkami motoru, než jsou otáčky motoru spalovacího a to s poměrem 1:2,7 [11]. Přenesený moment mezi elektrickým motorem a řemenem je 1:1 a tedy výsledné momenty budou dosahovat stejných výsledků, jako u řešení v topologii s umístěním na klikové hřídeli. Avšak oproti této topologii je nutné uvažovat výkonové omezení dané prokluzem řemenu. Z hlediska konstrukce se jedná o nejjednodušší a nejlevnější variantu.

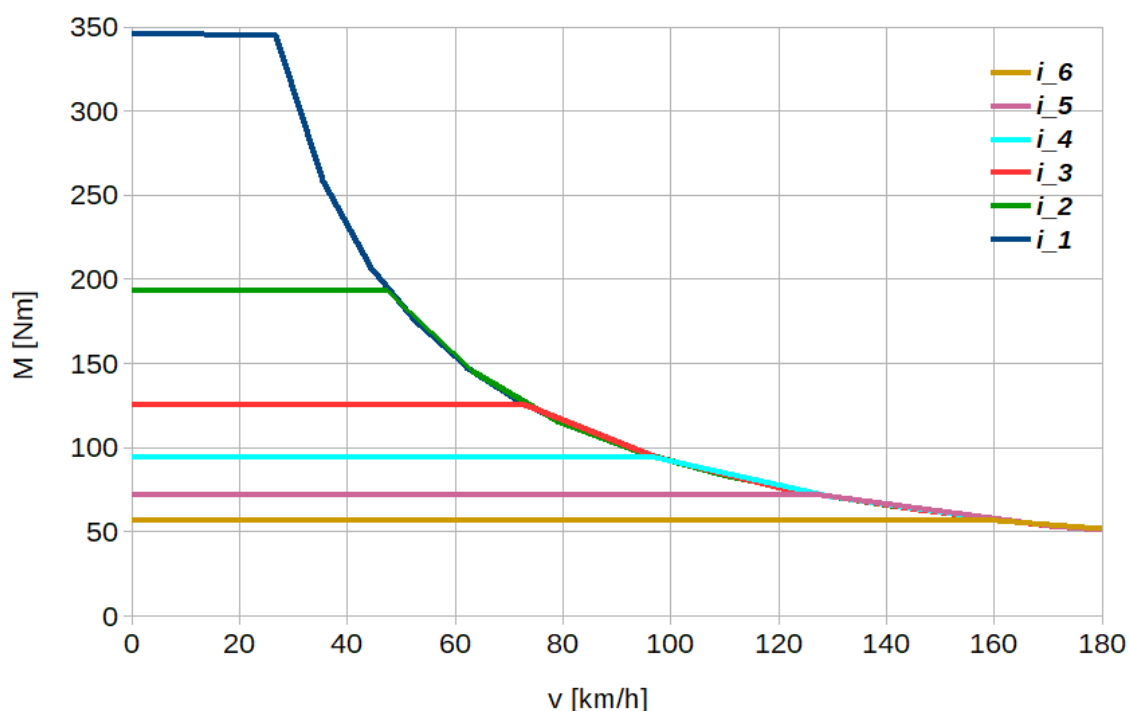
3.3.4 Chod elektromotoru jako pomocného pohonu

Pro navrhnutý motor byly provedeny orientační výpočty trakčních sil u jednotlivých typů topologií a výpočty odporů působících proti této síle. Následně byly zvoleny tři hmotnosti automobilů, pro které byly vypočteny velikosti zrychlení automobilu. Čas uvedený v tabulce je čas potřebný pro dosažení rychlosti 25 km/h z klidové pozice na vozovce s mírným sklonem $\alpha = 0,5^\circ$. Výpočet je proveden pro samostatný elektromotor.

Typ zapojení	m_v [kg]	a [m/s^2]	t [s]
P0, P1, P2	1 000	0.70	9,92
P0, P1, P2	1 500	0.38	18,27
P0, P1, P2	2 000	0.22	31,57

Tab. 11: Tabulka velikostí zrychlení automobilu

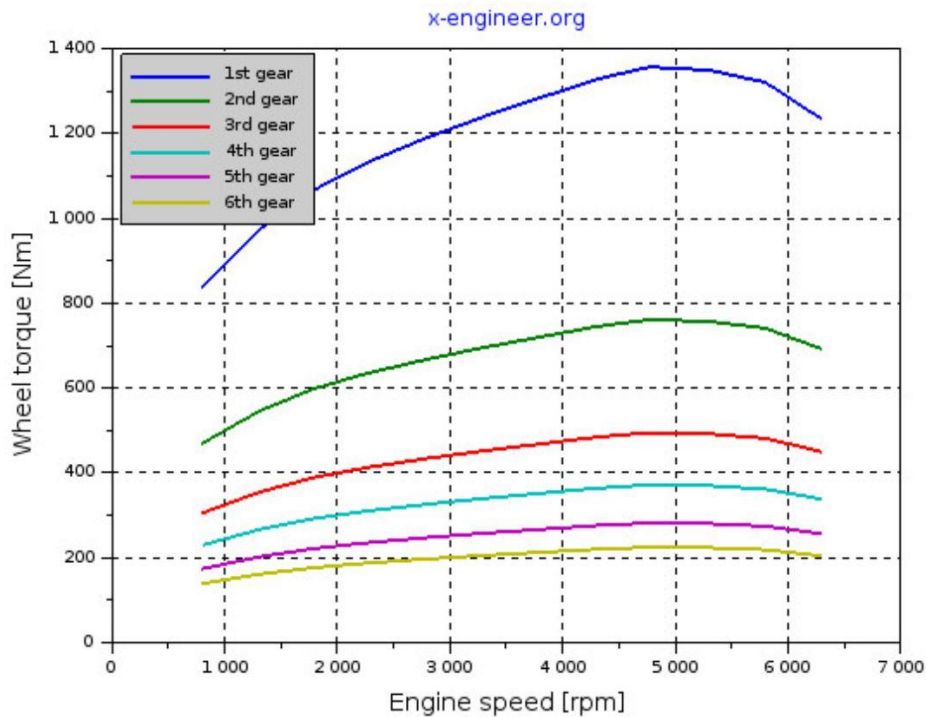
Podle výše uvedených hodnot převodových stupňů byly provedeny výpočty rychlosti kola, díky nimž byla možnost přepočítat rychlost automobilu. Topologie umístění na nápravě zde není uvedena, neboť vzhledem k dimenzování motoru na vysoké otáčky a nízký moment by elektromotor pro tuto topologii nedosáhl dostatečné trakční síly pro rozpořhování automobilu. Na základě převodových stupňů a velikosti momentu převedeného na kolo byl sestaven graf, který je motor schopný dodat na kolo. Elektromotor v těchto typech hybridních automobilů funguje jako pomocný pohon a tedy hlavním zdrojem točivého momentu je spalovací motor.



Obr. 19: Točivý moment na kole vozidla

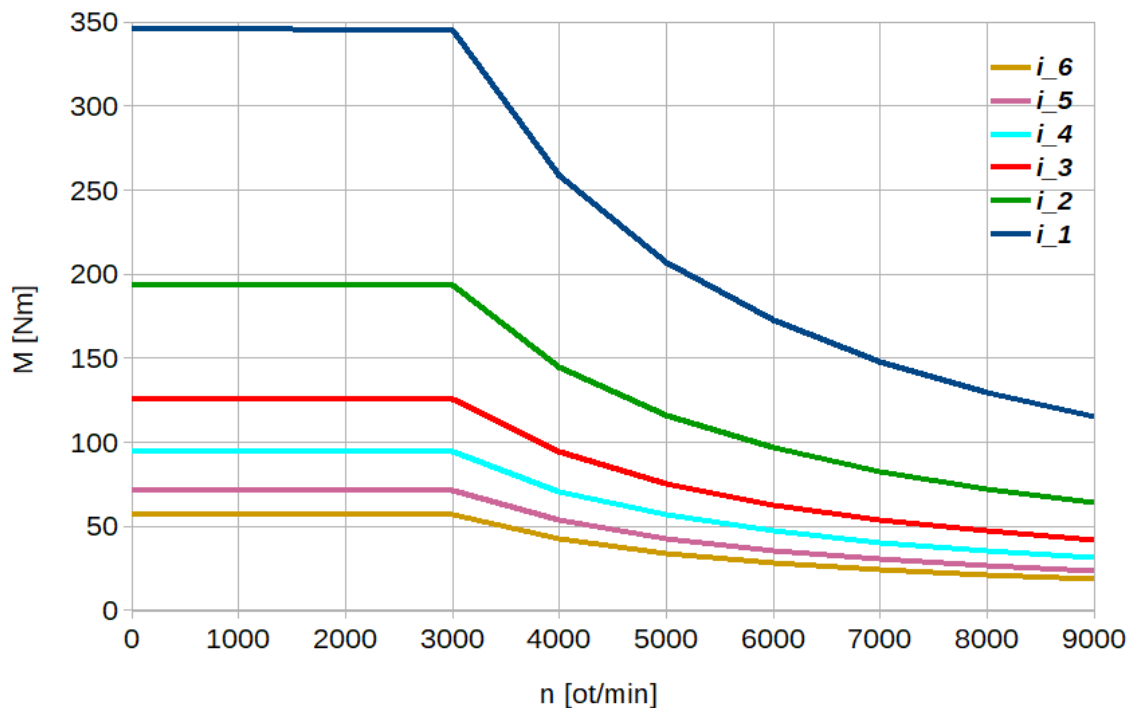
Jak je vidět, samotný elektromotor by zrychloval na vysoké otáčky příliš dlouho a proto se používá jako pomocný pohon k motoru spalovacímu. Ten má kroutící moment motoru okolo 200-300 Nm, avšak kroutící moment přenesený na kolo je při rozjezdech až několikanásobně vyšší a dosahuje až tisícovek Nm (Obr.24). Velikost momentu síly působící na kolo je dána převodovým stupněm automobilu [12].

Poslední možnou topologií by bylo umístění elektromotoru do kola, kde bychom rotor umístili do náboje kola a stator na nápravu, avšak tato varianta není v tomto řešení provedena, neboť se jedná o jinou konstrukci elektromotoru a motor má při tomto umístění velmi vysoké valivé odpory a špatnou dynamiku kola.



Obr. 20: Moment kol spalovacího motoru v závislosti na rychlosti motoru (převzato z [12])

Jak je vidět, elektromotor pro automobil typu Mild-hybrid je ideálním vzhledem k vlastnostem, kdy při nízkých otáčkách motoru drží konstantní vysoký moment na kolech a tak perfektně doplňuje snížený moment vytvořený spalovacím motorem.



Obr. 21: Moment vytvořený elektromotorem na kole v závislosti na otáčkách motoru

Závěr

Cílem diplomové práce bylo navrhnout pětifázový elektromotor pro hybridní třídu automobilů mild-hybrid. Důvodem využití pětifázového systému je navýšení hustoty výkonu stroje, kdy při zvýšení počtu fází jsme schopni při podobných rozměrech stroje dosáhnout vyššího výkonu a zároveň vyšším počtem fází zajistíme spolehlivost motoru při odpojení jedné z fází. Vzhledem k vysokým požadavkům na výkony elektromotorů se zdá tato varianta jako vhodné řešení. Nevýhodou tohoto řešení může být vliv třetí harmonické, která deformuje průběh proudu a s tím může i souviset kmitání momentu.

Napájecí zdrojem elektromotoru je 48V Li-ion baterie. Pomocí matematického návrhu měniče DC/AC řízeného pomocí TIPWM bylo získáno 5% navýšení napájecího napětí stroje. Stroj byl navrhnout jako vysokootáčkový s jmenovitým výkonem $P = 15 \text{ kW}$. Vnitřní vrtání statoru bylo zvoleno na základě konstrukcí obdobných motorů jako $D_1 = 180 \text{ mm}$. Vinutí bylo provedeno zubové s $Q = 20$ drážkami. Následně byla provedena kalkulace magnetického obvodu. Byly zvoleny magnety N35UH umístěné v rotoru, které mají velmi dobré magnetické vlastnosti i pro vyšší provozní teploty. Z elektromagnetického návrhu byly dále dopočteny prvky náhradního schématu, ze kterých byl následně vytvořen fázorový diagram stroje, a z něj byla odečtena velikost zátěžného úhlu. Na základě vypočtených ztrát byl proveden tepelný výpočet stroje. Stroj je chlazen tepelným okruhem přes statorovou část, kdy jednotlivé kanály jsou umístěny nad zubem statoru, aby nedocházelo ke snížení magnetického toku. Počet kanálů byl volen totožný, jako je počet drážek.

Elektromagnetický návrh byl následně ověřen pomocí MKP v prostředí Maxwell 2D. Tento model byl podroben několika simulacím pro stav naprázdno a při zatížení. Všechny výsledky se shodovaly s vypočtenými parametry.

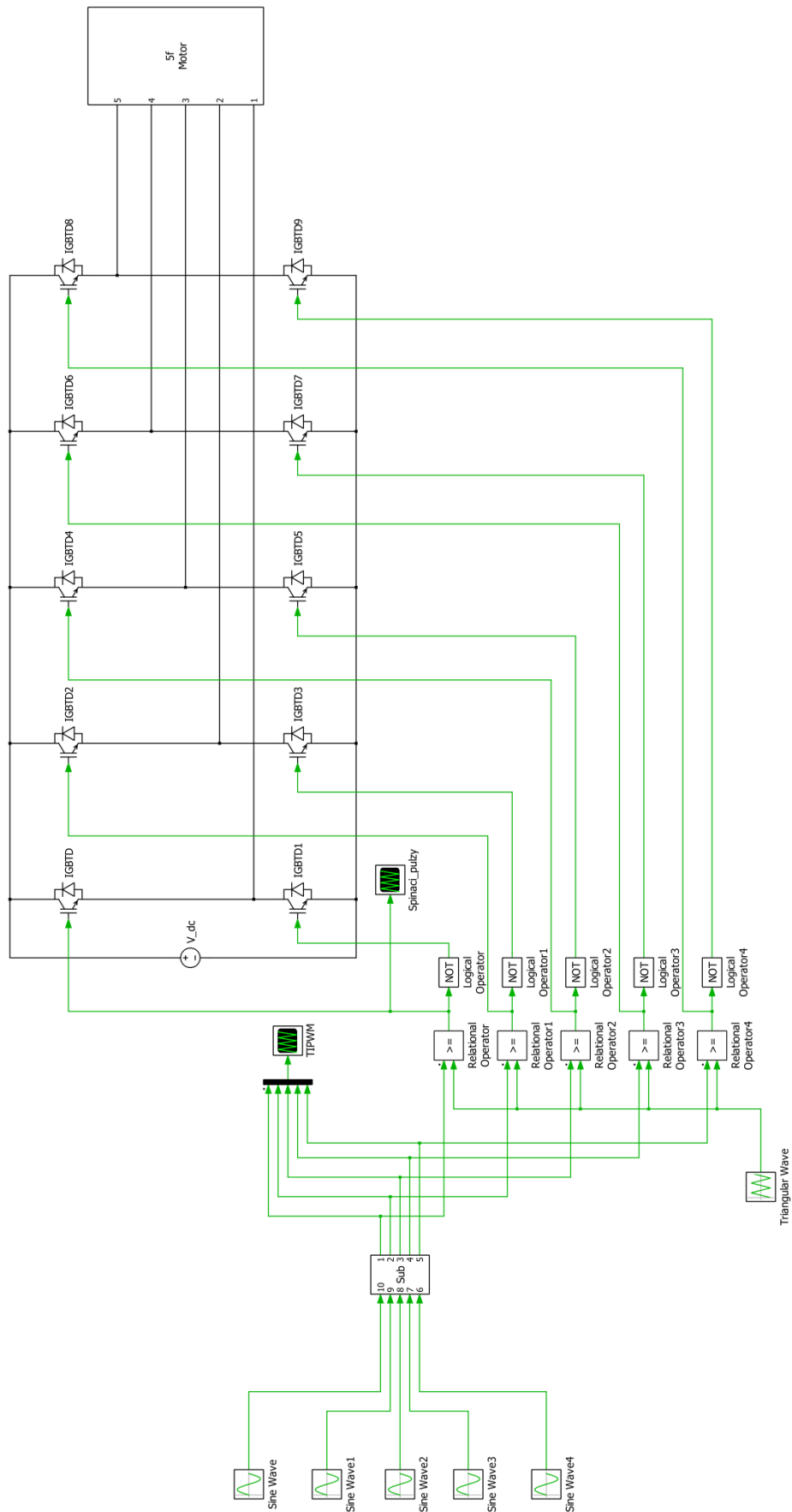
V poslední části diplomové práce byl ověřen chod stroje. Vhodnou variantou pro navržený motor by byla topologie umístění na klikové hřídeli nebo propojení pomocí řemenice. Navržený motor je vhodným výkonovým řešením, které kompenzuje moment spalovacího motoru při nízkých otáčkách spalovacího motoru. Motor by byl dobrým pomocným zdrojem přídatného momentu a to jak pro rozjezd, tak pro zrychlení.

Seznam literatury a informačních zdrojů

- [1] HANSELMAN, Duane. Brushless Permanent Magnet Motor Design. 2. Lebanon, Ohio: Magna Physics Publishing, 2003. ISBN 1-881855-15-5.
- [2] JUHA, Pyrhonen, Jokinen TAPANI a Valéria HRABOVCOVÁ. Design of Rotating Electrical Machines. Great Britain: John Wiley, 2008. ISBN 978-0-470-69516-6.
- [3] KOPYLOV, I.P. Stavba elektrických strojů. Praha, Česká republika: SNTL, 1988.
- [4] LARQVIST, Sebastian a Hannes ÖSTERGREN. Electric machine comparison for mild hybrid light vehicles with respect to performance and thermal capability. Gothenburg, Sweden, 2017. Master's thesis. Chalmers university of technology.
- [5] HRUŠKA, Karel. The Effects of Tooth Winding Usage [online]. 2013 [cit. 2019-05-21]. Dostupné z: https://www.researchgate.net/publication/257815626_The_Effects_of_Tooth_Winding_Usage
- [6] MILLER, T.J.E. a M.I. MCGLIP. Analysis of multi-phase permanent-magnet synchronous machines[online]. 2009 [cit. 2019-05-21]. Dostupné z: <https://ieeexplore.ieee.org/document/5382988>
- [7] SADEGHI, Siavash a Hamid A. TOLIYAT. Wide Operational Speed Range of Five-Phase Permanent Magnet Machines by Using Different Stator Winding Configurations [online]. 2012 [cit. 2019-05-21]. Dostupné z: <https://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?arnumber=5985525>
- [8] KIM, H., K. SHIN, N. FRANK a W. ARSHAD. Analytical Model of Multiphase Permanent Magnet Synchronous Machines for Energy and Transportation Applications [online]. 2013 [cit. 2019-05-21]. Dostupné z: <https://ieeexplore.ieee.org/document/6556250>
- [9] HRUŠKA, Karel. Dynamické chování synchronního stroje [online]. 2018 [cit. 2019-05-21]. Dostupné z: <https://courseware.zcu.cz/portal/studium/courseware/kev/tes2/prednasky.html>
- [10] Dynamics of Electric and Hybrid vehicles [online]. [cit. 2019-05-21]. Dostupné z: <https://nptel.ac.in/courses/108103009/download/M2.pdf>
- [11] VLK, František. Dynamika motorových vozidel: jízdní odpory: hnací charakteristika: brzdění: odpruženost: říditelnost, ovladatelnost: stabilita. Brno: VLK, 2000. ISBN 80-238-5273-6.
- [12] How to calculate wheel torque from engine torque [online]. [cit. 2019-05-21]. Dostupné z: <https://x-engineer.org/automotive-engineering/chassis/longitudinal-dynamics/calculate-wheel-torque-engine/>

Přílohy

Příloha A – Matematický model TIPWM



Příloha B – Katalogový list plechů M330-35A se ztrátami

Typical data for SURA® M330-35A

T	W/kg at 50 Hz	VA/kg at 50 Hz	A/m at 50 Hz	W/kg at 100 Hz	W/kg at 200 Hz	W/kg at 400 Hz	W/kg at 1000 Hz	W/kg at 2500 Hz
0,1	0.02	0.07	33.4	0.05	0.12	0.33	1.43	5.95
0,2	0.08	0.18	43.6	0.20	0.48	1.27	5.40	21.7
0,3	0.17	0.32	50.8	0.41	1.02	2.69	11.0	45.1
0,4	0.28	0.48	57.2	0.67	1.68	4.49	18.3	76.2
0,5	0.40	0.66	63.6	0.97	2.47	6.66	27.2	116
0,6	0.53	0.87	70.4	1.30	3.37	9.19	38.1	167
0,7	0.68	1.11	78.1	1.68	4.39	12.11	51.1	230
0,8	0.84	1.39	87.2	2.10	5.54	15.44	66.4	308
0,9	1.02	1.72	98.7	2.56	6.82	19.22	84.5	403
1,0	1.22	2.12	114	3.07	8.25	23.54	106	517
1,1	1.44	2.63	136	3.64	9.86	28.48	130	654
1,2	1.69	3.35	172	4.29	11.6	34.12	159	803
1,3	2.00	4.56	242	5.07	13.7	40.62	193	
1,4	2.40	7.40	428	6.06	16.3	48.24	233	
1,5	2.94	17.0	1027	7.40	19.6	57.86	279	
1,6	3.67	46.2	2576	8.86	23.2	70.24	335	
1,7	4.32	110	5409					
1,8	4.73	220	9677					

Loss at 1.5 T, 50 Hz, W/kg 2,94

Loss at 1.0 T, 50 Hz, W/kg 1,22

Anisotropy of loss, % 10

Magnetic polarization at 50 Hz

H = 2500 A/m, T 1,56

H = 5000 A/m, T 1,65

H = 10000 A/m, T 1,77

Coercivity (DC), A/m 40

Relative permeability at 1.5 T 880

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

Yield strength, N/mm² 315

Tensile strength, N/mm² 455

Young's modulus, RD, N/mm² 200 000

Young's modulus, TD, N/mm² 210 000

Hardness HV5 (VPN) 155

RD represents the rolling direction
TD represents the transverse direction
Values for yield strength (0.2 % proof strength)
and tensile strength are given for the rolling direction
Values for the transverse direction are approximately 5% higher



Příloha C – Katalogový list plechů M330-50A s intenzitami magnetického pole

Typical data for SURA® M330-50A

2 (2)

T	W/kg at 50 Hz	A/m at 50 Hz	A/m at 100 Hz	A/m at 200 Hz	A/m at 400 Hz	A/m at 1000 Hz	A/m at 2500 Hz
0,1	0,03	27,7	27,9	28,8	34,0	54,7	83
0,2	0,09	36,4	39,0	43,7	54,7	89,3	139
0,3	0,18	42,4	47,4	55,4	71,4	118	194
0,4	0,28	47,8	54,7	66,0	86,8	149	258
0,5	0,41	52,9	61,6	76,2	103	184	336
0,6	0,55	58,3	68,6	86,8	121	225	427
0,7	0,71	64,1	75,8	98,3	141	270	536
0,8	0,89	71,0	83,4	111	163	322	663
0,9	1,08	79,7	91,8	124	187	380	808
1,0	1,29	91,8	101	139	215	447	969
1,1	1,53	110	115	155	246	522	1147
1,2	1,81	140	145	173	280		
1,3	2,12	205	209	210	319		
1,4	2,56	399	404	397	398		
1,5	3,03	1097	1093	1066	1070		
1,6	3,49	2925					
1,7	3,84	6118					
1,8	4,15	10828					

Loss at 1.5 T , 50 Hz, W/kg	3,03
Loss at 1.0 T , 50 Hz, W/kg	1,29
Anisotropy of loss, %	10

Magnetic polarization at 50 Hz	
H = 2500 A/m, T	1,57
H = 5000 A/m, T	1,66
H = 10000 A/m, T	1,77

Coercivity (DC), A/m	40
Relative permeability at 1.5 T	1050
Resistivity, $\mu\Omega\text{cm}$	42

Yield strength, N/mm ²	315
Tensile strength, N/mm ²	455
Young's modulus, RD, N/mm ²	200 000
Young's modulus, TD, N/mm ²	210 000
Hardness HV5 (VHN)	155

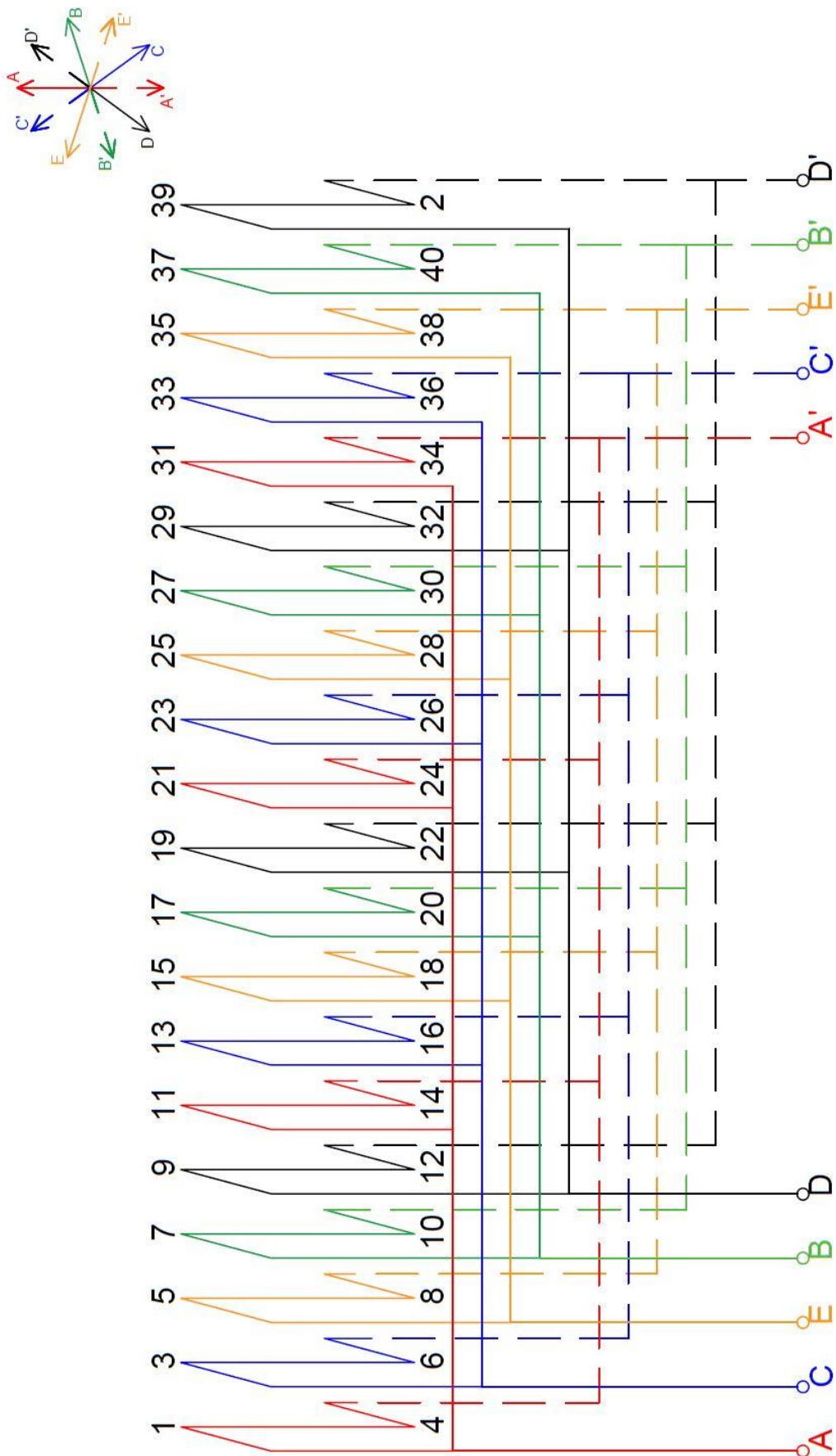
RD represents the rolling direction
 TD represents the transverse direction
 Values for yield strength (0.2 % proof strength)
 and tensile strength are given for the rolling direction
 Values for the transverse direction are approximately 5% higher



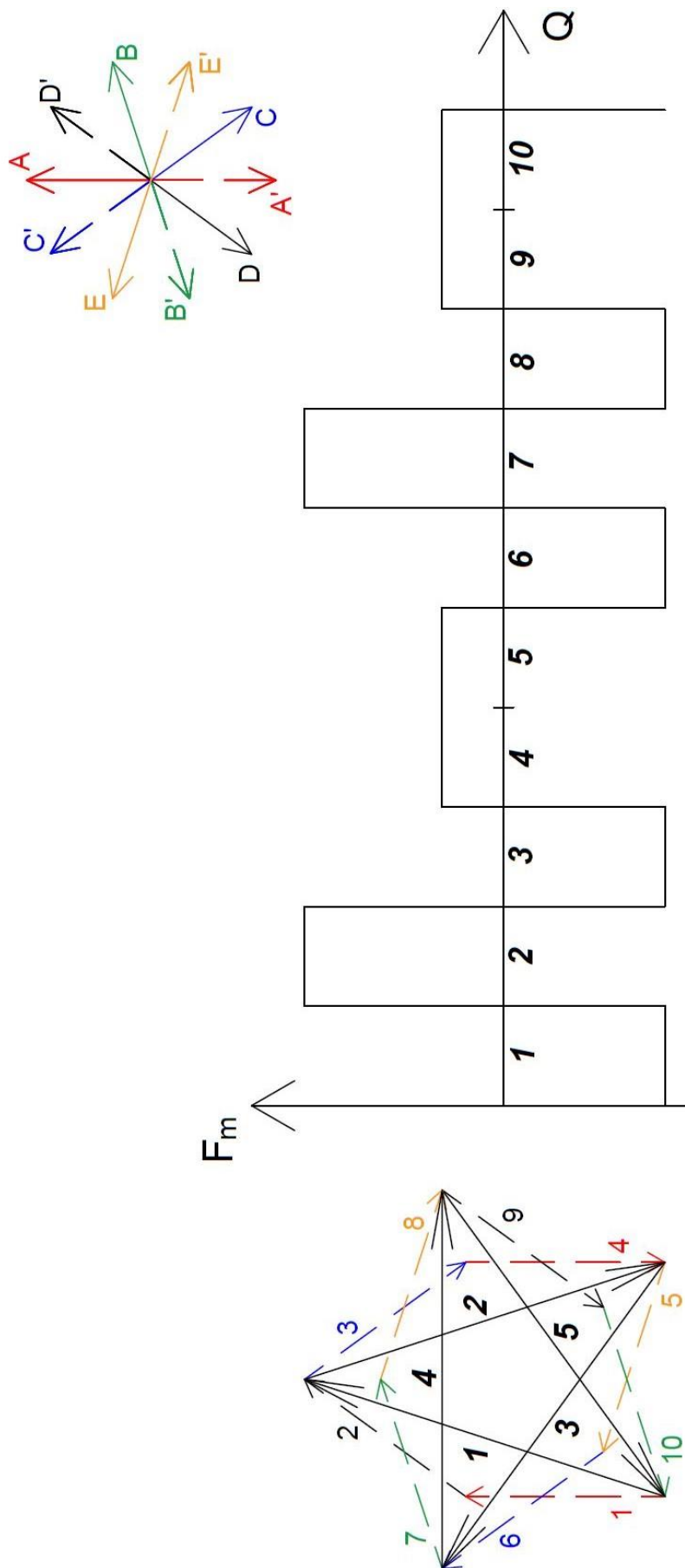
Příloha D – Tingleyho schéma

Pól	Fáze	A	D'	B	E'	C
		A'	D	B'	E	C'
1	+	1				3
		2				4
2	-				5	
					6	
3	+			7		
				8		
4	-		9			
			10			
5	+	11				13
		12				14
6	-				15	
					16	
7	+			17		
				18		
8	-		19			
			20			
9	+	21				23
		22				24
10	-				25	
					26	
11	+			27		
				28		
12	-		29			
			30			
13	+	31				33
		32				34
14	-				35	
					36	
15	+			37		
				38		
16	-		39			
			40			

Příloha E – Pilové schéma



Příloha F – Görgesův obrazec



Příloha G – Katalogový list permanentních magnetů N35UH



N35UH

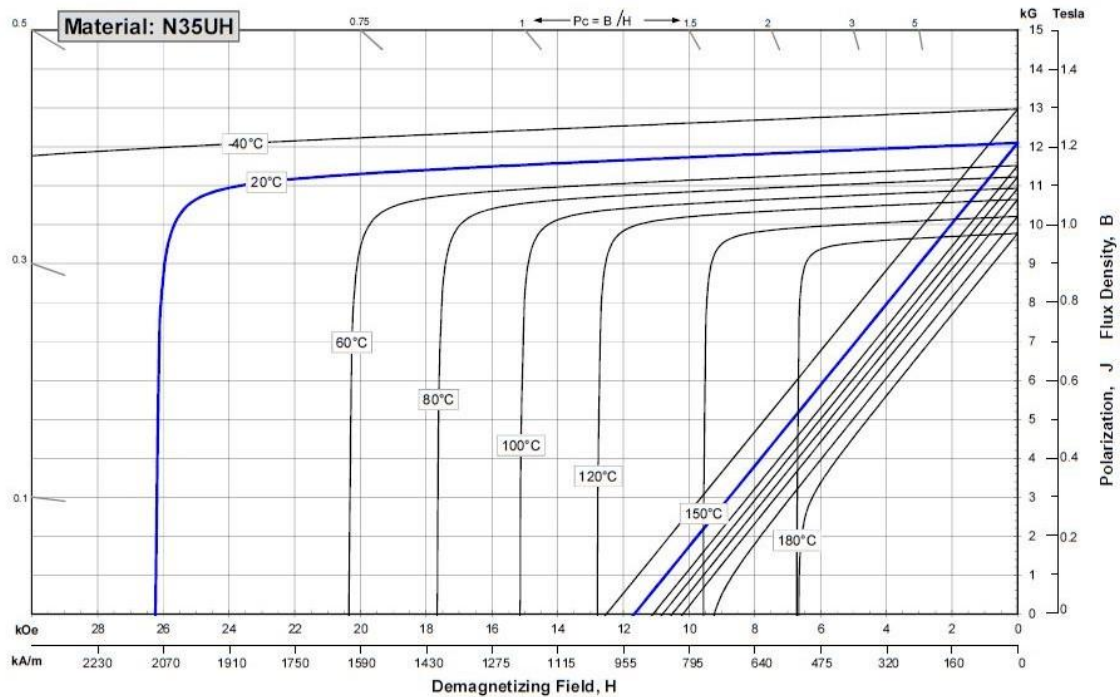
Sintered Neodymium-Iron-Boron Magnets

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

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

Characteristic	Units	Thermal Properties		
		C //	C ⊥	
Reversible Temperature Coefficients ⁽¹⁾				
of Induction, α(Br)	%/°C		-0.120	
of Coercivity, α(H _c)	%/°C		-0.465	
Coefficient of Thermal Expansion ⁽²⁾	ΔL/L per °C x 10 ⁻⁶	7.5	-0.1	
Thermal Conductivity	W / (m • K)		7.6	
Specific Heat ⁽³⁾	J / (kg • K)		460	
Curie Temperature, T _c	°C		310	
Other Properties	Flexural Strength	psi	41,300	
		MPa	285	
	Density	g/cm ³		7.5
	Hardness, Vickers	Hv		620
	Electrical Resistivity, ρ	μΩ • cm		180

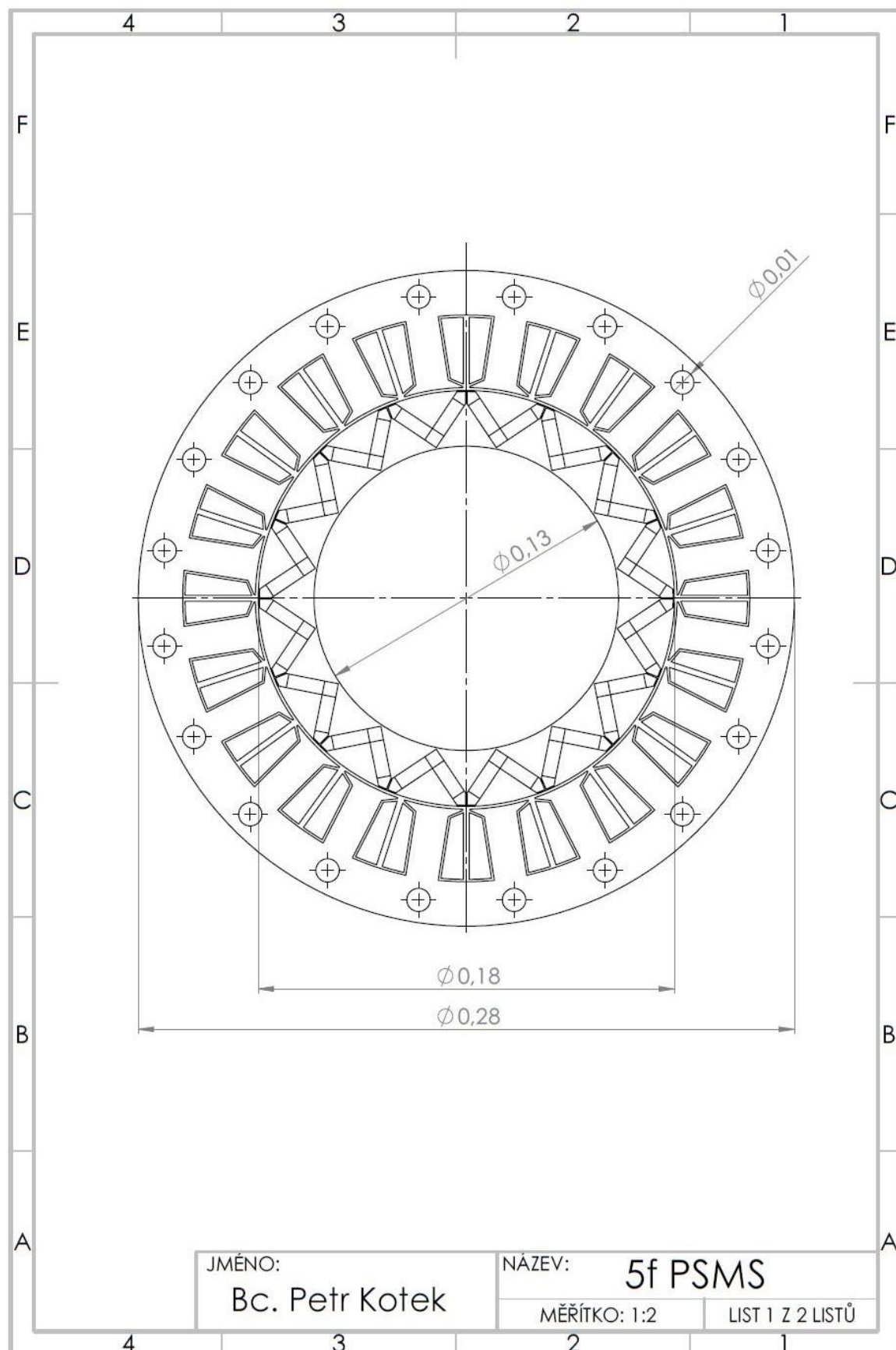
Notes: (1) Coefficients measured between 20 and 180 °C
 (2) Between 20 and 200 °C
 (3) Between 20 and 140 °C



1 kA/m = 12.566 Oe 1 kOe = 79.577 kA/m

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

Příloha H – Náčres řezu motoru ve 2D



Příloha I – Nákres motoru ve 3D

