

České vysoké učení technické v Praze

Fakulta elektrotechnická

Katedra elektrických pohonů a trakce

Studijní program: Elektrotechnika, energetika a management

Studijní obor: Elektrické pohony



Diplomová práce

**Dimenzování pohonu lehkého osobního elektromobilu dle
zadaných jízdních parametrů v SW prostředí ANSYS**

Vypracoval: Bc. Kryštof Topor

Vedoucí práce: Ing. Karel Buhr, CSc.

Rok: 2020

Čestné prohlášení

Prohlašuji, že jsem předloženou práci vypracoval samostatně a že jsem uvedl veškeré použité informační zdroje v souladu s Metodickým pokynem o dodržování etických principů při přípravě vysokoškolských závěrečných prací.

Datum: 14.8. 2020

.....

podpis

Klíčová slova

Mechanika vozidla, Dimenzování elektromotoru, WLTP, Elektromagnetický návrh trakčního motoru, synchronní reluktanční stroj s pomocnými permanentními magnety, PMSynRM, Motor-CAD

Keywords

Vehicle dynamics, Power sizing of electrical motor, WLTP, Electromagnetic design of traction motor, Permanent magnet assisted synchronous reluctance machine, PMSynRM, Motor-CAD

Abstrakt

Tato práce se zaměřuje na dimenzování a elektromagnetický výpočet trakčního motoru osobního elektrického vozidla v softwarovém prostředí ANSYS. Ze zadaných parametrů vozidla jsou vypočteny potřebné jmenovité a špičkové hodnoty. Dále je proveden elektromagnetický návrh motoru. Pro navržený trakční motor jsou provedeny výpočty účinnostních map, pracovní body a spotřeba energie v rámci jízdního cyklu definovaného metodikou WLTP a akcelerace vozidla z 0-100 km/h

Abstract

Aim of this thesis is power sizing and electromagnetic design of traction motor for electric vehicle in ANSYS software environment. Needed peak and continuous values are calculated from vehicle parameters. Electromagnetic design is presented. For proposed design certain calculations are performed. Those calculations are efficiency maps, operating points and energy consumption in WLTP cycle and 0-100 km/h acceleration of vehicle.

Obsah

1	Úvod.....	1
2	Mechanika vozidla	2
2.1	Valivý odpor.....	2
2.2	Aerodynamický odpor	3
2.3	Odpor stoupání	4
2.4	Odpor zrychlení.....	5
3	Dimenzování	7
3.1	Výpočet výkonu	7
3.1.1	Trvalý výkon při maximální rychlosti	8
3.1.2	Efektivní hodnota výkonu při jízdním cyklu	9
3.1.3	Výkon vypočtený metodou ekvivalentních veličin pro jízdní cyklus	13
3.1.4	Výkon pro definované zrychlení 0-100 km/h.....	13
3.2	Výsledky analýzy dimenzování stroje.....	15
4	Elektromagnetický návrh	16
4.1	Hlavní rozměry stroje.....	17
4.1.1	Vnitřní průměr statoru D a ekvivalentní délka l'	17
4.1.2	Vzduchová mezera	19
4.2	Návrh statorového vinutí	20
4.2.1	Koeficient vinutí	21
4.2.2	Počet závitů a počet vinutí v drážce	21
4.3	Rozměry zubů, jha a statorových drážek.....	23
4.3.1	Rozměry zubů.....	23
4.3.2	Šířka jha	23
4.3.3	Rozměr statorových drážek	23
4.4	Geometrie rotoru	24
4.5	Číselný výpočet	27
4.6	Výsledná geometrie.....	30
5	Provedené simulace a jejich výsledky	33
5.1	Elektromagnetický výpočet.....	33
5.2	Kontrola odolnosti permanentních magnetů vůči demagnetizaci	37
5.3	Analýza v rozsahu celé pracovní oblasti	41
5.3.1	Střídavé ztráty ve vinutí.....	41

5.3.2	Výběr strategie řízení.....	42
5.3.3	Maximální momentová charakteristika, křivka špičkového výkonu.....	43
5.3.4	Účinnostní mapy.....	45
5.3.5	Analýza jízdního cyklu.....	46
6	Závěr	49
	Příloha A – Materiálové vlastnosti 35JNE230	50
	Příloha B - Materiálové vlastnosti Vacodym 974AP	52
	Seznam literatury.....	53

Seznam symbolů

a	zrychlení [ms^{-2}]
a_{pp}	počet paralelních cest
A	lineární proudová hustota [A/m]
A_f	čelní plocha vozidla [m^2]
b_d	šířka zubu [m]
B	magnetická indukce [T]
\hat{B}_δ	maximální hodnota magnetické indukce ve vzduchové mezeře [T]
c_d	koeficient aerodynamického odporu
C	konstanta stroje [Ws/m^3]
C_{mech}	mechanická konstanta stroje [Ws/m^3]
$\cos\varphi$	účinník
D	vnitřní průměr statoru [m]
D_r	průměr rotoru [m]
D_s	vnější průměr statoru [m]
E	indukované napětí [V]
F_r	jízdní odpor [N]
F_{ro}	valivý odpor [N]
F_{mi}	magnetomotorické napětí i -tého rotorového segmentu [A]
F_t	trakční síla [N]
F_v	aerodynamický odpor [N]
f	frekvence [Hz]
f_r	koeficient valivého odporu
g	gravitační zrychlení [ms^{-2}]
H	vystoupaná výška [m]
h_c	průměr kulatého vodiče [m]
h_r	výška obdélníkového vodiče [m]

h_y	šířka j_{ha} [m]
i	převodový poměr
I_s	statorový proud [A]
i_d	statorový proud v ose d, okamžitá hodnota [A]
i_q	statorový proud v ose q, okamžitá hodnota [A]
i_s	statorový proud, okamžitá hodnota [A]
J_w	moment setrvačnosti kol [kgm ²]
J_p	moment setrvačnosti motoru [kgm ²]
J_s	proudová hustota statorového vinutí [A/m ²]
k	počet rotorových bariér
k_{insd}	koeficient izolace v d ose
k_{insq}	koeficient izolace v q ose
k_{Cu}	koeficient prostoru vodičů
k_{dv}	distribuční koeficient vinutí i-té harmonické
k_p	koeficient kroku
k_{wv}	koeficient vinutí i-té harmonické
l	aktivní délka stroje [m]
l_{ac}	aktivní délka vodiče [m]
l'	ekvivalentní délka stroje [m]
L_s	délka stoupání kolmo na vrstevnici [m]
L_d	indukčnost v ose d [H]
L_q	indukčnost v ose q [H]
L_σ	rozptylová indukčnost [H]
m	hmotnost [kg]
m_f	počet fází
M	točivý moment [Nm]
N	počet závitů

n_{syn}	synchronní otáčivá rychlost [ot/min]
p	počet pólů
P	výkon [W]
P_t	trakční výkon[W]
ΔP	ztrátový výkon [W]
P_t	trakční výkon [W]
P_{tpeak}	špičkový trakční výkon [W]
P_{mech}	mechanický výkon [W]
q	počet drážek na pól fázi
Q	počet drážek
r_d	dynamický poloměr kola [m]
r_p	poloměr hřídele motoru[m]
R	elektrický odpor [Ω]
s	stoupání
S	zdánlivý výkon [VA]
S_{cu}	plocha vodičů v drážce[m ²]
S_i	šířka i-tého rotorového segmentu[m]
S_u	plocha drážky[m ²]
t	čas [s]
U	napětí [V]
U_{DC}	napětí stejnosměrného meziobvodu [V]
v	rychlost pohybu [m/s]
v_r	výsledná náporová rychlost [m/s]
v_j	rychlost jízdy vozidla [m/s]
v_v	rychlost větru [m/s]
V_r	objem rotoru [m ³]
w_r	šířka obdélníkového vodiče [m]

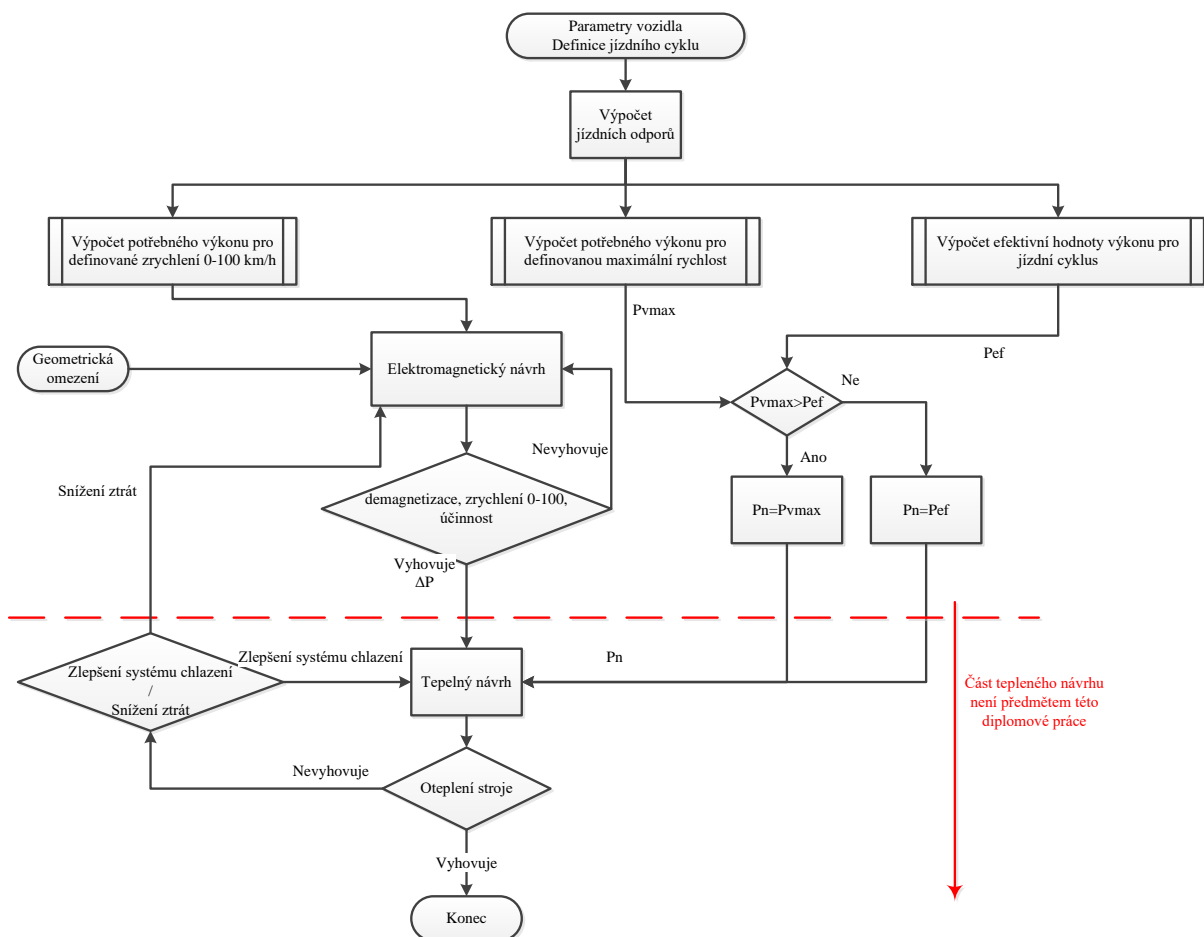
W_{di}	šířka rotorové bariéry v laterálním směru [m]
W_{qi}	šířka rotorové bariéry ve směru osy q [m]
z_Q	počet vodičů v drážce
α	úhel mezi vodorovnou rovinou a vozovkou
α_{ch}	koeficient chlazení
α_r	úhel mezi konci rotorových bariér
α_u	úhel mezi sousedními fázory
γ	úhel natočení rotoru
σ_{Ftan}	tangenciální namáhání [Pa]
ρ	hustota vzduchu [kg/m^3]
ϑ	koeficient vlivu rotujících částí
ξ	rameno valivého odporu [m]
Φ	magnetický tok [Wb]
Ψ	spřažený magnetický tok [Wb]
η	účinnost
η_m	účinnost mechanického přenosu
τ_p	pólová rozteč [m]
τ_v	rozteč fázové zóny [m]
ω	úhlová frekvence [rad/s]

1 Úvod

Tato práce si klade za cíl popsat přístup k dimenzování a návrhu trakčního elektromotoru v softwarovém prostředí ANSYS. Ze škály produktů ANSYS byl vybrán program Motor-CAD, který nabízí možnosti tepelného výpočtu a výpočtu zatížení stroje při definovaném pracovním cyklu. Pro výpočet pracovního cyklu jsou v programu Motor-CAD dostupné automobilové jízdní cykly s výpočtem mechaniky vozidla dle jeho parametrů.

Potřebné špičkové a jmenovité hodnoty výkonu, popřípadě momentu motoru jsou získané analýzou přímočaré jízdy vozidla. Poté je proveden elektromagnetický návrh motoru v programu Motor-CAD, který splňuje špičkové a jmenovité hodnoty výkonu, nepřesahuje zadaná geometrická omezení a dále má navržený motor vhodné vlastnosti jako vysoká účinnost v pracovní oblasti, odolnost vůči demagnetizaci, atd....Pomocí Motor-CAD je také určena spotřeba energie při cyklu WLTP.

Tento postup můžeme ilustrovat následujícím diagramem:



Obr. 1.1 Postup návrhu trakčního elektromotoru

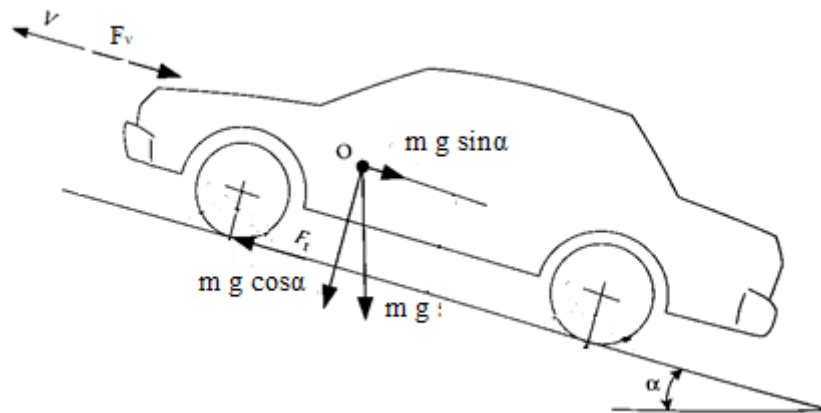
2 Mechanika vozidla

V této kapitole bude uveden obecný popis přímočarého pohybu vozidla. Vozidlo je komplexní systém s velkým množstvím komponentů, proto bude popis pohybu omezen pouze na pohyb v jedné ose.

Chování pohybu vozidla ve směru jeho pohybu je určeno všemi silami působící v tomto směru. Trakční síla F_t pohání vozidlo vpřed. Tato trakční síla je vytvořena motorem a přenesena přes mechanické spojení na kola vozidla. Pokud se vozidlo pohybuje, působí na něho síly jízdních odporů F_r , které se snaží tento pohyb zastavit. Tyto síly zahrnují valivý odpor, aerodynamický odpor, odpor stoupání jedná se o tzv. pasivní odpory. Pokud je rozdíl trakčních sil a sil jízdních odporů nenulový je vozidlo urychlováno, či zpomalováno. Toto zrychlení můžeme vyjádřit pomocí druhého Newtonova zákona:

$$\frac{dv}{dt} = \frac{\sum F_t - \sum F_r}{\vartheta m} \quad (2.1)$$

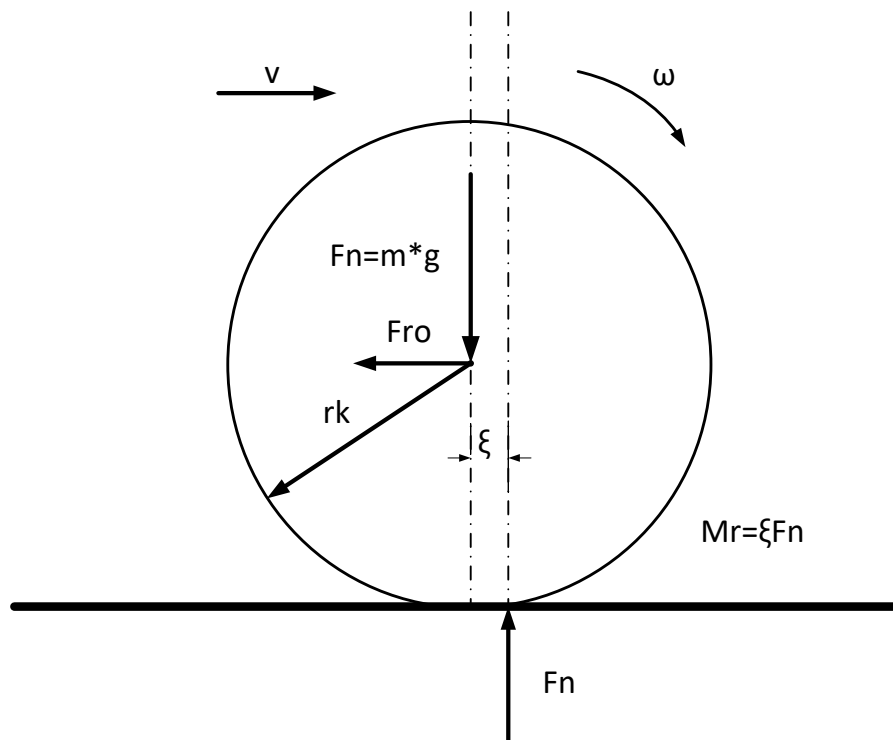
Součin zrychlení a setrvačných hmot ($\vartheta^* m$) vyjadřuje reversibilní energii vloženou do pohybu vozidla. Setrvačné hmoty vozidla pak zahrnují jak translační pohyb vozidla, tak pohyb rotujících hmot na vozidle a jsou respektovány součinitelem ϑ .



Obr. 2.1 Síly působící na vozidlo, upraveno [3]

2.1 Valivý odpor

Valivý odpor vzniká deformací pneumatiky a vozovky. Tato deformace posouvá reakční sílu. K zachování rotace kola je potřeba působit na kolo takovou silou, která vyrovná točivý moment působící proti jeho rotaci.



Obr. 2.2 Vznik valivého odporu

$$F_{r0} = mgf_r \quad (2.2)$$

Pro koeficient valivého odporu platí $f_r = \xi / r_k$.

Pokud se vozidlo nepohybuje po rovině, normálová složka síly by měla být nahrazena složkou síly, která je kolmá k vozovce.

$$F_{r0} = mgf_r \cos \alpha \quad (2.3)$$

Součinitel valivého odporu f_r je závislý na materiálu pneumatik, struktuře pneumatik, teplotě pneumatik, huštění pneumatik, dezénu pneumatiky, tvrdosti vozovky, materiálu vozovky a přítomnosti kapaliny na vozovce. Běžné hodnoty koeficientu valivého odporu pro různé materiály vozovky jsou uvedeny tabelárně v [2] a [3].

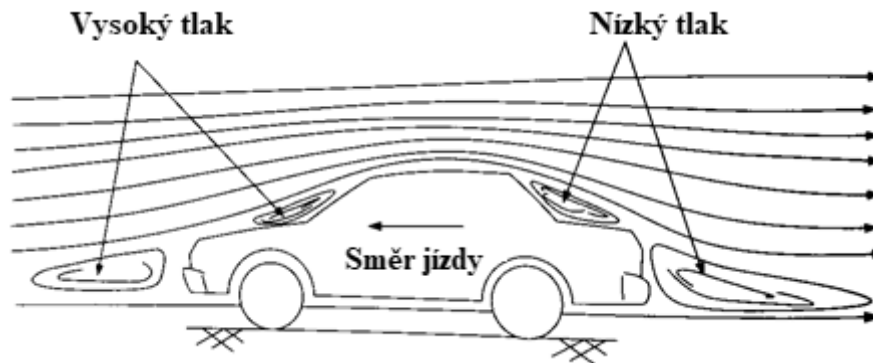
2.2 Aerodynamický odpor

Na vozidlo pohybující se určitou rychlostí ve vzduchu působí síla, která jeho pohyb odporuje. Tuto sílu můžeme nazvat aerodynamický odpor. Tento odpor má dvě hlavní složky: tvarový odpor a povrchové tření.

Tvarový odpor vzniká tím, že vozidlo jeho pohybem tlačí vzduch před sebou. Avšak vzduch nemůže okamžitě ustoupit z trasy vozidlu, proto roste tlak tohoto vzduchu a vzniká zóna

s velkým tlakem. Za vozidlem dochází k opačnému efektu. Vzduch nemůže okamžitě zaplnit prostor za vozidlem a vzniká zde zóna s malým tlakem. Tyto dvě zóny působí silami na vozidlo, které působí proti jeho pohybu. Zóna s vysokým tlakem proti vozidlu tlačí a zóna s nízkým tlakem vozidlo tahá zpět. Výslednou sílu můžeme také nazvat tvarový odpor.

Povrchové tření vzniká tím, že vzduch v blízkosti vozidla se pohybuje skoro stejnou rychlostí jako vozidlo a vzduch dále od vozidla téměř stojí. Rozdíl rychlostí vzduchových molekul vytváří tření. Toto tření je druhou složkou aerodynamického odporu.



Obr. 2.3 Tlakové zóny způsobující tvarový odpor, upraveno[3]

Výsledný aerodynamický odpor je popsán následovným vztahem:

$$F_v = \frac{1}{2} c_d \rho A_f v_r^2 \quad (2.4)$$

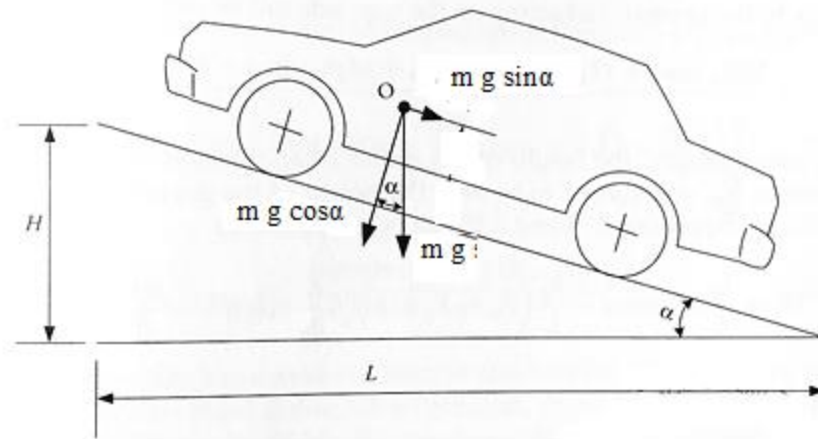
Náporová rychlost je dána součtem záporné hodnoty rychlosti vozidla a rychlosti větru:

$$v_r = v_j + v_v \quad (2.5)$$

Při praktických výpočtech se dle [2] uvažuje rychlost větru rovna 17 km/h (4,7 m/s).

2.3 Odpor stoupání

Pokud se vozidlo pohybuje vzhůru po svahu, nebo dolů po svahu, jeho váha vytváří složku síly, která je namířena ve směru dolů po svahu vozovky. Tato síla při pohybu vzhůru do svahu působí jako odpor stoupání a snaží se vozidlo zpomalovat, při pohybu dolů po svahu naopak vozidlo urychluje.



Obr. 2.4 Odpor stoupání, upraveno[3]

$$F_s = \pm m g \sin(\alpha) \quad (2.6)$$

Pro zjednodušení výpočtu můžeme prohlásit, že pro malé úhly platí $\sin(\alpha) \approx \text{tg}(\alpha)$.

$$\text{tg}(\alpha) = s = \frac{H}{L_s} \quad (2.7)$$

Nahrazením $\sin(\alpha)$ za $\text{tg}(\alpha)$ a dosazením (1.7) do (1.6) dostáváme:

$$F_s = \pm m g s \quad (2.8)$$

2.4 Odpor zrychlení

Odpor zrychlení definujeme jako sílu k urychlení dopředně se pohybujících hmot vozidla a zahrnuje rovněž rotující hmoty na vozidle.

$$F_z = \vartheta m a \quad (2.9)$$

Koeficient vlivu rotujících částí lze popsat jako:

$$\vartheta = 1 + \frac{J_w}{m r_d^2} + \frac{i^2 J_p}{m r_p^2} \quad (2.10)$$

Kde J_w je moment setrvačnosti kol, r_d dynamický poloměr kola, i celkový převodový poměr, J_p moment setrvačnosti rotujících částí motoru, r_p poloměr rotujících částí motoru.

Pro výpočet tohoto koeficientu je tedy nutné vědět všechny uvedené parametry. V případě, že tyto hodnoty nejsou známy, je možné použít empirický vztah:

$$\vartheta = 1 + \vartheta_1 + \vartheta_2 i^2 \quad (2.11)$$

Rozumný prvotní odhad konstant ϑ_1 a ϑ_2 dle [3] je $\vartheta_1=0.04$ a $\vartheta_2=0.0025$.

Odpor zrychlení reprezentuje energii vkládanou do urychlování vozidla. Při zpomalování musí být tato energie zmařena a to buď rekuperací, nebo přeměnou na teplo v mechanických brzdách vozidla. Pokud předpokládáme použití rekuperace, je nutné při dimenzování uvažovat ztráty vzniklé při práci stroje v generátorickém režimu.

3 Dimenzování

Při dimenzování elektromotoru jsou podle [5] rozhodující následující hlediska:

- dovolené oteplení
- momentová přetížitelnost
- záběrný proud a proudová přetížitelnost

Dále je uvažováno pouze hledisko dovoleného oteplení, jelikož motor má být elektromagneticky navržen tak, aby byl schopný zrychlit automobil z 0 km/h na 100 km/h za požadovanou dobu. Tudiž v tomto případě se jedná o nalezení takového výkonu, který bude sloužit jako vstupní hodnota do návrhu chlazení trakčního motoru.

Hledisko dovoleného oteplení závisí na tepelné třídě izolace. Ta se odvíjí od použitých materiálů izolace. Dovolená oteplení jsou popsána normou ČSN EN 60034-18-21, popř. mezinárodními normami IEC 60085, IEC 60034-1.

Thermal class	Previous designation	Hot spot allowance/ ^o C	Permitted design temperature rise/K, when the ambient temperature is 40 ^o C	Permitted average winding temperature determined by resistance measurement/ ^o C
90	Y	90		
105	A	105	60	
120	E	120	75	
130	B	130	80	120
155	F	155	100	140
180	H	180	125	165
200		200		
220		220		
250		250		

Tab. 3.1 Teplotní třídy izolace dle IEC 60085, IEC 60034-1, převzato [1]

Pro stanovení jmenovitého výkonu musí být prověřeny 2 případy, trvalý výkon potřebný k jízdě vozidla při maximální rychlosti a výkon při jízdě definovaným jízdním cyklem.

3.1 Výpočet výkonu

Z mechaniky vozidla popsané v kapitole 2 lze zjistit potřebný výkon, který pohon musí dodat, aby vozidlo dosahovalo požadované rychlosti, nebo zrychlení.

Parametry vozidla, pro které je trakční motor navrhován, jsou následovné:

m - hmotnost vozidla	2000 kg
A_f – čelní plocha vozidla	2,76 m ²
c_d – koeficient aerodynamického odporu	0,33
f_r - koeficient valivého odporu	0,015
ϑ - součinitel vlivu rotačních částí	1,1
v_{\max} - maximální rychlost vozidla	180 km/h
Zrychlení 0-100 km/h	8,1 s
i – převodový poměr	8 (jednostupňová převodovka)
r_k – poloměr kola	0,3 m
Definovaný jízdní cyklus	WLTP class 3

Tab. 3.2 Parametry vozidla

Hodnoty hmotnosti, čelní plochy vozidla, koeficientu aerodynamického odporu odpovídají vozu Škoda Kodiaq. Koeficient valivého odporu byl zvolen dle [2], hodnota odpovídá běžné hodnotě pro případ automobilové pneumatiky na betonové vozovce. Součinitel vlivu rotačních částí byl zvolen dle [2],[4]. Převodový poměr byl zvolen tak, aby při maximální rychlosti vozidla byly otáčky motoru 12000 ot/min.

3.1.1 Trvalý výkon při maximální rychlosti

Při jízdě maximální rychlostí vozidlo dále nezrychluje, tedy trakční síla je rovna celkovému jízdnímu odporu. Dosadíme-li rovnice (2.3),(2.4) a (2.8) do rovnice (2.1) získáváme:

$$F_t = mgf_r \cos\alpha + \frac{1}{2} c_d \rho A_f v_r^2 \pm mgs \quad (3.1)$$

Dále předpokládáme, že maximální rychlost je definovaná při jízdě po rovině. Tedy nám z rovnice (3.1) vypadne odpor stoupání a člen $\cos\alpha$ valivého odporu je roven 1.

$$F_t = mgf_r + \frac{1}{2} c_d \rho A_f v_r^2 \quad (3.2)$$

Výkon lze vyjádřit jako součin síly a výkonu:

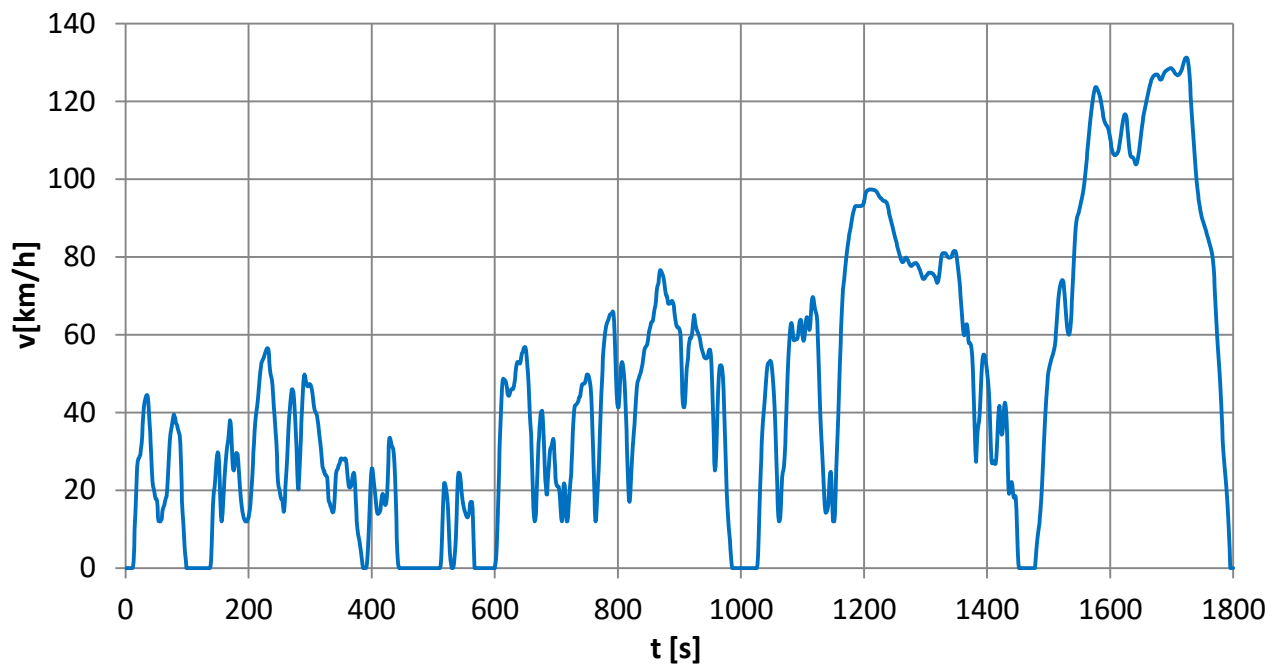
$$P_t = F_t v \quad (3.3)$$

Pro maximální rychlost a parametry vozidla uvedené v Tab. 3.2 vychází potřebný trakční výkon 97kW.

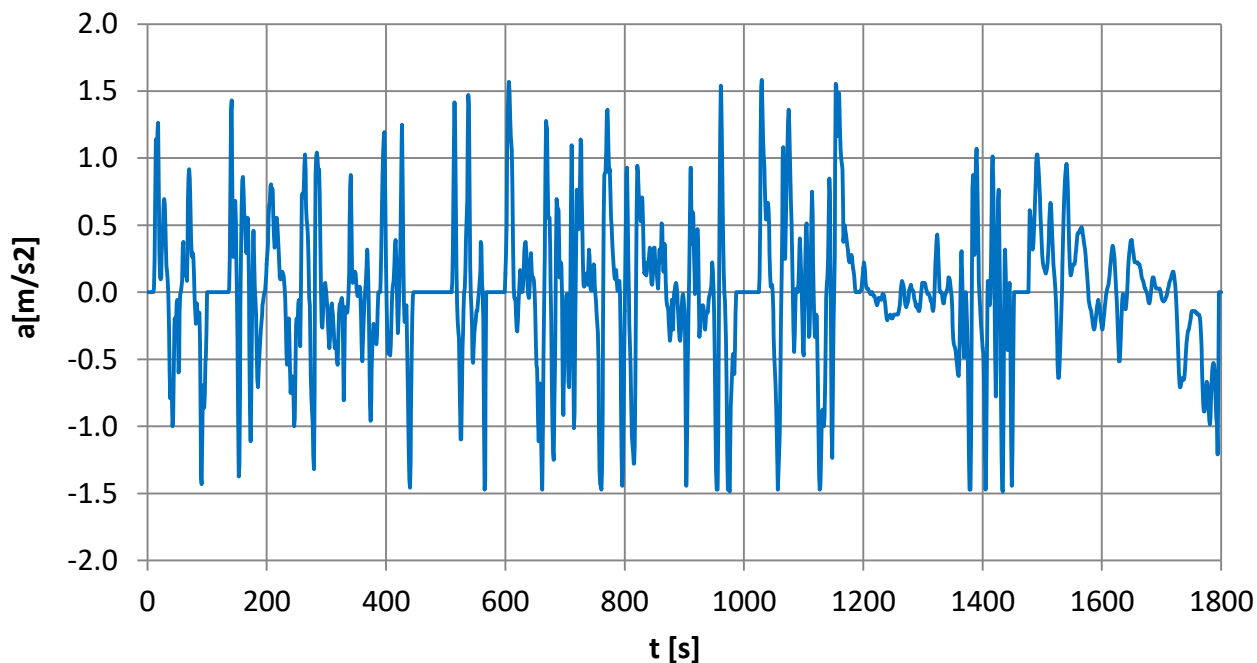
3.1.2 Efektivní hodnota výkonu při jízdním cyklu

Pro výpočet jízdních odporů využijeme jízdní cyklus WLTP class 3 (World Harmonized Light Vehicle Test Procedure). Tento jízdní cyklus je definován rychlostí vozidla a jeho zrychlením po dobu 1800s. WLTP class 3 je složen ze 4 fází:

- pomalé rychlosti: maximální rychlost 56,5 km/h
- střední rychlosti: maximální rychlost 76,6 km/h
- vysoké rychlosti: maximální rychlost 97,4 km/h
- velmi vysoké rychlosti: maximální rychlost 131,3 km/h



Obr. 3.1 WLTP class 3 – průběh rychlosti vozidla



Obr. 3.2 WLTP class 3 – průběh zrychlení vozidla

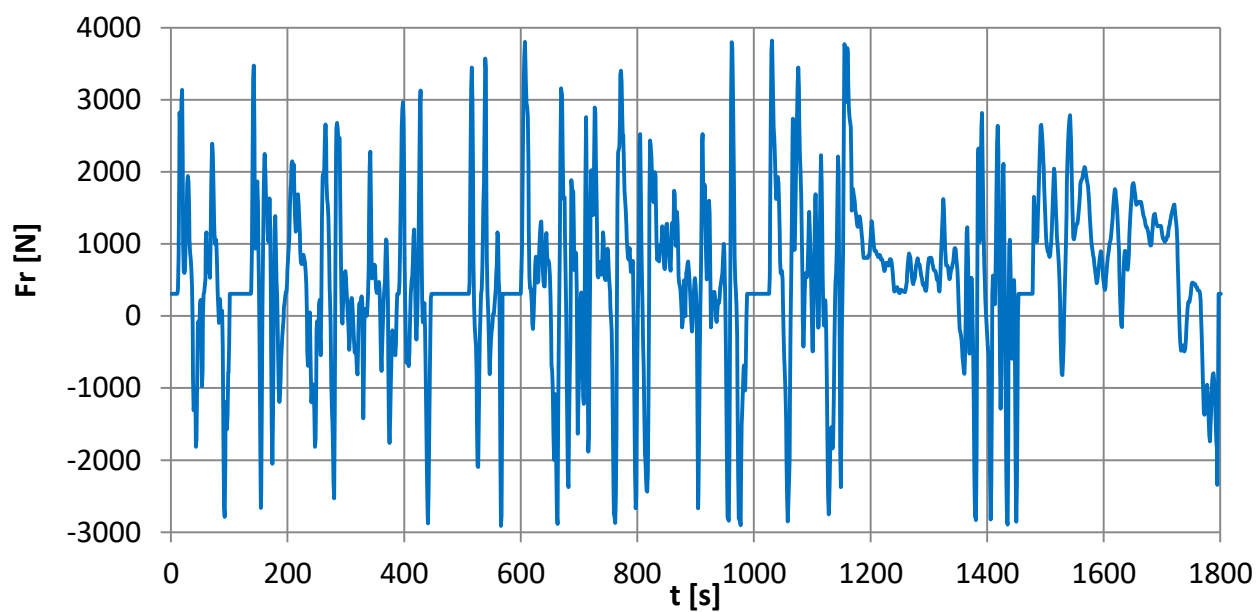
Každá sekunda WLTP cyklu je definovaná rychlostí a tudíž i zrychlením. Můžeme tedy pro každou sekundu vypočítat celkový jízdní odpor, popř. trakční výkon.

$$F_{ti} = mgf_r + \frac{1}{2}c_d\rho A_f v_{ri}^2 + \delta m a_i \quad (3.4)$$

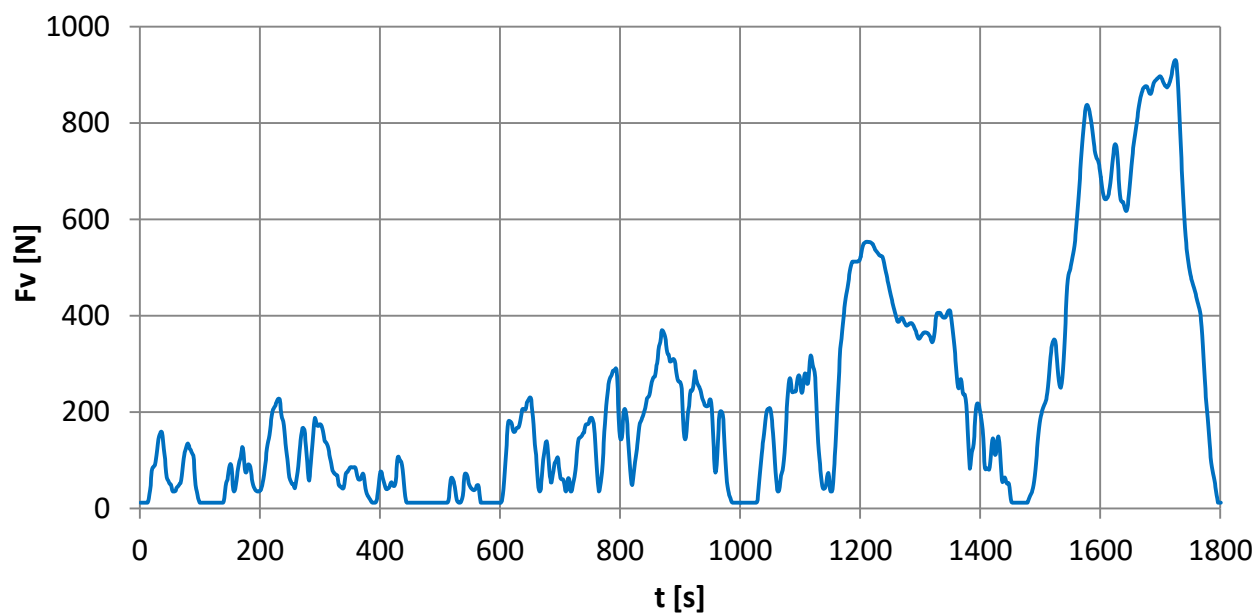
$$P_{ti} = F_{ti}v_i \quad (3.5)$$

Ve vzorci (3.4) nefiguruje stoupání, jelikož se předpokládá jízda po rovině, člen $\delta m a_i$ je odpor zrychlení.

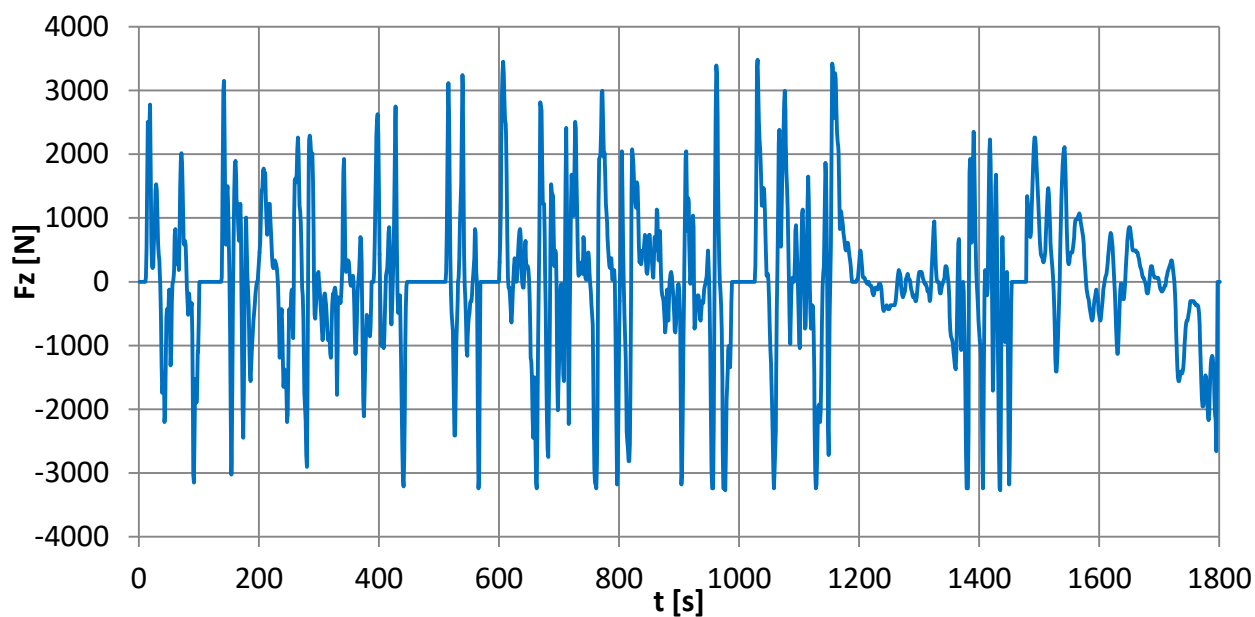
Vypočtené jízdní odpory a požadovaný trakční výkon jsou zobrazeny na následujících grafech:



Obr. 3.3 Celkový jízdní odpor při jízdním cyklu WLTP class 3

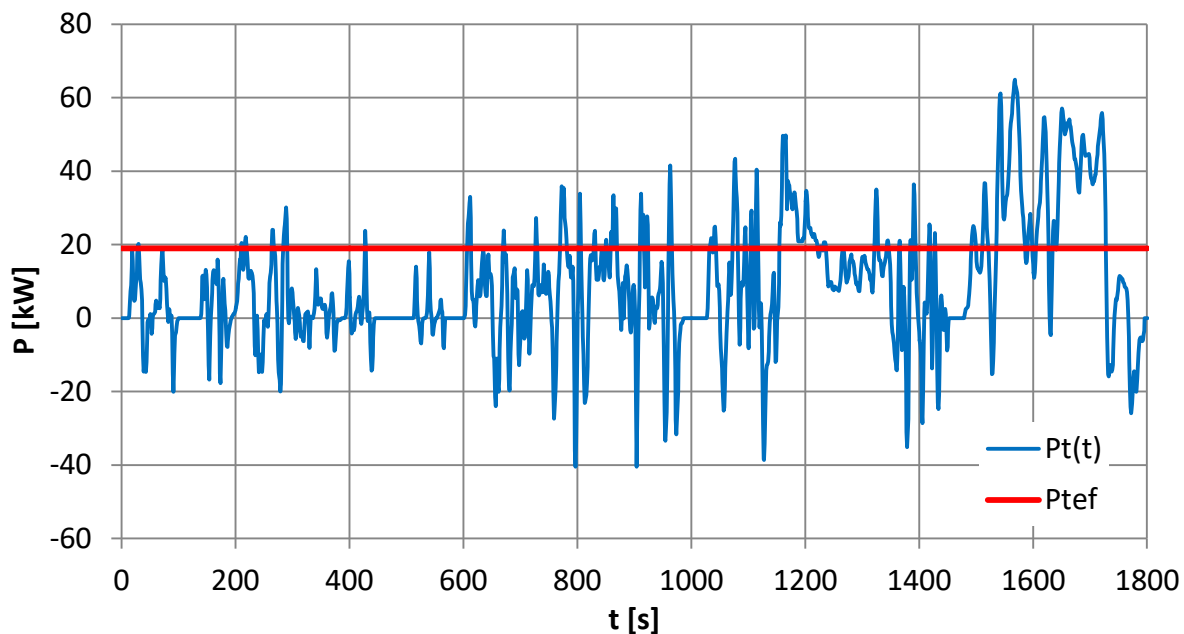


Obr. 3.4 Aerodynamický odpor při jízdním cyklu WLTP class 3



Obr. 3.5 Odpor zrychlení při jízdním cyklu WLTP class 3

Valivý odpor není graficky zobrazen, jelikož je vypočten dle vzorce 2.3 a při WLTP cyklu není uvažováno stoupání, či klesání. Proto je valivý odpor po celou dobu konstantní $F_{ro} = 295 \text{ N}$.



Obr. 3.6 Potřebný trakční výkon při jízdním cyklu WLTP class 3

Efektivní hodnotu trakčního výkonu poté získáme z okamžitých hodnot potřebného trakčního výkonu viz. Obr. 3.6 jako:

$$P_{tef} = \sqrt{\frac{\int_0^T P_t^2(t) dt}{T}} \quad (3.6)$$

V daném případě efektivní výkon činí 19 kW.

3.1.3 Výkon vypočtený metodou ekvivalentních veličin pro jízdní cyklus

Jelikož pohon při jízdním cyklu dosahuje otáčivé rychlosti větší než jmenovité (4000 ot/min, s převodovým poměrem $i=8 \approx 60\text{km/h}$), kdy dochází k odbuzení stroje, není dimenzování na efektivní hodnotu výkonu vhodné. Pro tento případ je lepší použít některou metodu ekvivalentních veličin (popsány v [5]). Protože je známý celkový jízdní odpor, tedy i zátěžný moment byla zvolena metoda ekvivalentního momentu, pro ni platí vztah:

$$M_{ekv} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n M_i^2 t_i}{\sum_{i=1}^n \alpha_{chi} t_i}} \quad (3.7)$$

V případě této práce, kde je uvažováno nucené vodní chlazení na statoru stroje, je koeficient respektující změnu průtoku chladiva vždy roven 1.

Dále musí být ve vzorci 3.7 respektováno odbuzování stroje. Pokud jsou otáčky stroje větší než jmenovité, je moment vynásoben poměrem skutečných a jmenovitých otáček n/n_n . Vztah 3.7 lze přepsat na:

$$M_{ekv} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^m \text{If}(n < n_n) \{M_i^2 t_i\}, \text{else} \left\{ \left(M_i * \frac{n}{n_n} \right)^2 t_i \right\}}{T}} \quad (3.8)$$

Dosazením zátěžného momentu vypočteného z celkového jízdního odporu do vzorce 3.8 je získána hodnota ekvivalentního momentu $M_{ekv} = 62,5 \text{ Nm}$. To při jmenovité otáčivé rychlosti 4000 ot/min odpovídá výkonu 26 kW.

3.1.4 Výkon pro definované zrychlení 0-100 km/h

Výkon, který je získán výpočtem zrychlení 0-100 km/h, je výkonem špičkovým. Jedná se krátkodobé zatížení motoru.

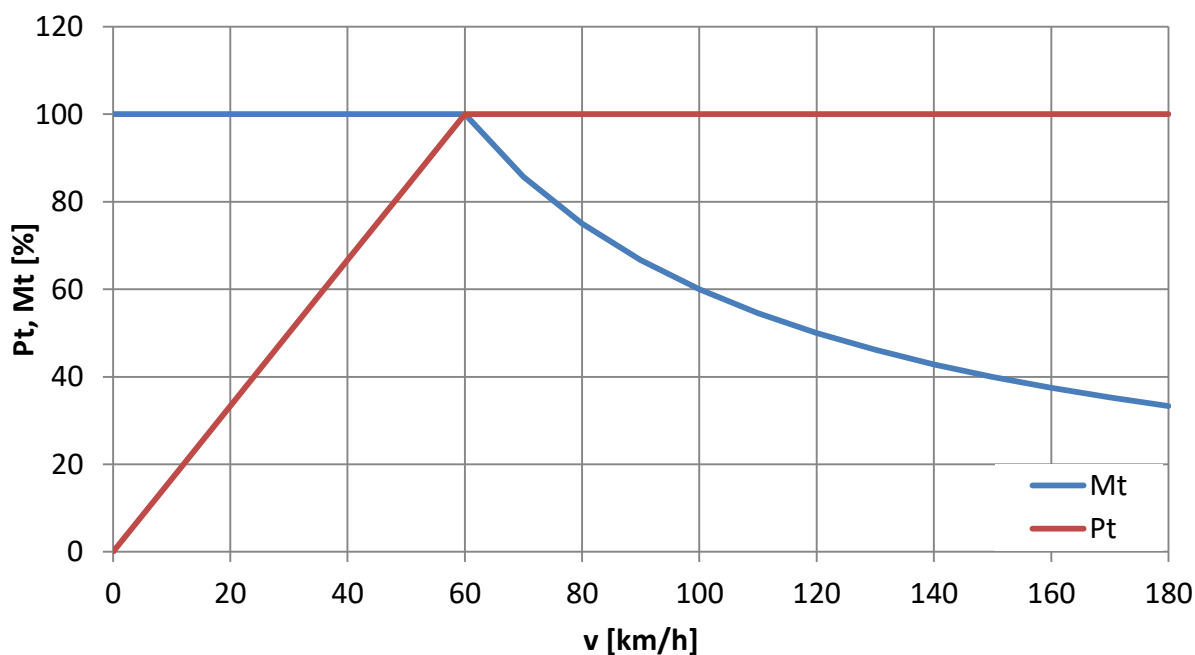
Nalezení potřebného výkonu vychází z výpočtu jízdních odporů. Je uvažováno, že požadovaného zrychlení je dosaženo při jízdě na rovině. Dosazením všech působících jízdních odporů do rovnice (2.1) získáváme:

$$\vartheta m \frac{dv}{dt} = F_t - mgf_r - \frac{1}{2} c_d \rho A_f v_r^2 \quad (3.9)$$

Dosazením rovnice (3.3) a upravením získáváme:

$$\int \frac{\vartheta m}{\frac{P_t(v)}{v} - f_r m g - \frac{1}{2} c_d \rho A_f (v + v_v)^2} dv = \int dt \quad (3.10)$$

Jelikož výkon je funkcí rychlosti, zavedeme ideální charakteristiku trakčního motoru, tato charakteristika má 2 oblasti, oblast konstantního momentu a oblast konstantního výkonu. Rychlost vozidla, při které dosáhneme konstantního výkonu, byla zvolena na 60 km/h.



Obr. 3.7 Ideální charakteristika trakčního motoru

Dosazením této idealizované charakteristiky do rovnice (3.10) můžeme integrál na levé straně vztahu rozdělit na dvě části a vypočítat potřebný výkon.

$$\int_0^{v_{base}} \frac{\vartheta m}{\frac{P_{tpeak}}{v_{base}} - f_r m g - \frac{1}{2} c_d \rho A_f (v + v_v)^2} dv + \int_{v_{base}}^{v_{final}} \frac{\vartheta m}{\frac{P_{tpeak}}{v} - f_r m g - \frac{1}{2} c_d \rho A_f (v + v_v)^2} dv = t \quad (3.11)$$

$$v_{base} = 60 \frac{km}{h}; v_{final} = 100 km/h$$

Dosazením parametrů vozidla do (3.11) získáváme potřebný špičkový výkon 155kW.

3.2 Výsledky analýzy dimenzování stroje

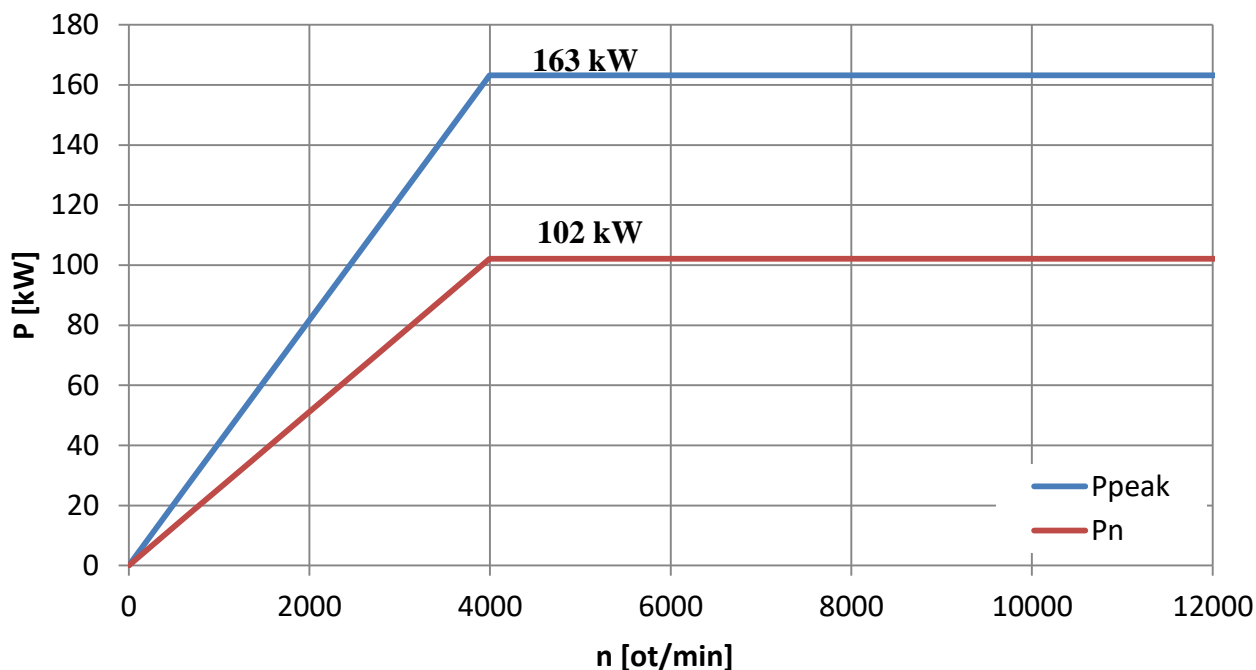
V podkapitole 3.1 byl proveden výpočet trakčních výkonů potřebných k zajištění:

- jízdy vozidla maximální rychlostí 180 km/h
- jízdy vozidla podle jízdního cyklu WLTP class 3
- zrychlení vozidla z 0 km/h na 100 km/h za 8,1s

Z těchto výpočtů můžeme odvodit potřebný špičkový a jmenovitý výkon dodávaný elektromotorem. Pokud bude předpokládána účinnost mechanického přenosu z elektromotoru na kola vozidla 95%, platí pro výkon elektromotoru:

$$P = \frac{P_t}{\eta_m} \quad (3.12)$$

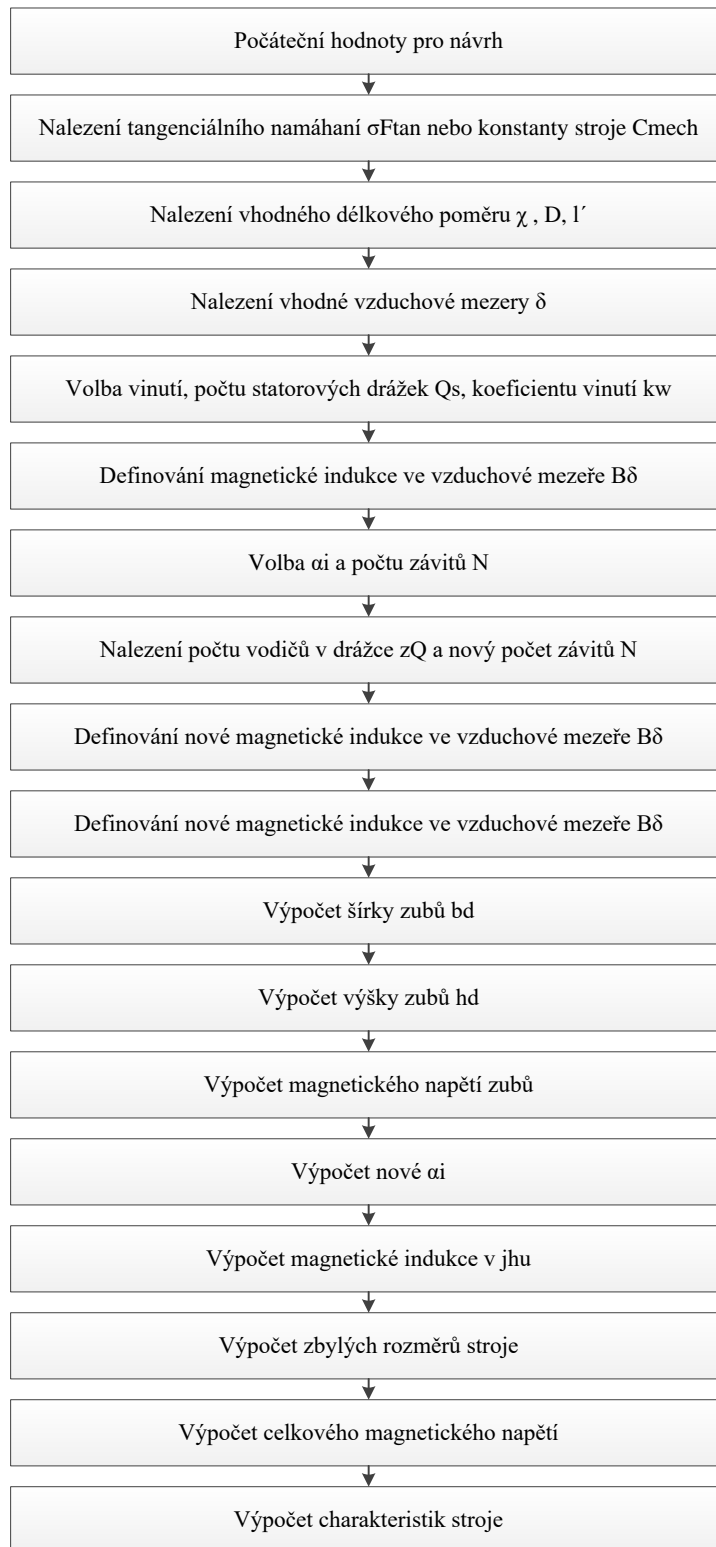
Jmenovitý výkon je zvolen jako větší hodnota z výpočtů v podkapitolách 3.1.1, 3.1.2 a 3.1.3 špičkový výkon byl vypočten v podkapitole 3.1.4.



Obr. 3.8 Požadovaný jmenovitý a špičkový výkon elektromotoru

4 Elektromagnetický návrh

V této práci byl elektromagnetický výpočet stroje proveden v několika krocích. Prvním krokem tohoto výpočtu bylo stanovení hlavních rozměrů stroje a prvotní analytický výpočet provedený podle [1], stručně je tento postup zobrazen na následujícím obrázku.



Obr. 4.1 Postup elektromagnetického návrhu, převzato [1]

Druhým krokem v tomto postupu byl výpočet tvaru rotorových bariér pro dosažení maximální reluktanční složky momentu dle [6].

Dále byl vytvořen model ve výpočetním softwaru Motor-CAD. Poté byla úpravy prvotního návrhu a optimalizace rotorových bariér optimalizačním modulem softwaru Motor-CAD.

Počátečními hodnotami pro elektromagnetický návrh jsou výkony vypočtené v kapitole 3. a zadaná geometrická omezení.

P_{peak} – špičkový výkon	163 kW
P_n – jmenovitý výkon	102 kW
n_n – jmenovité otáčky	4000 ot/min
n_{max} – maximální otáčky	12000 ot/min
U_{DC} – napájecí napětí meziobvodu	400 V
Průměr motoru včetně chlazení	270 mm
Délka motoru včetně chlazení	220 mm
m_f – počet fází	3
Provedení motoru	Synchronní reluktanční s permanentními magnety

Tab. 4.1 Počáteční parametry pro elektromagnetický návrh

4.1 Hlavní rozměry stroje

4.1.1 Vnitřní průměr statoru D a ekvivalentní délka l'

Návrh elektrického stroje začíná volbou hlavních rozměrů. Jedná se o vnitřní průměr statoru D a ekvivalentní délku stroje l' . Běžně se vychází z empiricky definovaných rozmezí proudových hustot a magnetické indukce. V tabulkách 4.2 a 4.3 jsou představeny proudové hustoty a magnetické indukce pro dobře navržené elektrické stroje.

	Flux density B/T			
	Asynchronous machines	Salient-pole synchronous machines	Nonsalient-pole synchronous machines	DC machines
Air gap	0.7–0.90 ($\hat{B}_{\delta 1}$)	0.85–1.05 ($\hat{B}_{\delta 1}$)	0.8–1.05 ($\hat{B}_{\delta 1}$)	0.6–1.1 (B_{max})
Stator yoke	1.4–1.7 (2)	1.0–1.5	1.1–1.5	1.1–1.5
Tooth (apparent maximum value)	1.4–2.1 (stator) 1.5–2.2 (rotor)	1.6–2.0	1.5–2.0	1.6–2.0 (compensating winding) 1.8–2.2 (armature winding)
Rotor yoke	1–1.6 (1.9)	1.0–1.5	1.3–1.6	1.0–1.5
Pole core	—	1.3–1.8	1.1–1.7	1.2–1.7
Commutating poles	—	—	—	1.3

Tab. 4.2 Dovolené hodnoty magnetické indukce v magnetickém obvodu různých elektrických strojů, převzato [1]

	Asynchronous machines	Sailent-pole synchronous machines or PMSMs	Nonsalient-pole synchronous machines			
			Indirect cooling		Direct water cooling	DC machines
			Air	Hydrogen		
<i>A/kA/m</i>	30–65	35–65	30–80	90–110	150–200	25–65
	Sator winding	Armature winding		Armature winding		Armature winding
<i>J/A/mm²</i>	3–8	4–6.5	3–5	4–6	7–10	4–9
	Copper rotor winding	Field winding:				Pole winding
<i>J/A/mm²</i>	3–8	2–3.5				2–5.5
	Aluminium rotor winding	Multi-layer		Field winding		Compensating winding
<i>J/A/mm²</i>	3–6.5	2–4	3–5	3–5	6–12	3–4
		Single-layer	With direct water cooling, in field windings 13–18 A/mm ² and 250–300 kA/m can be reached			

Tab. 4.3 Dovolené efektivní hodnoty proudové hustota *J* a lineární proudové hustoty *A* různých elektrických strojů, předpokládané měděné vinutí, převzato [1]

D a *l'* je možné vypočítat z tangenciálního namáhání σ_{Ftan} , nebo pomocí mechanické konstanty stroje C_{mech} .

Pro výpočet pomocí tangenciálního namáhání σ_{Ftan} platí:

$$\sigma_{Ftan} = \frac{A\hat{B}_\delta \cos\varphi}{\sqrt{2}} \quad (4.1)$$

$$M = 2\sigma_{tan}V_r \quad (4.2)$$

$$V_r = \frac{D_r^2}{4} l' \quad (4.3)$$

Pro výpočet pomocí mechanické konstanty stroje C_{mech} platí:

$$S = CD^2 l' n_{syn} \quad (4.4)$$

$$C = \frac{\pi^2}{2} k_{ws1} \hat{A}\hat{B}_\delta \quad (4.5)$$

$$V_r = \frac{\pi S}{4 C_f} \quad (4.6)$$

$$P_{mech} = \eta m_f U l \cos \varphi = \eta \cos \varphi \frac{U}{E} S = C_{mech} D^2 l' n_{syn} \quad (4.7)$$

Ve (4.7) musí být proveden odhad účinnosti stroje η .

Pomocí vypočteného objemu rotoru V_r z (4.3), nebo (4.6) a vhodného délkového poměru χ lze získat D a l' ze vztahu:

$$\chi = \frac{l'}{D} \quad (4.8)$$

Asynchronous machines	Synchronous machines, $p > 1$	Synchronous machines, $p = 1$	DC machines
$\chi \approx \frac{\pi}{2p} \sqrt[3]{p}$	$\chi \approx \frac{\pi}{4p} \sqrt{p}$	$\chi = 1 - 3$	$\chi \approx \frac{0.8 - 1.6}{p}$

Tab. 4.4 Typické délkové poměry pro různé elektrické stroje, převzato [1]

Ekvivalentní délka stroje prakticky rovna součtu aktivní délky stroje a dvojnásobku velikosti vzduchové mezery.

$$l' \approx l + 2\delta \quad (4.9)$$

Pro zjištění aktivní délky stroje musí být vypočtena velikost vzduchové mezery.

4.1.2 Vzduchová mezera

V této části práce, kde cílem představit návrh synchronního reluktančního motoru s pomocnými permanentními magnety. Při výpočtu vzduchové mezery je nutno brát v potaz několik faktorů. V principu chceme dosáhnout co nejmenší vzduchové mezery (dle [1] je nejmenší možná realizovatelná vzduchová mezera $\approx 0,2$ mm), avšak díky přítomnosti obsahu vyšších harmonických ve vzduchové mezeře může docházet při vyšších otáčivých rychlostech ke vzniku velkých ztrát ve feromagnetickém obvodu a permanentních magnetech. Dále zde hraje roli geometrické uložení permanentních magnetů uvnitř rotoru. Vliv vložených permanentních magnetů na výsledný magnetický odpor rotoru je značně komplikovaný.

Z těchto důvodů je velikost vzduchové mezery volena, jako hodnota vypočtená empirickým vztahem pro výpočet vzduchové mezery asynchronních strojů.

$$\delta = \frac{0.2 + 0.01P^{0.4}}{1000} m_f, \quad p = 1 \quad (4.10)$$

$$\delta = \frac{0.18 + 0.006P^{0.4}}{1000} m_f, \quad p > 1 \quad (4.11)$$

Je vhodné prověřit velikost vzduchové mezery prověřit numerickým výpočtem (v této práci provedeno v sw Motor-CAD).

4.2 Návrh statorového vinutí

Pro navrhovaný motor bylo zvoleno jednovrstvé prostorově rozložené vinutí s plným krokem. Dále je uvažováno jen s možností, že počet drážek na pól fázi je celé číslo.

Pro symetrické vícefázové vinutí platí:

- Obvod vzduchové mezery je rovnoměrně rozložen pod póly, tato oblast má 180° elektrických a můžeme ji vyjádřit jako pólovou rozteč v metrech:

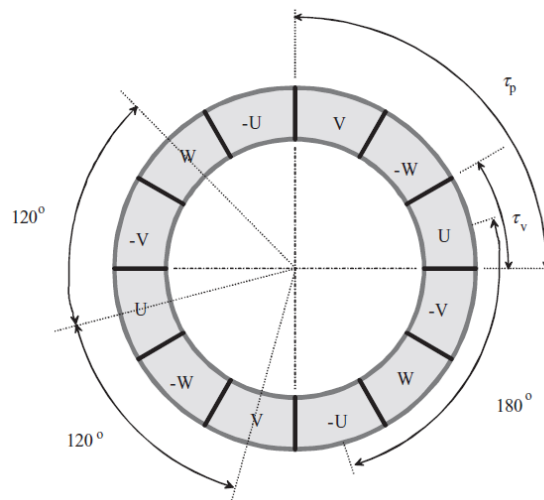
$$\tau_p = \frac{\pi D}{2p} \quad (4.12)$$

- Tuto oblast dále můžeme dělit na oblasti fázových zón

$$\tau_v = \frac{\tau_p}{m_f} \quad (4.13)$$

- Počet zón je tedy $2pm_f$ a následně počet drážek na pól fázi je:

$$q = \frac{Q}{2pm_f} \quad (4.14)$$



Obr. 4.2 Pólové a fázové oblasti ve 4-pólovém, 3-fázovém stroji, odpovídající pólová rozteč τ_p a rozteč pólových zón τ_v , převzato [1]

4.2.1 Koeficient vinutí

Koeficient vinutí k_w zohledňuje efekt prostorového rozložení vinutí v drážkách. Jelikož magnetický tok, který prochází vinutím, neprochází všemi částmi vinutí najednou, ale s určitým fázovým posuvem, nelze počítat indukované napětí pouze s počtem závitů N_s , ale musíme zohlednit i tento koeficient vinutí k_w .

Koeficient vinutí k_w je obecně nalezen pomocí analýzy fázorového diagramu napětí. V této práci byl vypočítán skrze distribuční koeficient k_d , ten vychází z geometrického součtu napěťových fázorů.

$$k_d = \frac{\text{geometrická suma fázorů}}{\text{suma absolutních hodnot fázorů}} \quad (4.15)$$

Z (4.15) je v [1] provedeno odvození pro i -tou harmonickou složku koeficientu vinutí, které se dá vyjádřit jako:

$$k_{dv} = \frac{\sin v \frac{q\alpha_u}{2}}{q \sin v \frac{\alpha_u}{2}} \quad (4.16)$$

Kde úhel α_u lze definovat jako:

$$\alpha_u = \frac{360^\circ p}{Q} \quad (4.17)$$

Pro 3-fázové vinutí a první harmonickou lze napsat:

$$k_{d1} = \frac{1}{2q \sin \frac{\pi/6}{q}} \quad (4.18)$$

Pro koeficient vinutí platí:

$$k_w = k_d k_p \quad (4.19)$$

Kde k_p je koeficient kroku. Pokud má vinutí plný krok, můžeme říci, že koeficient vinutí je roven distribučnímu koeficientu.

4.2.2 Počet závitů a počet vinutí v drážce

Pokud je definovaný typ vinutí a vypočten koeficient vinutí, lze podle Faradayova zákona vyjádřit vztah pro indukované napětí:

$$e_m = -\frac{d\psi_m}{dt} = -Nk_w\omega\hat{\Phi}_m \cos\omega t \quad (4.20)$$

Je-li indukované napětí uvažováno sinusové, můžeme efektivní hodnotu indukovaného napětí vyjádřit jako:

$$E_m = \frac{1}{\sqrt{2}} \hat{e}_m = \frac{1}{\sqrt{2}} N k_w \omega \hat{\Phi}_m \quad (4.21)$$

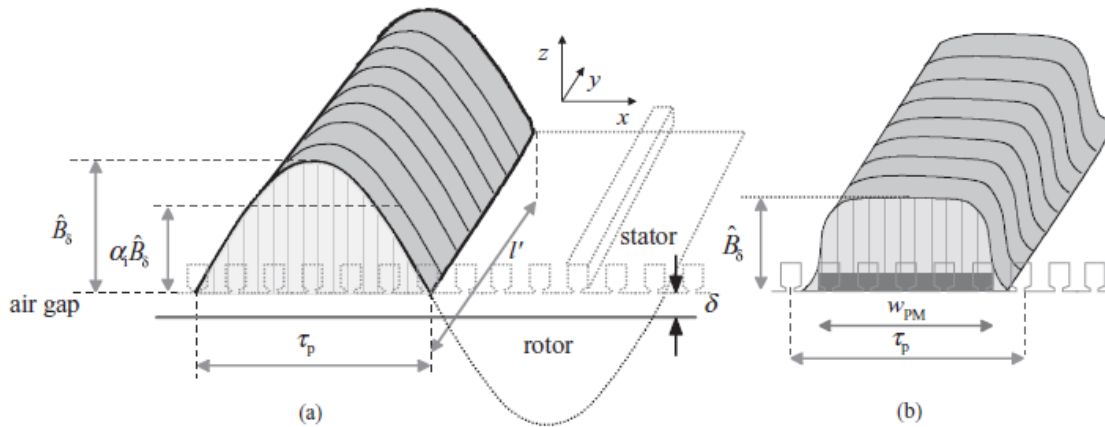
Pro výpočet počtu závitů nejsou zatím známy dvě proměnné a to efektivní hodnota indukovaného napětí E_m a maximální hodnota magnetického toku ve vzduchové mezeře $\hat{\Phi}_m$. Hodnota E_m musí být pro potřeby návrhu odhadnuta, typické hodnoty pro synchronní stroje s permanentními magnety jsou 0,9-1,1 svorkového napětí U_1 . Maximální hodnota magnetického toku $\hat{\Phi}_m$ lze získat integrací magnetické indukce ve vzduchové mezeře přes pólovou rozteč v jedné ose a ekvivalentní délku v ose druhé. Integraci získáme vztah:

$$\hat{\Phi}_m = \alpha_i \hat{B}_\delta \tau_p l' \quad (4.22)$$

, nebo

$$\hat{\Phi}_m = \alpha_{PM} \hat{B}_\delta \tau_p l' \quad (4.23)$$

Kde α_i je koeficient aritmetického průměru magnetické indukce ve vzduchové mezeře a α_{PM} je relativní šířka magnetu k pólové rozteči $\alpha_{PM} = w_{PM}/\tau_p$.



Obr. 4.3 a) Sinusově rozložená magnetická indukce, platí pro ni $\alpha_i = \pi/2$ b) magnetická indukce s obdélníkovým permanentním magnetem, převzato [1]

Při prvotním návrhu lze vycházet z hodnoty $\alpha_i = \pi/2$.

Dosažením (4.22), nebo (4.23) do (4.21) získáváme počet závitů N vinutí jedné fáze. Tato hodnota musí být zaokrouhlena na nejbližší vyšší celé číslo. Poté lze získat počet vodičů v drážce.

$$z_Q = \frac{2 a_{pp} m_f}{Q} N \quad (4.24)$$

4.3 Rozměry zubů, jha a statorových drážek

4.3.1 Rozměry zubů

Při výpočtu šířky zubů je uvažována magnetická indukce v zubu popsána v tabulce 4.2. Vychází se z magnetického toku při maximální hodnotě magnetické indukce ve vzduchové mezeře.

$$\hat{\Phi}_d = \hat{B}_\delta \tau_p l' \quad (4.25)$$

Šířka zubu poté může být vyjádřena jako:

$$\hat{B}_d = \frac{\hat{\Phi}_d}{S_d} \quad (4.26)$$

$$b_d = \frac{\hat{B}_\delta \tau_p l'}{\hat{B}_d k_{Fe} l} \quad (4.27)$$

Kde k_{Fe} je koeficient, který respektuje izolaci plechů v axiálním směru, typicky se pohybuje mezi 0,9-0,97 [1].

4.3.2 Šířka jha

Výpočet šířky jha je obdobný, jako výpočet šířky zubu. Bez větších obtíží jde určit magnetická indukce v ose q, kde se uzavírá polovina celkového magnetického toku. Dosazením požadované hodnoty magnetické indukce v tabulce 4.2 poté dostáváme vhodnou šířku jha.

$$h_y = \frac{\pi \hat{B}_\delta \tau_p l'}{4 \hat{B}_y k_{Fe} l} \quad (4.28)$$

4.3.3 Rozměr statorových drážek

K získání rozměrů statorových drážek, je nutné stanovit statorový proud. Ten je možné stanovit z výkonu na hřídeli, svorkového fázového napětí, účinnosti a účinníku.

$$I_s = \frac{P}{m_f U_{s,f} \eta \cos \varphi} \quad (4.29)$$

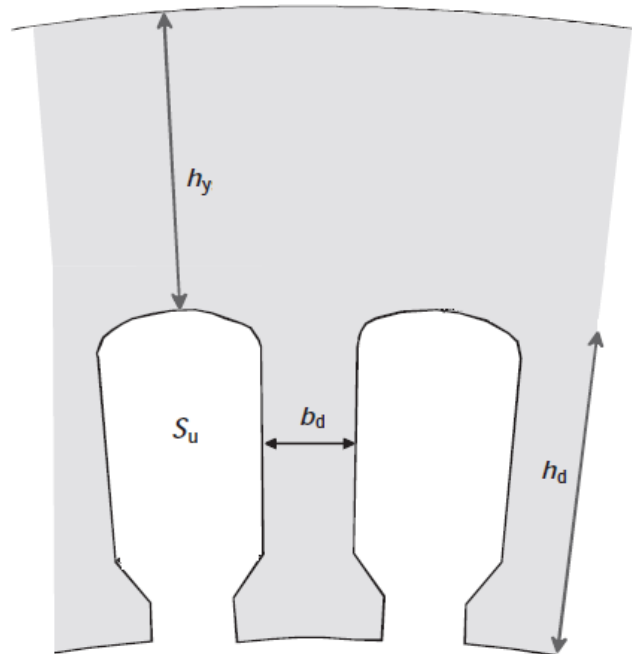
Z vypočteného statorového proudu lze určit plochu vodičů S_{cu} .

$$S_{cu} = \frac{I_s}{J_s a_{pp}} \quad (4.30)$$

Při výpočtu plochy drážky je dále nutné brát v úvahu prostor, který zaplní izolace drážky a izolace samotných vodičů. Proto se zavádí koeficient plnění drážky k_{Cu} . Pro satorové vinutí běžných strojů nízkého napětí se tento koeficient pohybuje mezi 0,5-0,6 [1].

$$S_u = \frac{z_Q S_{Cu}}{k_{Cu}} \quad (4.31)$$

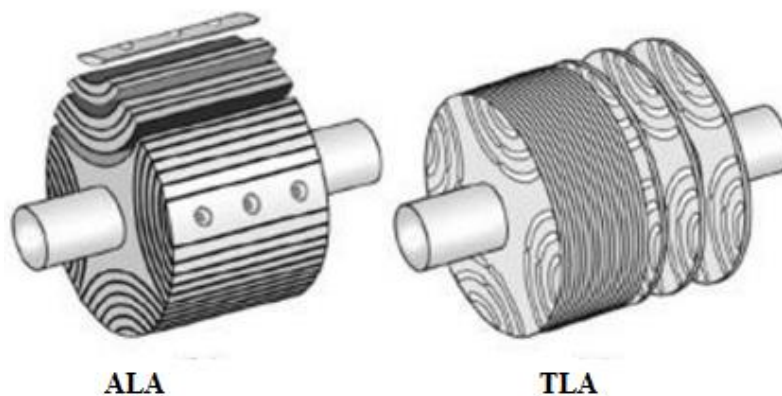
Výpočtem plochy drážky dostáváme poslední parametr satorové geometrie.



Obr. 4.4 Satorové zuby a jejich hlavní rozměry, upraveno [1]

4.4 Geometrie rotoru

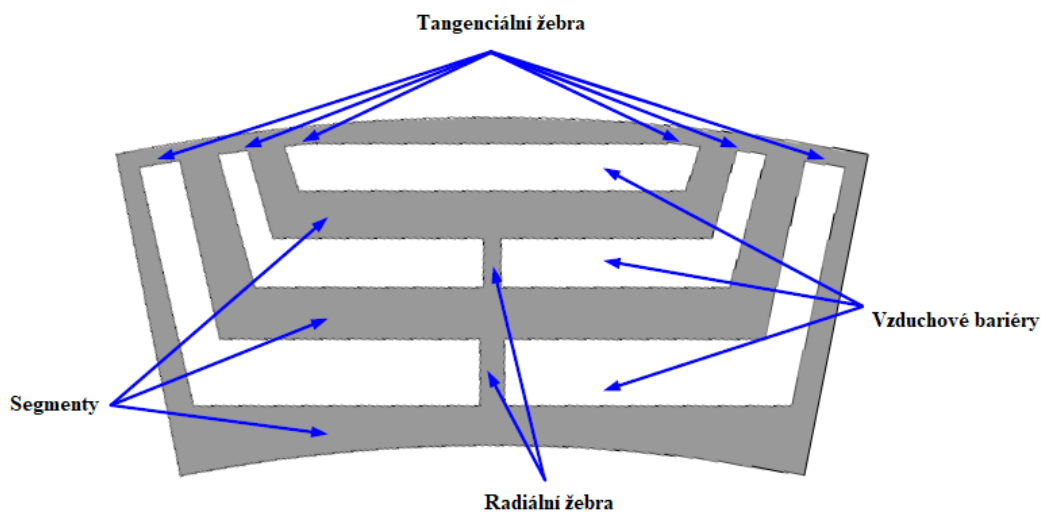
Rotor synchronního reluktančního stroje může být provedený dvěma způsoby, ALA – axially laminated anisotropy, nebo TLA – transversally laminated anisotropy. TLA rotor je složen z plechů, ve kterých jsou vyraženy bariéry. ALA je po celou délku rotoru z plného materiálu a bariéry jsou realizované vrstvením železa a hliníku, kde vrstva hliníku se pro magnetický tok chová jako bariéra.



Obr. 4.5 Provedení rotoru synchronních reluktančních strojů[1]

V této práci je uvažovaná TLA konstrukce, jelikož chceme do vzduchových mezer umístit pomocné magnety.

Geometrie TLA rotoru se skládá ze vzduchových mezer, které se chovají pro magnetický tok jako bariéry, segmentů, které jsou vodiči magnetického toku, tangenciálních žebér a radiálních žebér. Tangenciální žebra spojují železné segmenty a radiální žebra dodávají rotoru mechanickou pevnost.



Obr. 4.6 Obecná geometrie TLA rotoru, upraveno [6]

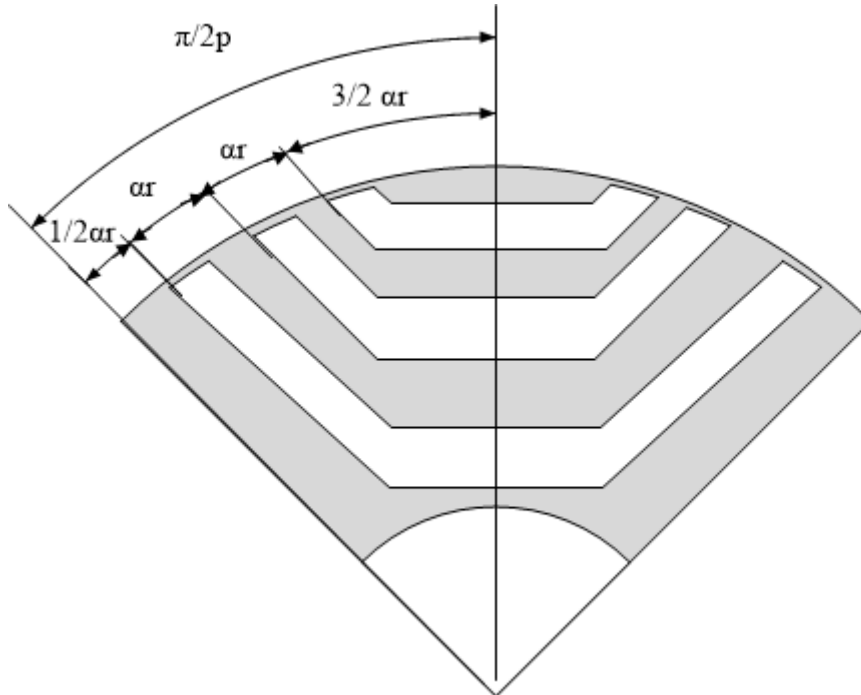
Návrh rotorové geometrie začíná správnou volbou počtu tokových bariér.

$$k = \frac{Q}{2p} \pm 2 \quad (4.32)$$

Dále je nutné korektně zvolit pozice tokových bariér, zejména úhel mezi konci bariér má významný vliv na zvlnění točivého momentu. Cílem optimalizace je právě nalezení vhodného úhlu sklonu žebér. V prvotním návrhu je vhodné definovat tento úhel jako fixní hodnotu [6]:

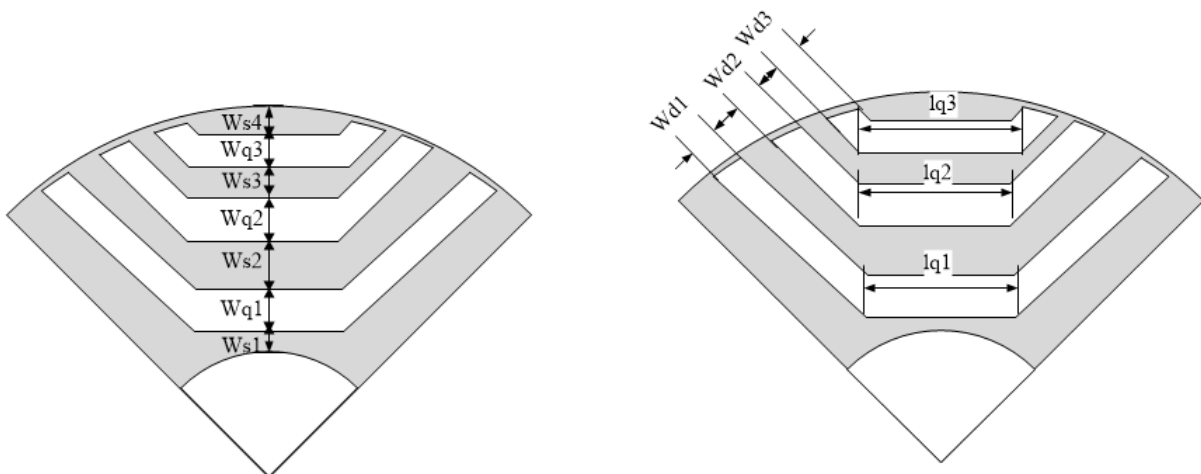
$$\alpha_r = \frac{\pi/p}{k+1} \quad (4.33)$$

Takto vypočtený úhel mezi konci bariér je vyznačen na následujícím obrázku, lze si povšimnout, že úhel mezi koncem poslední bariéry a středem pólu je $3/2 \alpha_r$.



Obr. 4.7 Pozice bariér

Dalším krokem je správné určení rozměrů tokových bariér a železných segmentů.



Obr. 4.8 Rozměry bariér a segmentů

Zevrubné odvození výpočtu rozměrů bariér a segmentů je popsáno v [6]. Základní úvahy vyplývající z tohoto odvození jsou:

- Šířka segmentů S_i je dimenzována tak, aby všechny segmenty byly stejně magneticky saturovány. Z toho vyplývá, že poměr šířek segmentů je stejný jako poměr magnetomotorických napětí segmentů.

$$\frac{S_i}{S_{i+1}} = \frac{F_{mi}}{F_{mi+1}} \quad (4.34)$$

Vztah 4.34 platí pro všechny segmenty s výjimkou bariéry S_1 , v této bariéře se dělí tok do dvou pólů, proto je její šířka poloviční.

$$\frac{2S_1}{S_2} = \frac{F_{m1}}{F_{m2}} \quad (4.35)$$

- Lze definovat vhodný poměr mezi celkovou šířkou vzduchových bariér a železných segmentů, tento poměr se nazývá izolační poměr v ose q k_{insq} .

$$k_{insq} = \frac{\sum_{i=1}^n W_{qi}}{\sum_{i=1}^n S_i} \quad (4.36)$$

Tento poměr má běžně hodnotu okolo 1 [6],[7],[8].

- Šířka vzduchových bariér v ose q W_{qi} musí být navrhována tak, aby měla velký magnetický odpor a minimalizovala magnetický tok v ose q . Potom je poměr šířek bariér dán následovným vztahem.

$$\frac{W_{qi}}{W_{qi+1}} = \frac{F_{mi+1} - F_{mi}}{F_{mi+2} - F_{mi+1}} = \frac{\Delta F_{mi}}{\Delta F_{mi+1}} \quad (4.37)$$

- Dále je možné popsat vztah mezi šířkou vzduchové bariéry v ose q a v ose d .

$$\frac{W_{qi}}{W_{qi+1}} = \frac{W_{di}}{W_{di+1}} \quad (4.38)$$

Šířka bariéry v ose d poté musí mít takovou velikost, aby nebyl narušen definovaný úhel mezi konci bariér α_r .

4.5 Číselný výpočet

Číselný výpočet je proveden dle podkapitol 4.1-4.4. Výpočet začíná zvolením obvyklých hodnot magnetické indukce ve vzduchové mezeře \hat{B}_δ a lineární proudové hustoty A . Tyto hodnoty byly zvoleny dle Tab. 4.2 a Tab. 4.3 a jsou $\hat{B}_\delta = 0,9$ T, $A = 150$ kA/m. Dosazením hodnot \hat{B}_δ , A a jmenovitého točivého momentu M_n do rovnic 4.1 a 4.2 získáváme objem rotoru V_r .

$$\sigma_{Ftan} = \frac{A\hat{B}_\delta \cos\varphi}{\sqrt{2}} = \frac{150 * 10^3 * 0,9 * 0,9}{\sqrt{2}} = 85914 \text{ Pa} \quad (4.39)$$

Účinit $\cos\varphi$ je odhadnut na 0,9.

$$V_r = \frac{M_n}{2\sigma_{tan}} = \frac{P_n}{2\sigma_{tan}\omega_n} = \frac{102 * 10^3}{2 * 85914 * \frac{2*\pi*4000}{60}} = 0,00142 \text{ m}^3 \quad (4.40)$$

Dle Tab. 4.4 je poté vypočten vhodný délkový poměr χ

$$\chi = \frac{\pi}{4p} \sqrt{p} = \frac{\pi}{4 * 2} \sqrt{2} = 0,56 \quad (4.41)$$

Pomocí délkového poměr χ lze dosadit do vztahu 4.3, poté je získán průměr rotor D_r .

$$D_r = \sqrt[3]{\frac{V_r}{4}} = \sqrt[3]{\frac{0,00142}{4}} = 0,217 \text{ m} \quad (4.42)$$

Dále je nutné určit velikost vzduchové mezery, ta je dle vztahu 4.11.

$$\delta = \frac{0.18 + 0.006P^{0.4}}{1000} m_f = \frac{0.18 + 0.006 * (102 * 10^3)^{0.4}}{1000} * 3 = 0,0024 \text{ m} \quad (4.43)$$

Pomocí vypočteného průměru rotoru a velikosti vzduchové mezery a za použití vztahů 4.8 a 4.9 lze určit aktivní délku stroje l .

$$l' = \chi D_r = 0,56 * 0,217 = 0,121 \text{ m} \quad (4.44)$$

$$l = l' - 2\delta = 0,121 - 2 * 0,0024 = 0,116 \text{ m} \quad (4.45)$$

Výpočtem byly získány hlavní rozměry stroje, avšak vypočtený průměr rotoru je nevyhovující, jelikož průměr stroje včetně chlazení může být maximálně 270 mm. Proto byl průměr rotoru a délka stroje pro další výpočet upraveny na 140mm a 150mm, tyto hodnoty vytvoří podobný objem rotoru V_r .

Dalším krokem v návrhu stroje je výpočet statorového vinutí a drážek. V této práci bylo zvoleno jednovrstvé prostorově rozložené vinutí s plným krokem, to znamená, že počet drážek na pól a fázi je celé číslo. Počet drážek byl zvolen $Q=36$, tedy počet drážek na pól a fázi je $q=3$. Pro další výpočet je určena pólová, zónová a drážková rozteč, dle vzorců 4.12, 4.13.

$$\tau_p = \frac{\pi D}{2p} = \frac{\pi * 0,140}{2 * 2} = 0,11 \text{ m} \quad (4.46)$$

$$\tau_v = \frac{\tau_p}{m_f} = \frac{0,11}{3} = 0,037 \text{ m} \quad (4.47)$$

$$\tau_u = \frac{\tau_v}{q} = \frac{0,037}{3} = 0,012 \text{ m} \quad (4.48)$$

Pro zjištění počtu závitů musí být určen koeficient vinutí k_w a dále musí být odhadnuty hodnoty indukovaného napětí E a koeficientu aritmetického průměru magnetické indukce ve vzduchové mezeře α_i .

Koeficient vinutí k_w vypočteme dosazením do vztahu 4.18 a 4.19.

$$k_{w1} = \frac{1}{2q \sin \frac{\pi/6}{q}} = \frac{1}{2 * 3 \sin \frac{\pi/6}{3}} = 0,96 \quad (4.49)$$

Indukované napětí je odhadnuto na 1,1 násobek efektivní hodnoty napájecího napětí.

$$E = 1,1U = 1,1 \frac{U_{DC}}{\sqrt{2}} = 311,13 \text{ V} \quad (4.50)$$

Koeficient α_i je dle podkapitoly 4.2.2 odhadnut na hodnotu $\pi/2$.

Počet závitů je poté vypočten dosazením do vzorců 4.21 a 4.22.

$$N \doteq \frac{\sqrt{2}E_m}{k_w \omega \hat{\Phi}_m} \doteq \frac{\sqrt{2}E_m}{k_w \omega \alpha_i \hat{B}_\delta \tau_p l'} \doteq \frac{\sqrt{2} * 311,13}{0,96 * (2 * \pi * 133) * \frac{\pi}{2} * 0,9 * 0,11 * 0,15} \doteq 24 \text{ závitů} \quad (4.51)$$

(Pozn.: úhlová frekvence napájecího systému $\omega = (2 * \pi * 133)$, odpovídá synchronní rychlosti 4000 ot/min).

Počet vodičů v drážce lze poté vypočíst dle vztahu 4.24.

$$z_Q = \frac{2a_{pp}m_f}{Q} N = \frac{2 * 2 * 3}{36} * 24 = 8 \quad (4.52)$$

Počet paralelních větví a_{pp} byl zvolen 2.

Výpočet šířky zubů b_d , výšky zubu h_d a šířky jha h_y vychází z dovolených hodnot magnetické indukce, uvedených v Tab. 4.2. Dle této tabulky byly vybrány hodnoty 1,5 T pro zuby a 1,1 T pro jho. Šířku těchto částí lze poté získat dosazením do vztahů 4.27 a 4.28.

$$b_d = \frac{\hat{B}_\delta \tau_p l'}{\hat{B}_d k_{Fe} l} = \frac{0,9 * 0,11 * 0,15}{1,5 * 0,945 * 0,15} = 0,004 \text{ m} \quad (4.53)$$

$$h_y = \frac{\pi \hat{B}_\delta \tau_p l'}{4 \hat{B}_y k_{Fe} l} = \frac{\pi * 9 * 0,11 * 0,15}{4 * 1,1 * 0,945 * 0,15} = 0,0042 \text{ m} \quad (4.54)$$

Nyní je možné vypočíst plochu drážky. Velikost plochy drážky závisí na zvolené proudové hustotě. Obvyklé hodnoty jsou uvedeny v Tab. 4.3. V této práci je volena proudová hustota statorového vinutí $J_s = 10 \text{ A/mm}^2$. Plocha drážky je poté vypočtena dosazením do 4.29 a 4.30.

$$S_{cus} = \frac{I_s}{J_s a_{pp}} = \frac{P_n}{J_s a_{pp} m_f \frac{U_{DC}}{\sqrt{2}} \eta \cos \varphi} = \frac{102 * 10^3}{10 * 2 * 3 * \frac{400}{\sqrt{2}} * 0,95 * 0,9} = 7,03 \text{ mm}^2 \quad (4.55)$$

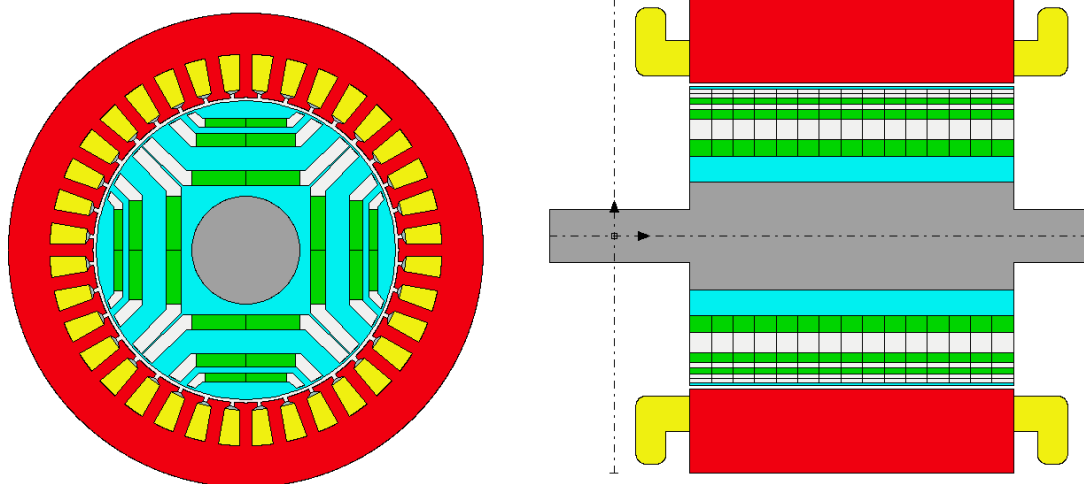
Návrh rotorové geometrie pomocí metody představené v podkapitole 4.4 vede na řešení v několika iteračních krocích. Místo iteračního výpočtu byl v práci využit sw modul Motor-CAD resp. optimalizační nástroj, ve kterém byly navrženy vhodné šířky rotorových bariér. Z tohoto důvodu zde číselný výpočet není uveden.

4.6 Výsledná geometrie

Metoda a vztahy pro elektromagnetický návrh stroje byly popsány výše v podkapitolách 4.1-4.4. Na jejich základě byl proveden číselný návrh stroje uvedený v podkapitole 4.5. Tento návrh představuje prvotní variantu stroje a sloužil jako vstupní data do sw prostředí Motor-CAD. V softwarovém prostředí Motor-CAD byly provedeny úpravy prvotního návrhu, tak aby navržený stroj měl charakteristiky požadované v zadání práce. Výsledná geometrie stroje je popsána dále tabelárně a graficky.

p – počet pól párů	2
m_f – počet fází	3
Q – počet statorových drážek	36
D_s – vnější průměr statoru	220 mm
δ – šířka vzduchové mezery	1,6 mm
D_r – vnější průměr rotoru	140 mm
b_d – šířka zubu	6 mm
h_d – výška zubu	20 mm
b_{so} – otevření drážky	2 mm
D_{ri} – vnitřní průměr rotoru (průměr hřídele)	50 mm
D_o – vnější průměr stroje včetně chlazení	270 mm
l – délka aktivních částí	150 mm
l_c – délka stroje včetně ložiskových štítů	220 mm
Magnety jsou rozděleny do 15 segmentů	

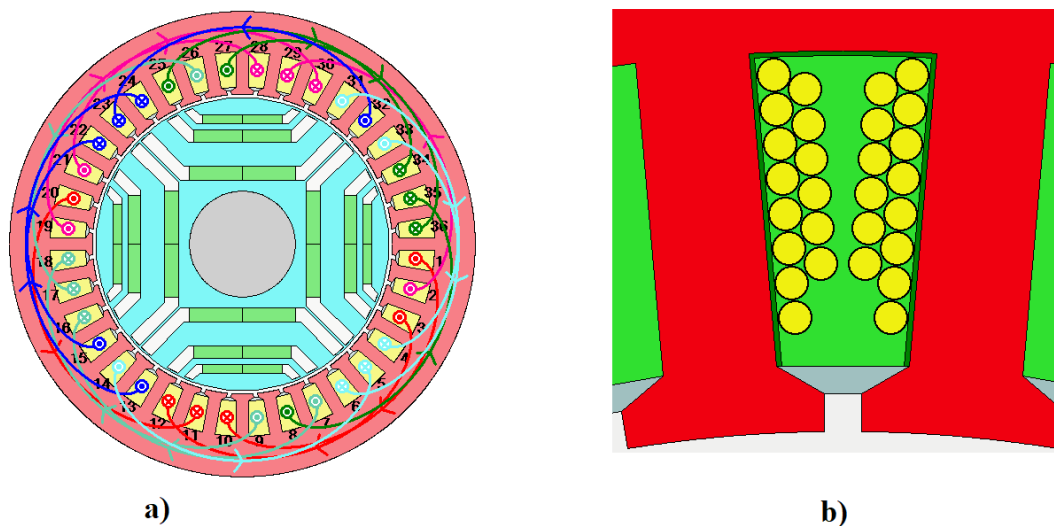
Tab. 4.5 Geometrické rozměry stroje



Obr. 4.9 Geometrie navrženého stroje, radiální a axiální pohled

z_Q – počet vodičů v drážce	7
a_{pp} – počet paralelních cest	2
Počet drátů ve vodiči	4
Průměr drátů	1,813 / 1,7 mm (včetně izolace/průměr mědi)
Vinutí je jednovrstvé	

Tab. 4.6 Parametry vinutí



Obr. 4.10 a) Schéma vinutí b) Detail rozložení vinutí v drážce

k – počet bariér	3*
S_1 – šířka segmentu 1	5 mm
S_2 – šířka segmentu 2	11 mm
S_3 – šířka segmentu 3	3 mm
S_4 – šířka segmentu 4	11 mm
W_{g1} – šířka vzduchové bariéry 1	7 mm
W_{g2} – šířka vzduchové bariéry 2	6 mm
W_{g3} – šířka vzduchové bariéry 3	4 mm
l_{g1} – délka vzduchové bariéry 1	27,6 mm
l_{g2} – délka vzduchové bariéry 2	23,6 mm
l_{g3} – délka vzduchové bariéry 3	20,3 mm
W_{d1} – šířka vzduchové bariéry 1 v lat. směru	6,1 mm
W_{d2} – šířka vzduchové bariéry 2 v lat. směru	5,5 mm
W_{d3} – šířka vzduchové bariéry 3 v lat. směru	3,8 mm

Tab. 4.7 Rozměry bariér a segmentů

*dle (4.32) je vhodný počet bariér 8, nebo 10, avšak to nelze kvůli prostoru v rotoru realizovat, bariéry a do nich vložené magnety by měly velmi malou šířku, což by mělo zejména nepříznivý efekt při demagnetizaci magnetů

Materiál statorové laminace	35JNE230 (příloha A)
Materiál rotorové laminace	35JNE230 (příloha A)
Materiál statorových vodičů	Měď
Materiál magnetů	Vacodym 974 AP (příloha B)

Tab. 4.8 Použité materiály

5 Provedené simulace a jejich výsledky

V sw prostředí Motor-CAD byl pro potřeby zamýšlených analýz vytvořen model stroje. Jeho geometrie byla popsána v podkapitole 0. Pro ověření správnosti elektromagnetického návrhu z hlediska požadovaných jízdních vlastností elektromobilu byly provedeny následující výpočty:

- Elektromagnetický výpočet při maximálním možném dosažitelném momentu a otáčivé rychlosti odpovídající konci oblasti konstantního momentu
- Kontrola odolnosti rotorových permanentních magnetů vůči demagnetizaci
- Vytvoření modelu pro analýzu celé pracovní oblasti, definice strategie řízení stroje (MTPA/ME)
- Analýza maximální momentové charakteristiky, zpětný výpočet zrychlení elektromobilu
- Výpočet účinnostních map
- Výpočet zatížení stroje v rámci jízdního cyklu WLTP class 3 a z toho plynoucí účinnost a spotřeba pohonné jednotky

5.1 Elektromagnetický výpočet

Dále je uvedena kontrola elektromagnetického návrhu stroje pro mezní zatížení 345Nm, 4700 ot/min. Ve výpočtu jsou respektovány ztráty ve statorovém vinutí způsobené střídavými jevy (vířivé proudy, efekt blízkosti vodičů), postup výpočtu těchto jevů v Motor-CAD bude představen v podkapitole 5.3.1.

Nastavení výpočtu je následovné:

The screenshot displays the Motor-CAD software interface for configuring an electromagnetic calculation. The interface is organized into several panels:

- Drive:** Shaft Speed: 4700. Line Current Definition: Peak, RMS, RMS Current Density. Peak Current: 597.3, RMS Current: 422.4, RMS Current Density: 23.26, DC Bus Voltage: 400, Phase Advance [elec deg]: 53.19. Drive Type: Defined Currents (Default), Calculated Currents. Drive Mode: Sine, Square, Custom, Passive Generator. Winding Connection: Star Connection (default), Delta Connection. Magnetisation: Parallel, Radial, Halbach Continuous Ring Array, Halbach Sinusoidal Array.
- Temperatures:** Amature Winding Temperature: 70, Magnet Temperature: 70, Stator Lamination Temperature: 20, Rotor Lamination Temperature: 20, Stator Sleeve Temperature: 20, Rotor Banding Temperature: 20, Shaft Temperature: 50, Amature Wedge Temperature: 20, Housing Temperature: 20.
- Performance Tests:** Single operating points: Open Circuit, Q axis current only, On Load. Open Circuit: Back EMF, Cogging Torque, Electromagnetic Forces. On Load: Torque, Torque Speed Curve, Demagnetization, Electromagnetic Forces. Parameters: Self and Mutual Inductances. Transient: Sudden short-circuit. Buttons: Solve E-Magnetic Model, Cancel Solving.
- E-Magnetic ↔ Thermal Coupling:** E-Magnetic ↔ Thermal Coupling: No coupling (default), E-Magnetic Losses → Thermal, E-Magnetic ← Thermal Temperatures, Iterate to Converged Solution.
- Skew:** Skew Type: None (default), Stator, Rotor. Stator Skew: 10, Rotor slices: 5.

Obr. 5.1 Nastavení elmag. výpočtu

Na Obr 5.1. je uvedeno nastavení elektromagnetického výpočtu v programu Motor-CAD . Většina nastavovaných hodnot a prováděných výpočtů je jednoznačná a nepovažují za nutné komentovat.

Komentář je vhodné uvést jen k části E-Magnetic <-> Thermal Coupling. V této části je možné vytvořit vazbu mezi elektromagnetickým výpočtem a tepelným výpočtem stroje. Jelikož tepelný výpočet není součástí této práce, není zde tato vazba vybrána.

Elektromagnetickým výpočtem získáme:

M_{av} – Průměrná hodnota moment *	345,46	Nm
M_{ripple} - Zvlnění momentu	53,24	Nm
M_{ripple} - Zvlnění momentu v %	15,41	%
P_{in} - Příkon	179,9	kW
P - Výkon	169,52	kW
ΔP_{tot} - Celkové ztráty (on load)	10,38	kW
η - Účinnost	94,23	%
M - Moment na hřídeli	344,43	Nm
$\cos\varphi$ - Účinit	0,87	

Tab. 5.1 Číselné výsledky elmag. výpočet

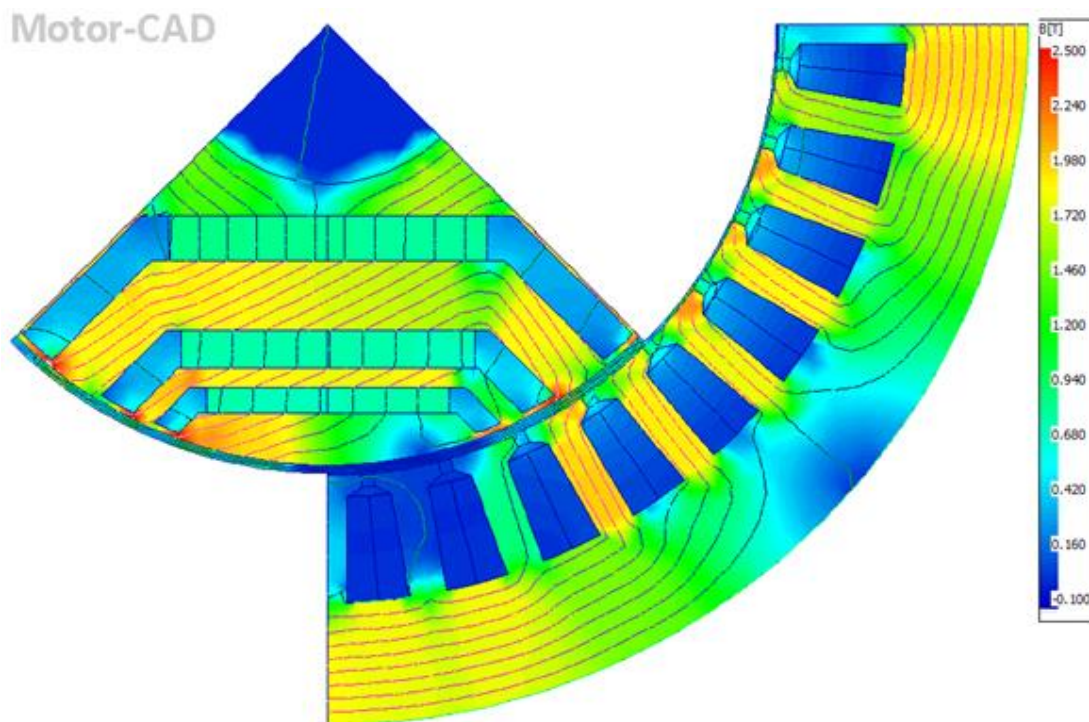
* Průměrná hodnota je vypočtena z hodnot momentu při natočení rotoru o 360° elektrických, viz.: Obr. 5.3

R_f - Odpor fáze vinutí	0,018	Ω
L_d -Indukčnost v ose d	0,211	mH
L_q -Indukčnost v ose q	0,625	mH
L_σ -Rozptylová indukčnost	0,095	mH

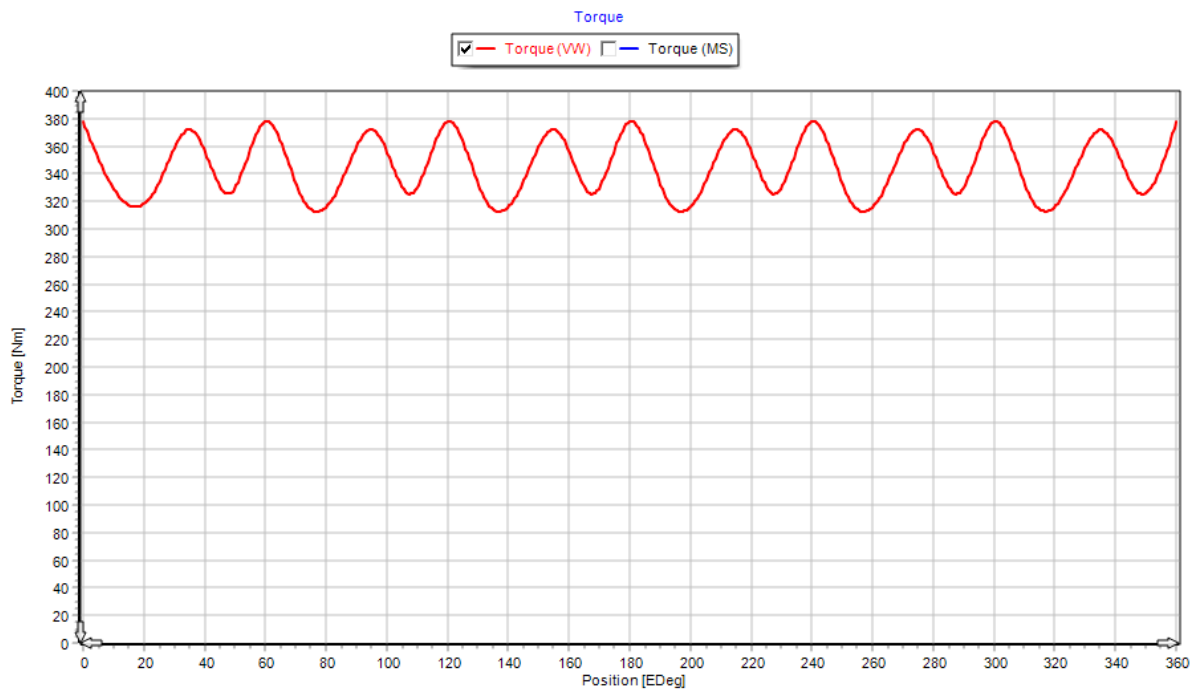
Tab. 5.2 Číselné výsledky elmag. výpočet – parametry náhradního schématu

ΔP_{CuDC} – DC ztráty ve statorovém vinutí	9,555	kW
ΔP_{CuAC} – AC ztráty ve statorovém vinutí (Hybridní model*)	0,342	kW
ΔP_{PM} – Ztráty v permanentních magnetech	0,002	kW
ΔP_{FeS} – Ztráty ve statorovém železe	0,4	kW
ΔP_{FeR} – Ztráty v rotorovém železe	0,009	kW
ΔP_{tot} - Celkové ztráty	10,38	kW

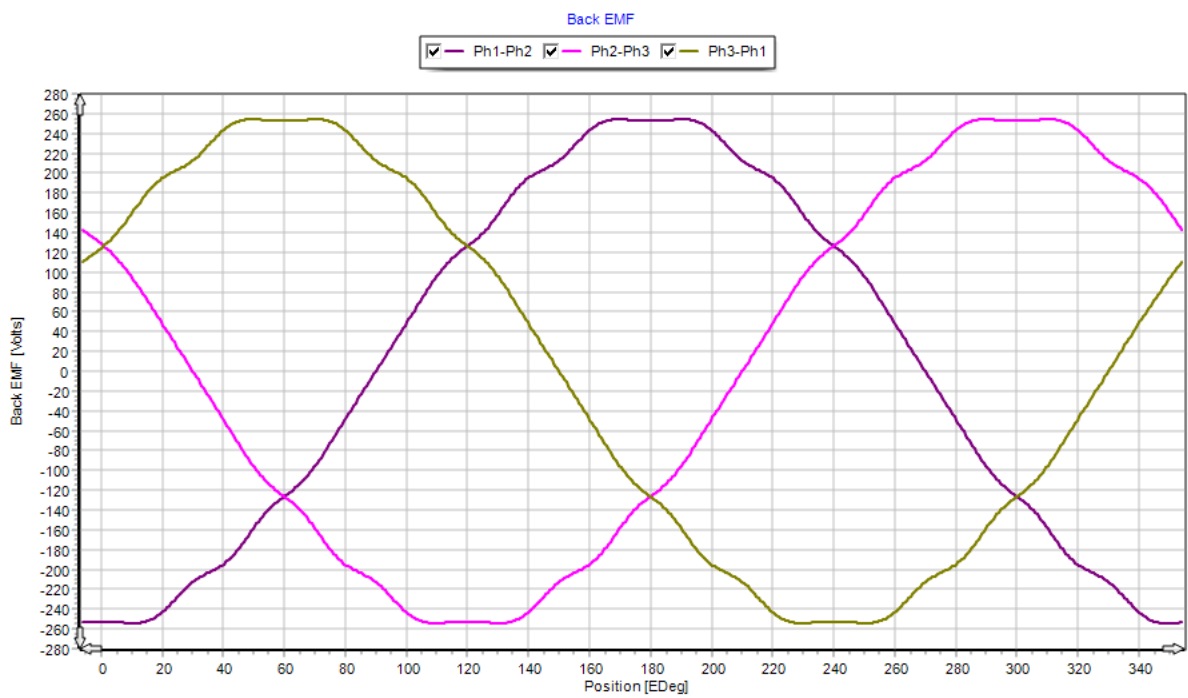
Tab. 5.3 Číselné výsledky elmag. výpočet – ztráty



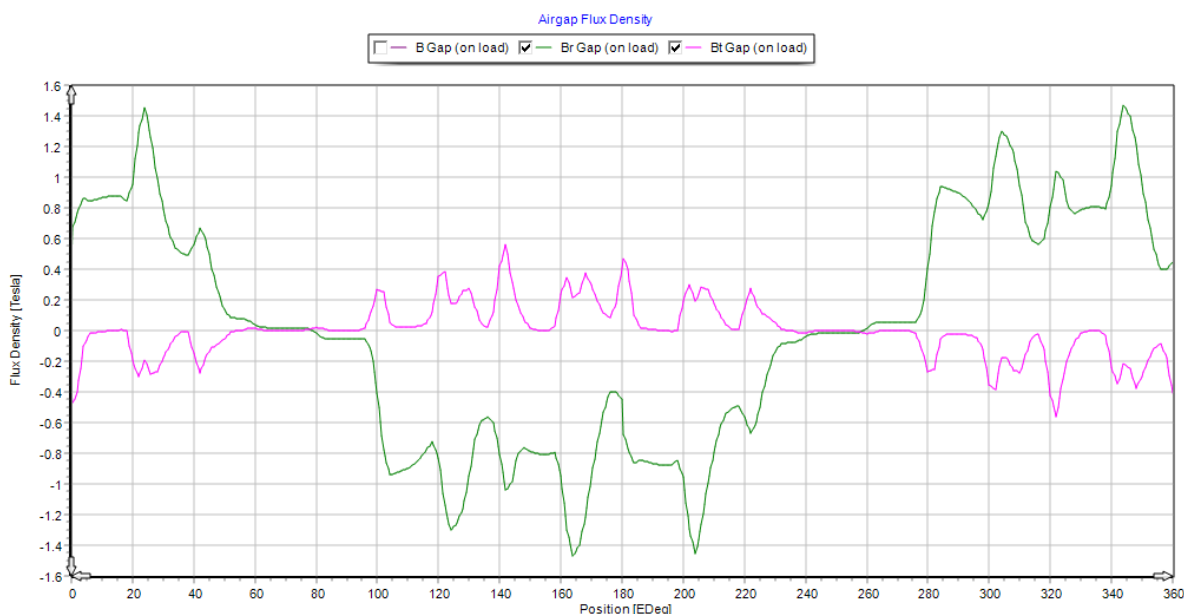
Obr. 5.2 Magnetická indukce ve stroji při 345,46 Nm a 4700 ot/min



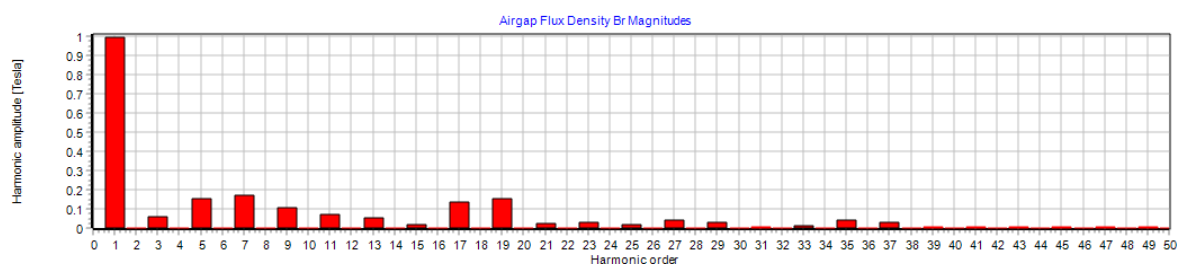
Obr. 5.3 Moment při natočení o 360° elektrických



Obr. 5.4 Indukované napětí při 345,46 Nm a 4700 ot/min



Obr. 5.5 Magnetická indukce ve vzduchové mezeře, radiální a tangenciální složka při 345,46 Nm a 4700 ot/min



Obr. 5.6 Radiální složka magnetické indukce ve vzduchové mezeře, rozložení na harmonické složky

5.2 Kontrola odolnosti permanentních magnetů vůči demagnetizaci

Pro účely kontroly nevratné demagnetizace magnetů je možné prověřit dva stavy, kde by tento jev mohl nastat.

Tyto stavy jsou:

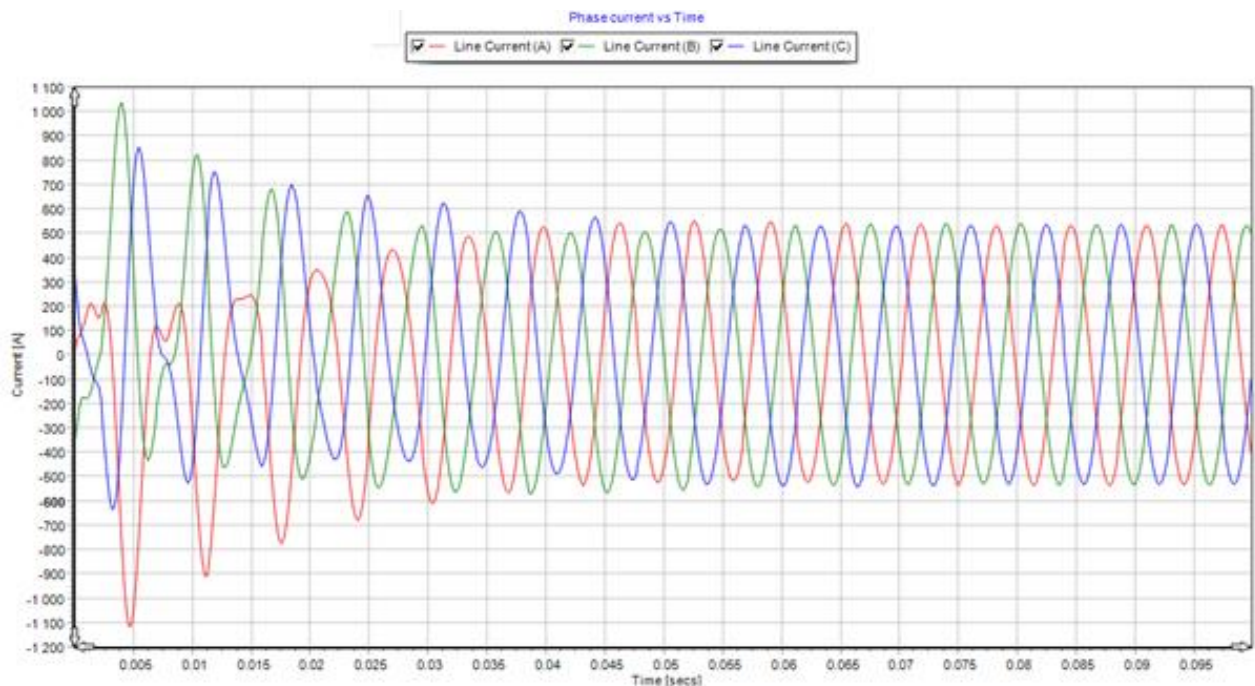
- režim stroje při odbuzování magnetů, v případě této práce to znamená výpočet při maximálních otáčkách 12000 ot/min a maximálním přípustném statorovém proudu s amplitudou 620 A
- Zkrat na svorkách stroje při maximálním momentu, 345,46 Nm a 4700 ot/min

Demagnetizace je dále prošetřována pro třífázový zkrat na svorkách stroje při 345,46 Nm a 4700 ot/min.

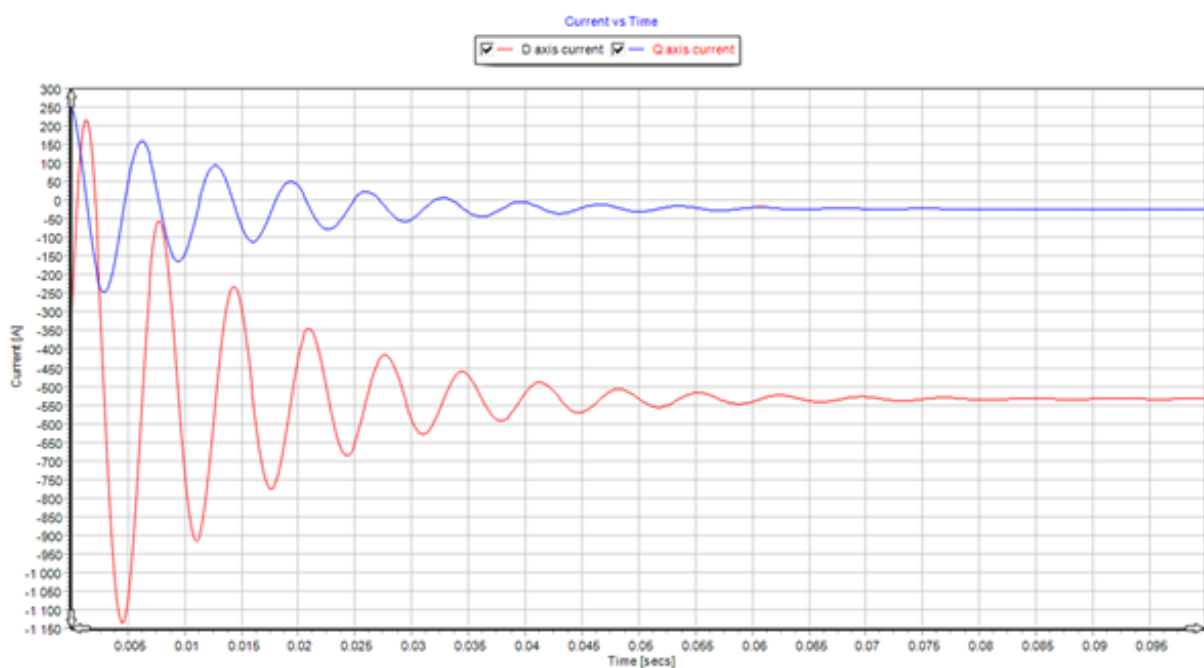
Respektovat je nutné rovněž pracovní teplotu stroje. Volba teploty stroje závisí na materiálu použitých permanentních magnetů. NdFeB a SmCo magnety jsou odolné vůči demagnetizaci i při vyšších teplotách. Feritové magnety naopak při nižších. Při návrhu stroje byl vybrán NdFeB magnet Vacodym 974 AP, který má maximální pracovní teplotu až

220°C. Jelikož předpokládáme, že stroj má teplotní třídu izolace F, tudíž má dovolenou hodnotu teploty vinutí 165°C, viz.: Tab. 3.1, můžeme uvažovat, že teplota magnetů bude nižší. Proto bude demagnetizace prověřena pro teplotu magnetů 150°C.

Dalším krokem je výpočet zkratových proudů, při maximálním momentu a stroji otepleném na výše uvedené teploty jak u vinutí tak permanentních magnetů.



Obr. 5.7 Fázové proudy při 3-fázovém zkratu



Obr. 5.8 Proudly v d-q souřadnicích při 3-fázovém zkratu

Na Obr. 5.8 nalezneme maximální hodnotu proudu i_d a ta je poté použita při nastavení výpočtu.

Drive:

Shaft Speed:

Line Current Definition:

Peak

RMS

RMS Current Density

Peak Current:

RMS Current:

RMS Current Density:

DC Bus Voltage:

Phase Advance [elec deg]:

Drive:

Drive Type:

Defined Currents (Default)

Calculated Currents

Drive Mode:

Sine

Square

Custom

Passive Generator

Winding Connection:

Star Connection (default)

Delta Connection

Magnetisation:

Parallel

Radial

Halbach Continuous Ring Array

Halbach Sinusoidal Array

Temperatures:

Amature Winding Temperature:

Magnet Temperature:

Stator Lamination Temperature:

Rotor Lamination Temperature:

Stator Sleeve Temperature:

Rotor Banding Temperature:

Shaft Temperature:

Amature Wedge Temperature:

Housing Temperature:

E-Magnetic ↔ Thermal Coupling:

E-Magnetic ↔ Thermal Coupling:

No coupling (default)

E-Magnetic Losses → Thermal

E-Magnetic ← Thermal Temperatures

Iterate to Converged Solution

Skew:

Skew Type:

None (default)

Stator

Rotor

Stator Skew:

Rotor slices:

Performance Tests:

Single operating points:

Open Circuit

Q axis current only

On Load

Open Circuit:

Back EMF

Cogging Torque

Electromagnetic Forces

On Load:

Torque

Torque Speed Curve

Demagnetization

Electromagnetic Forces

Parameters:

Self and Mutual Inductances

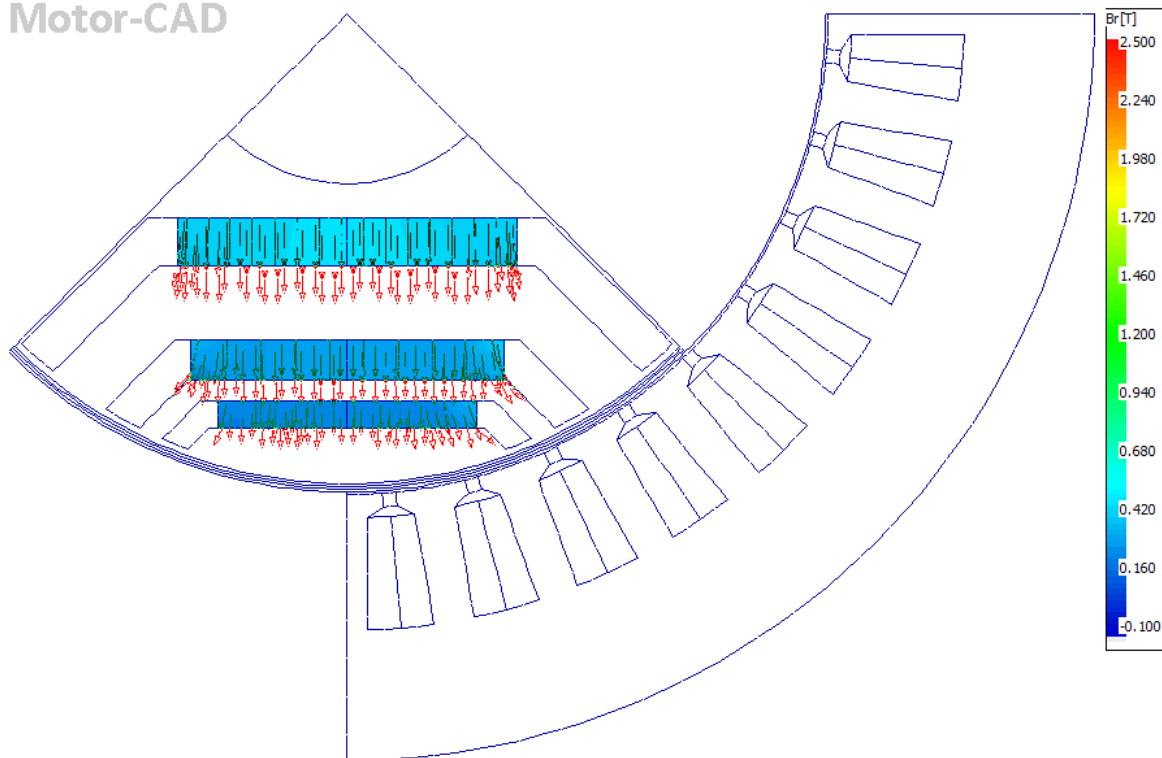
Transient:

Sudden short-circuit

Solve E-Magnetic Model

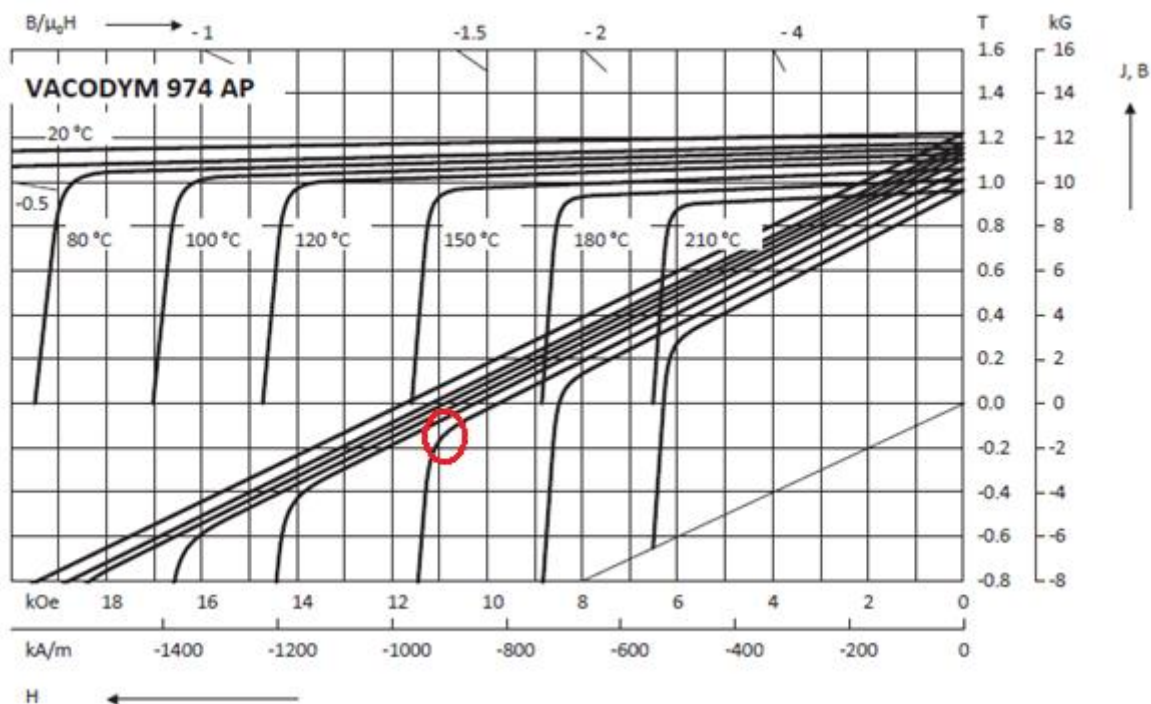
Cancel Solving

Obr. 5.9 Nastavení výpočtu demagnetizace



Obr. 5.10 Radiální složka magnetické indukce v permanentních magnetech při 3f zkratu

Nevratná demagnetizace permanentního magnetu nastává, pokud hodnota magnetické indukce ve směru magnetizace dosáhne hodnoty v koleně BH křivky (vyznačeno na Obr. 5.11). Pro teplotu 150°C je tato hodnota $\approx -0,1$ T.



Obr. 5.11 BH charakteristika Vacodym 974 AP s vyznačeným místem nevratné demagnetizace pro 150°C

Obr. 5.10 zobrazuje hodnoty radiální složky magnetické indukce v permanentních magnetech v rozsahu hodnot -0,1-2,5 T, pokud existuje místo, kde je hodnota indukce mimo rozsah, není označena barevně. Z obr. 5.10 je zjevné, že k nevratné demagnetizaci nedochází.

5.3 Analýza v rozsahu celé pracovní oblasti

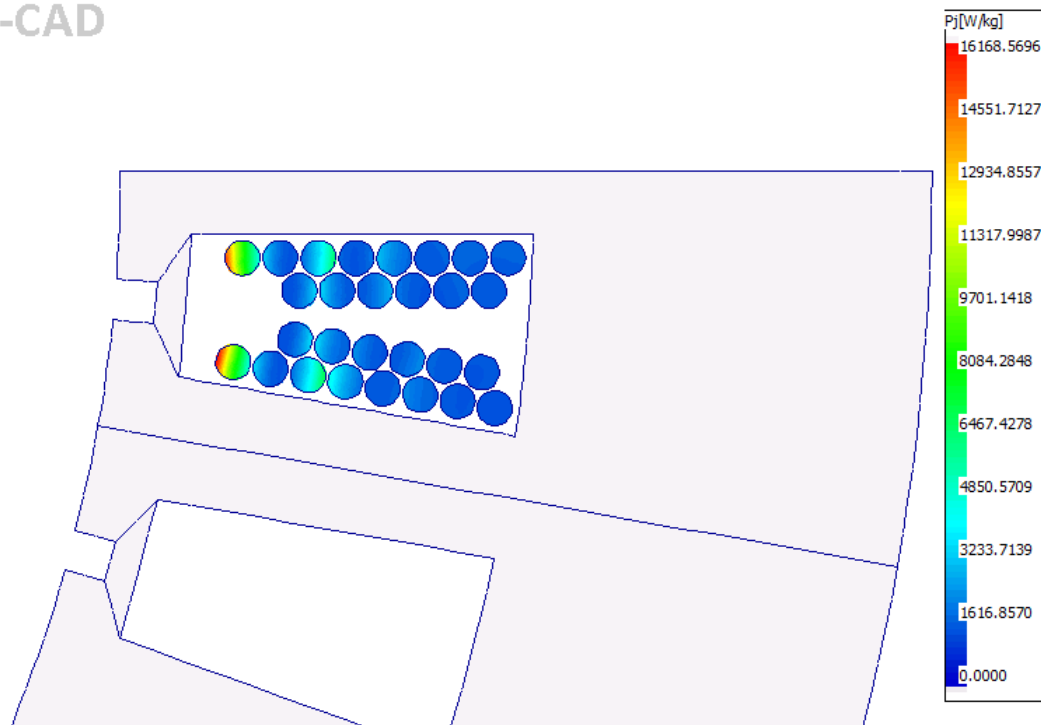
Pro analýzu chování stroje v rozsahu celé pracovní oblasti je v sw prostředí Motor-CAD obsažen výpočetní modul Lab. Aby bylo dosaženo simulace dostatečně přesné odpovídající realitě, musí model obsahovat zejména dostatečně přesný výpočet ztrát. V daném případě je nutné modulu Lab definovat veškeré ztráty ve vinutí způsobené střídavými jevy. Rovněž musí být vybrána vhodná strategie řízení stroje.

Takto koncipovaný model, umožňuje zjistit maximální momentovou charakteristiku, účinnostní mapy a zatížení v rámci WLTP cyklu s respektováním mechaniky vozidla.

5.3.1 Střídavé ztráty ve vinutí

Zahrnutí střídavých ztrát začíná v modulu Motor-CAD výpočtem rozložení ztrát v drážce pomocí FEA. Dle manuálu pro software Motor-CAD je vhodné střídavé ztráty vypočítat při maximálních otáčkách a maximálním proudu, tedy v daném případě 12000 ot/min a amplitudě statorového proudu 620 A. Pro tyto hodnoty jsou vířivé proudy a efekt blízkosti vodičů dominantní.

Motor-CAD



Obr. 5.12 Rozložení střídavých ztrát ve vinutí při 12000 ot/min, 620 A peak

Pro snížení výpočetního času je v Motor-CAD zaveden výpočet pomocí metody Hybrid FEA. Hybrid FEA vychází z analytického odhadu hodnoty střídavých ztrát[11].

$$\Delta P_{AC} = l_{ac} \frac{\pi h_c^4 \sigma (\omega B)^2}{128} \quad (5.1)$$

$$\Delta P_{AC} = l_{ac} \frac{w_r h_r^4 \sigma (\omega B)^2}{24} \quad (5.2)$$

Kde l_{ac} je aktivní délka vodiče, B magnetická indukce ω úhlová frekvence, v (5.1) h_c průměr vodiče pro vodiče kruhového profilu, h_r výška vodiče a w_r šířka vodiče pro obdélníkové vodiče.

Při použití hybridní FEA tedy nejsou modelovány vodiče, ale k výpočtu je použita hodnota magnetické indukce v drážce a výpočet vzorcem (5.1), nebo (5.2).

5.3.2 Výběr strategie řízení

Vložením permanentních magnetů do rotorových bariér synchronního reluktančního stroje dochází k záměně os d a q . V principu tedy stroj stává podobný synchronnímu stroji s permanentními magnety uloženými uvnitř rotoru (IPMSM). Avšak díky tomu, že rotor byl navržen tak aby poměr indukčností L_d/L_q před vložením magnetů byl velký, dochází k tomu, že tato konfigurace vykazuje větší podíl reluktančního momentu, než běžné synchronní stroje s permanentními magnety uloženými uvnitř rotoru. Tedy pokud se reluktanční část momentu podílí na celkovém momentu víc než moment vytvořený permanentními magnety, říkáme tomuto stroji synchronní reluktanční s pomocnými magnety, popř. kompenzovaný synchronní reluktanční (PMaSynRM).

Z velké podobnosti IPMSM a PMaSynRM vychází i fakt, že jejich řízení je prakticky stejné. V Motor-CAD jsou na výběr 2 metody řízení a ty jsou MTPA (Maximum torque per ampere) a ME (Maximum efficiency). Tyto metody dále budou obecně popsány.

Řízení pomocí MTPA vychází z minimalizace statorového proudu při požadovaném momentu. Moment stroje můžeme dle [9] vyjádřit v poměrných jednotkách jako:

$$M = i_s \psi_{PM} \sin \gamma - i_s^2 \sin 2\gamma \left(\frac{L_d - L_q}{2} \right) \quad (5.3)$$

Dále musíme zavést proudový a napěťový limit střídače.

$$i_s = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} \leq i_{s,max} \quad (5.4)$$

$$u_s = \sqrt{u_d^2 + u_q^2} \leq u_{s,max} \approx \frac{U_{DC}}{\sqrt{3}} \quad (5.5)$$

Nalezení optimálních proudů i_d a i_q lze docílit, derivací momentu M v rovnici (5.3) podle úhlu statorového proudu γ a položení této derivace rovno nule.

$$\frac{dM}{d\gamma} = i_s \psi_{PM} \sin\gamma - i_s^2 \sin 2\gamma \left(\frac{L_d - L_q}{2} \right) = 0 \quad (5.6)$$

Řešením rovnice (5.6) získáme proudy i_d a i_q .

$$i_{dMTPA} = \frac{\psi_{PM} - \sqrt{\psi_{PM}^2 + 8(L_q - L_d)^2 |i_{sMTPA}|^2}}{4(L_q - L_d)} \quad (5.7)$$

$$i_{qMTPA} = \sqrt{|i_{sMTPA}|^2 - i_{dMTPA}^2} \quad (5.8)$$

Při vyšších otáčkách, kde by indukované napětí přesahovalo maximální napětí střídače, je nutné realizovat odbuzování permanentních magnetů. Výpočet složek proudů je následovný:

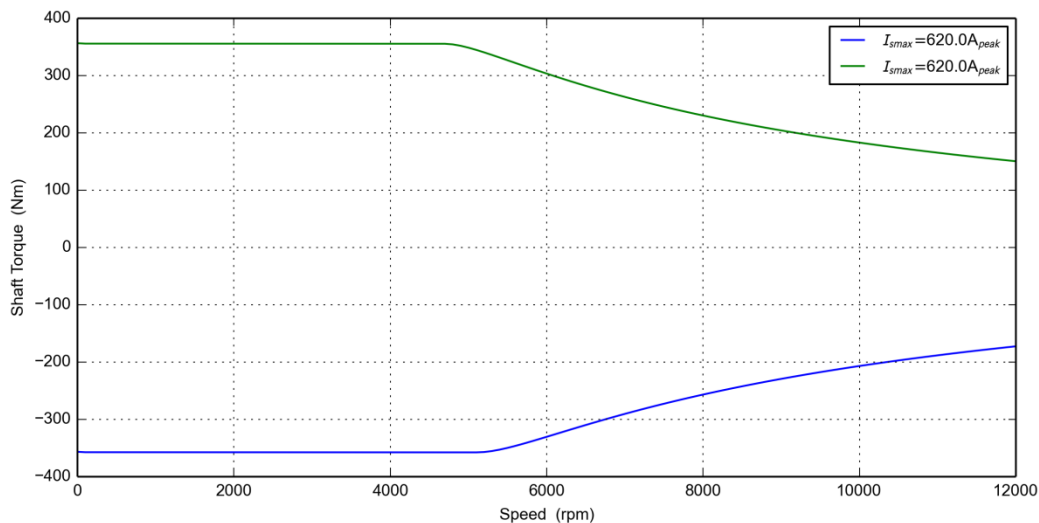
$$i_{dFW} = \frac{L_d \psi_{PM} - \sqrt{(L_d \psi_{PM})^2 + (L_q - L_d)^2 (\psi_{PM}^2 + L_q^2 i_{sFW}^2 - u_{s,max}^2 / \omega_s)}}{L_q^2 - L_d^2} \quad (5.9)$$

$$i_{qFW} = \sqrt{|i_{sFW}|^2 - i_{dFW}^2} \quad (5.10)$$

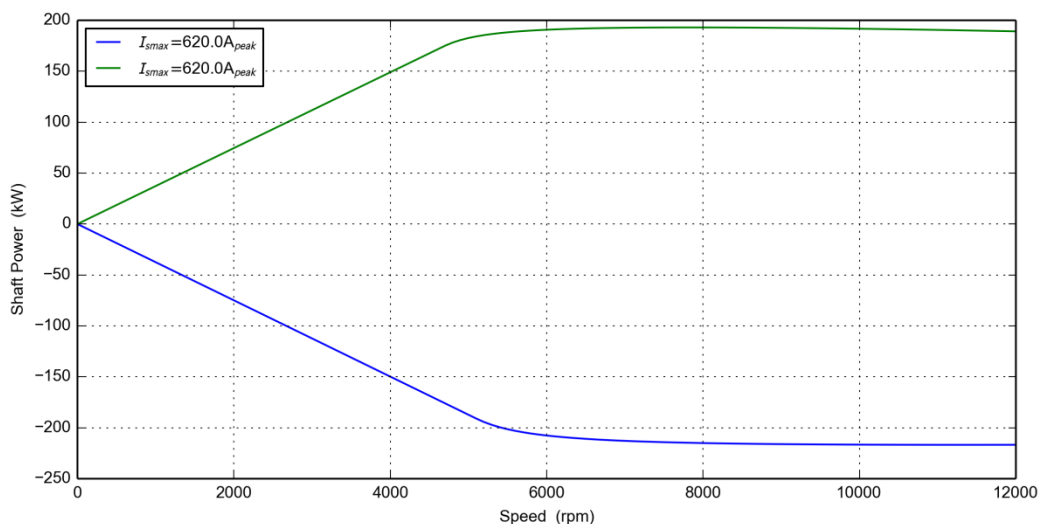
Získání optimálních proudů i_d a i_q pro metodu ME je v podstatě stejný jako u MTPA. U ME je vycházeno z myšlenky, že elektrické ztráty (ztráty v železe a ztráty ve vinutí) lze definovat, jako funkci optimálního proudu i_d . Derivací této funkce podle proudu i_d a položení této derivace rovno nule, získáme optimální nastavení i_d a i_q . Přesné odvození této metody je popsáno v [10].

5.3.3 Maximální momentová charakteristika, křivka špičkového výkonu

Maximální přípustná amplituda statorového proudu byla zvolena 620 A, tato hodnota zaručí, že trakční motor je schopen dodat dostatečný moment pro požadované zrychlení elektromotoru.



Obr. 5.13 Momentová charakteristika pro amplitudu statorového proudu 620 A, v režimu motor a generátor, řízení MTPA



Obr. 5.14 Křivky výkonu pro amplitudu statorového proudu 620 A, v režimu motor a generátor, řízení MTPA

Pro metodu řízení ME, jsou křivky na Obr. 5.13 a 5.14 totožné, proto nejsou uvedeny.

Z vypočtených křivek, lze také provést kontrolní výpočet zrychlení elektromobilu. Dosazením vypočtené křivky výkonu z Obr. 5.14 do rovnice (3.11) a s respektováním účinnosti mechanického převodu definované rovnicí (3.11).

$$\int \frac{\vartheta m}{\frac{P_{max}(v)\eta_m}{v} - f_r m g - \frac{1}{2} c_d \rho A_f (v + v_v)^2} dv = \int dt \quad (5.11)$$

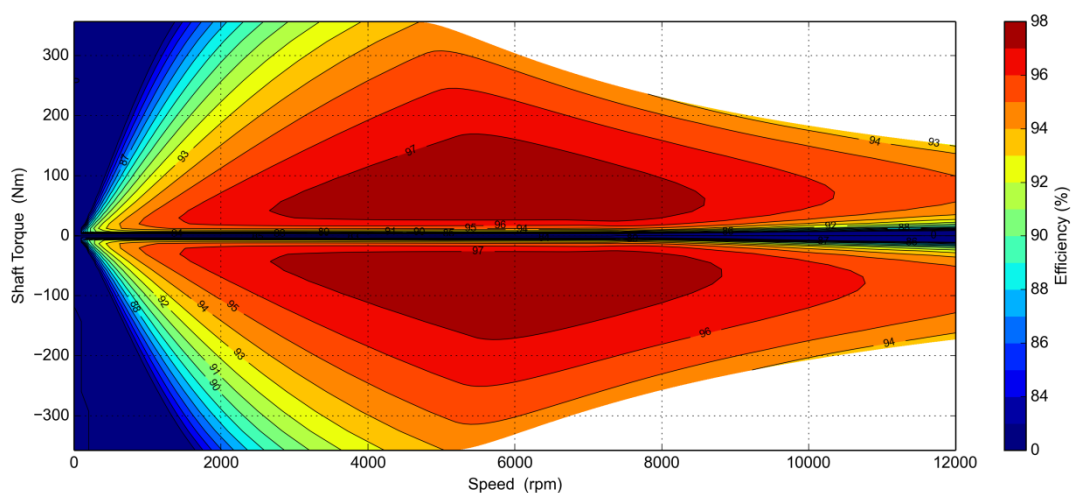
Otáčky motoru musí být přepočítané na rychlost vozidla.

$$v = 2\pi \frac{n}{60i} r_k \quad (5.12)$$

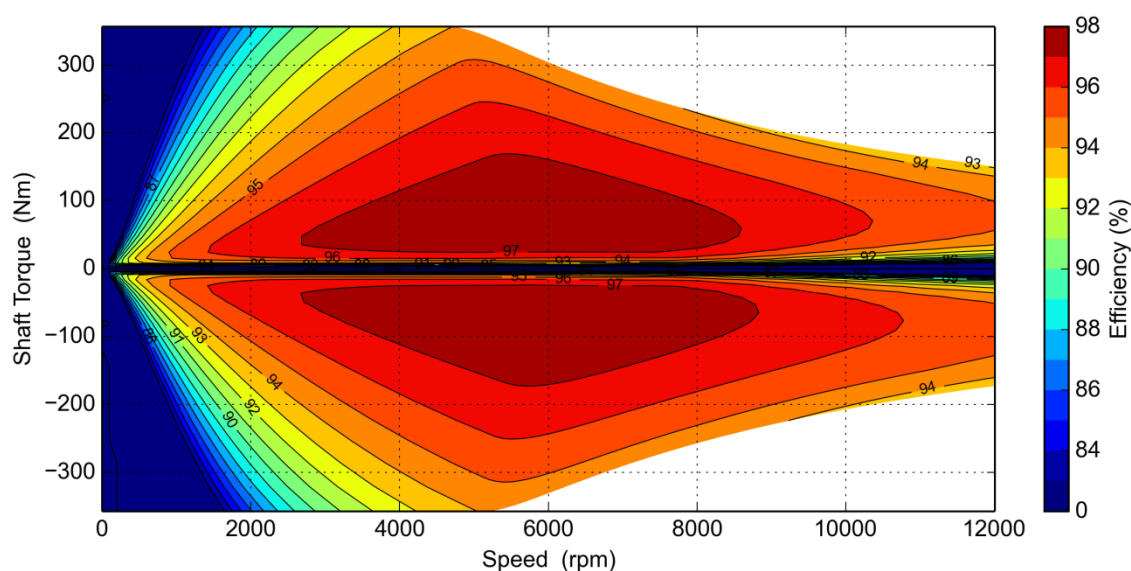
Pro představené křivky na obr. 5.13, popř. obr. 5.14 a vozidlo popsané v Tab. 3.2 výpočtem (5.11) získáváme zrychlení vozidla z 0 na 100 km/h za 8,07s

5.3.4 Účinnostní mapy

Účinnostní mapy vyjadřují závislost účinnosti stroje na pracovním bodě definovaným točivým momentem M a otáčivou rychlostí n.



Obr. 5.15 Účinnostní mapa stroje, řízení MTPA

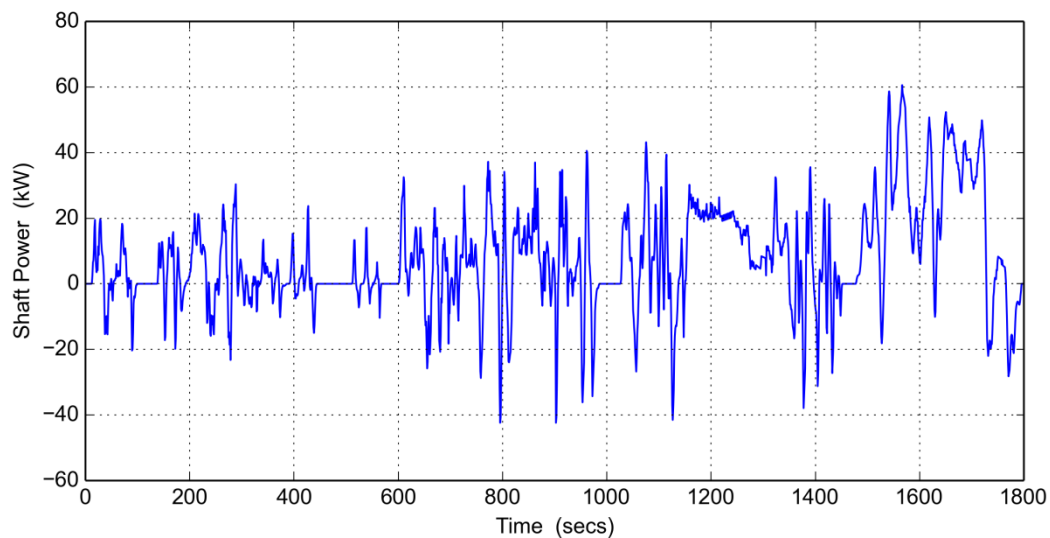


Obr. 5.16 Účinnostní mapa stroje, řízení ME

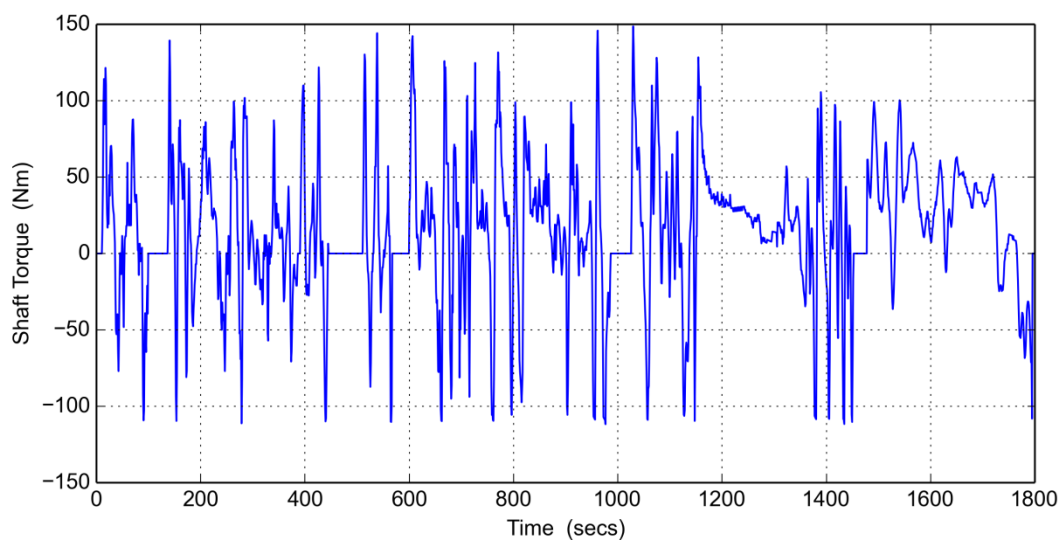
V účinnostních mapách jsou jen nepatrné rozdíly v účinnosti, avšak tyto rozdíly mohou při analýze jízdního cyklu mít vliv na spotřebu elektromobilu.

5.3.5 Analýza jízdního cyklu

Jízdní cyklus, který je analyzován je WLTP class 3, parametry vozidla jsou popsány v Tab. 3.2.

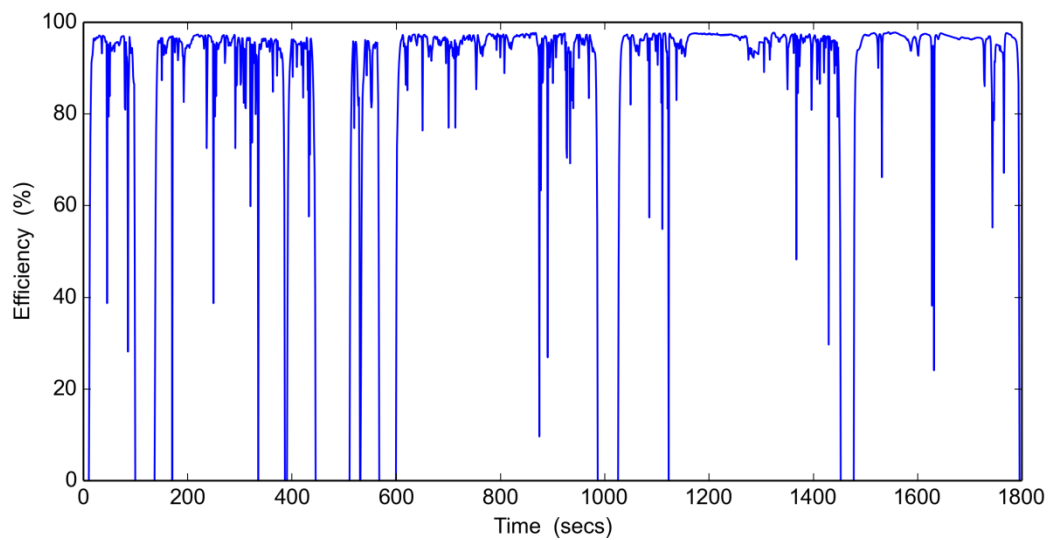


Obr. 5.17 Výkon na hřídeli během WLTP cyklu

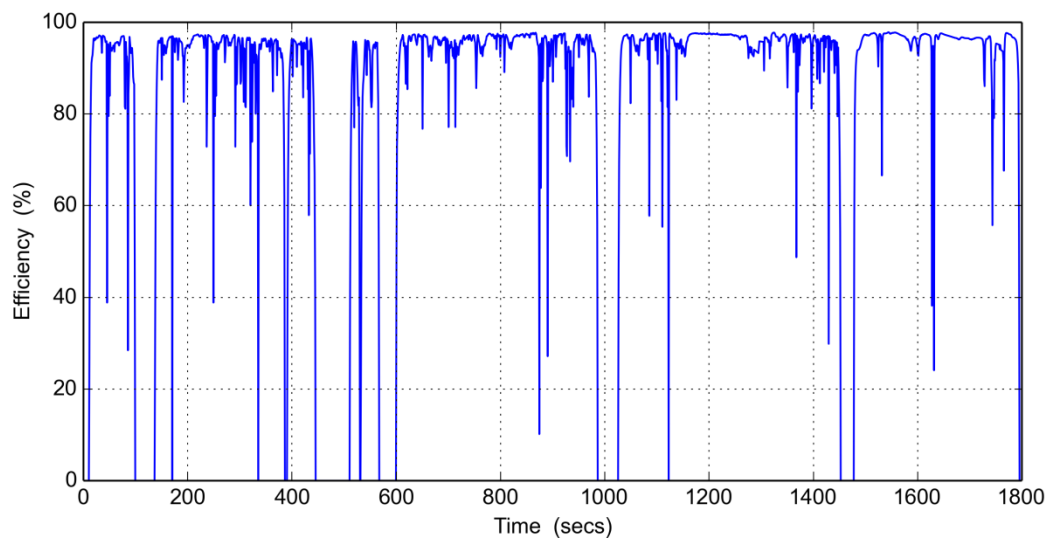


Obr. 5.18 Moment na hřídeli během WLTP cyklu

Na obr. 5.17 je zobrazen výkon dodávaný motorem mechanické soustavě vozidla při jízdě podle WLTP class 3 cyklu. Na obr. 5.18 je zátěžný moment.



Obr. 5.19 Účinnost stroje během WLTP cyklu, řízení MTPA



Obr. 5.20 Účinnost stroje během WLTP cyklu, řízení ME

Duty Cycle Data	
	Value
Average Efficiency (Energy Use) (%)	96.36
Average Efficiency (Point by Point) (%)	93.76
Electrical Input Energy (Wh)	5121.57
Shaft Motoring Energy (Wh)	4942.47
Electrical Output (Recovered) Energy (Wh)	1135.17
Shaft Generating Energy (Wh)	1185.33
Total Loss (Wh)	229.26
Copper Loss (Wh)	125.68
Iron Loss (Wh)	78.82
Magnet Loss (Wh)	0.07
Mechanical Loss (Wh)	24.69
Motoring Operation (%)	76.11
Generating Operation (%)	23.89

Tab. 5.4 Číselné výsledky pro WLTP cyklus, řízení MTPA

Duty Cycle Data	
	Value
Average Efficiency (Energy Use) (%)	96.39
Average Efficiency (Point by Point) (%)	93.81
Electrical Input Energy (Wh)	5120.36
Shaft Motoring Energy (Wh)	4942.48
Electrical Output (Recovered) Energy (Wh)	1135.38
Shaft Generating Energy (Wh)	1185.33
Total Loss (Wh)	227.83
Copper Loss (Wh)	126.97
Iron Loss (Wh)	76.10
Magnet Loss (Wh)	0.07
Mechanical Loss (Wh)	24.69
Motoring Operation (%)	76.11
Generating Operation (%)	23.89

Tab. 5.5 Číselné výsledky pro WLTP cyklus, řízení ME

Z tabulek 5.4 a 5.5 jsou zřejmé hodnoty průměrné účinnosti, spotřebované energie a ztrát pohonu při jízdě vozidla WLTP class 3 cyklem. Dále je vidět, že řízení pomocí metody ME je dosaženo vyšší průměrné účinnosti. Avšak zlepšení účinnosti není výrazné, při celém WLTP cyklu lze uspořit jen cca 1 Wh celkové spotřebované energie.

6 Závěr

V diplomové práci byl představen postup pro dimenzování a návrh trakčního motoru pro lehké osobní elektrické vozidlo 2000 kg, zrychlení 0-100km/h 8,1s, max. rychlost 180 km/h.

Na základě analýzy mechaniky vozidla a z výpočtu jízdních odporů při různých jízdních stavech byla stanovena jmenovitá a špičková hodnota výkonu trakčního motoru, tyto hodnoty jsou 100 resp. 160kW.

Posuzovaným typem trakčního motoru byl synchronní reluktanční stroj s pomocnými permanentními magnety PMSynRM, který je v oboru elektromobility v současnosti nejčastějším předmětem vývoje.

Vlastní elektromagnetický návrh stroje byl proveden variantně. Prvotní návrh a finální varianta geometrie jsou popsány v kapitole 4.

Pro detailní analýzu vlastností stroje byl aplikován program Motor-CAD.

Hlavním předmětem analýzy bylo provést kontrolu splnění požadavků na maximální točivý moment, tak aby bylo dosaženo požadované dynamiky vozidla, odolnosti permanentních magnetů vůči demagnetizaci a dobré účinnosti stroje v co nejširší otáčkové oblasti.

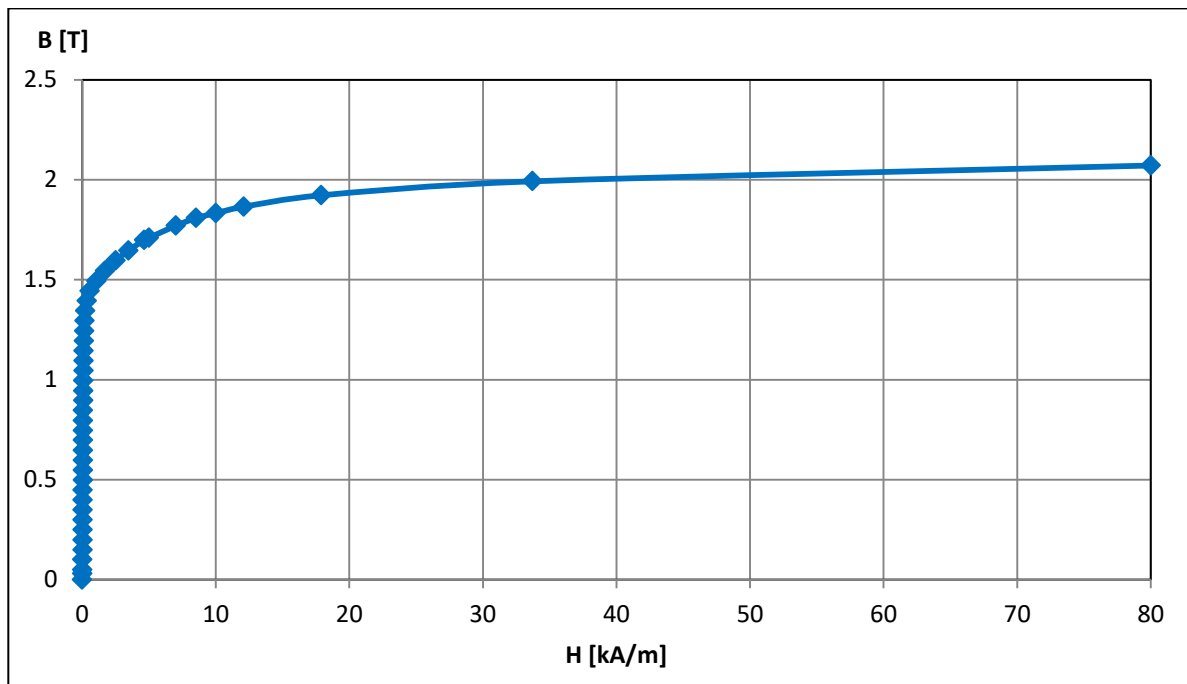
V podkapitole 5.1 byla provedena kontrola elektromagnetického návrhu stroje při maximálním zatížení (345 Nm, 4700 ot/min). Z kontroly vyplývají dvě skutečnosti, které by mohly být v budoucnu předmětem další optimalizace stroje. Jedná se o možnost omezení velikosti zvlnění momentu a obsah vyšších harmonických magnetické indukce ve vzduchové mezeře.

Kontrola odolnosti permanentních magnetů vůči demagnetizaci byla provedena při třífázovém zkratu a teplotě magnetů 150°C. Výpočtem bylo zjištěno, že k nevratné demagnetizaci nedojde v žádné části permanentních magnetů.

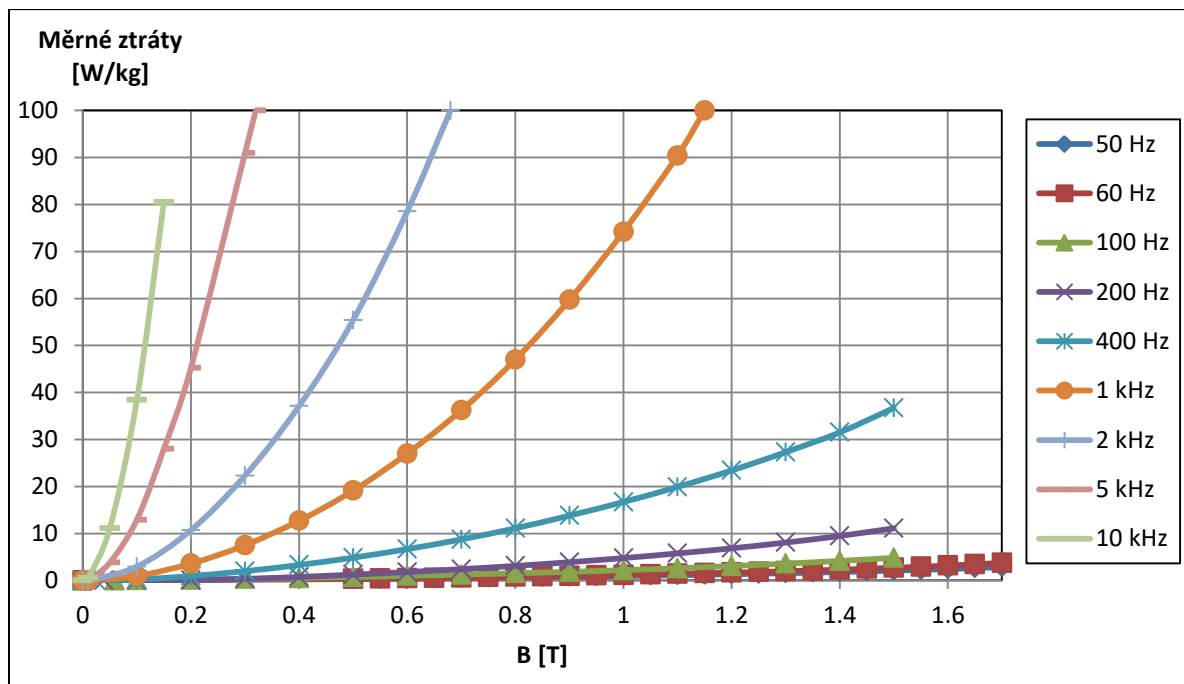
V podkapitole 5.3 byla provedena analýza chování stroje v celé pracovní oblasti resp. plném rozsahu otáček. Bylo možno konstatovat, že maximální moment při rozjezdu vozidla je dostatečný, pro akceleraci z 0 na 100 km/h za méně, než požadovaných 8,1s (výpočtem byla získána hodnota 8,07s).

Předmětem sekce 5.3.4 byly kalkulace tzv. účinnostních map pro strategie řízení MTPA a ME. Dále zde byla také analyzována práce stroje při jízdním cyklu WLTP class 3, spotřeba vozidla a průměrná účinnost pohonu pro obě řídicí strategie jsou uvedeny v tabulkách 5.4 a 5.5. Výsledkem těchto analýz bylo zjištění, že při strategie řízení ME lze dosáhnout nevýrazného zvýšení účinnosti v porovnání se strategií řízení MTPA.

Příloha A – Materiálové vlastnosti 35JNE230



Obr. A.1 BH charakteristika 35JNE230



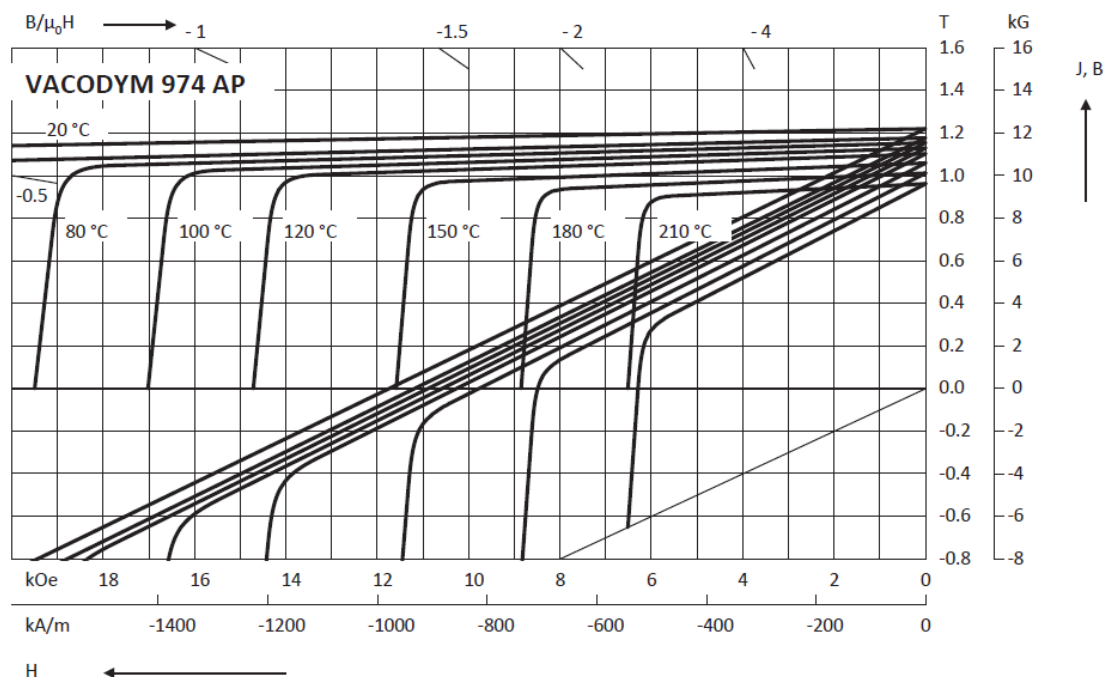
Obr. A.2 Měrné ztráty 35JNE230 v závislosti na frekvenci a magnetické indukci

Hodnoty v grafech A.1 a A.2 byly převzaty z materiálové databáze SW Ansys Electronics Desktop 2019 R3.

Šířka plechu [mm]	0,35
Hustota [kgm ⁻³]	7650
Rezistivita [Ω m]	$5,5 * 10^{-7}$

Tab. A.1 Další parametry plechu 35JNE230 [12]

Příloha B - Materiálové vlastnosti Vacodym 974AP



Obr. B.1 BH charakteristika Vacodym 974 [13]

B_r typ. [T]	1.22
B_r min. [T]	1.19
H_{cB} typ. [kA/m]	925
H_{cB} min. [kA/m]	890
H_{cJ} min. [kA/m]	2070
$(BH)_{max}$ typ. [kJ/m^3]	280
$(BH)_{maxmin}$. [kJ/m^3]	265
tep. koeficient B_r [%/°C]	-0,102
tep. koeficient H_{cJ} [%/°C]	-0,467
Hustota [kg/m^3]	7700
T max [°C]	210
Rezistivita [Ωm]	$1,5 * 10^{-6}$

Tab. B.1 Charakteristické vlastnosti Vacodym 974AP při teplotě 20°C [13]

Seznam literatury

- [1] PYRHÖNEN, Juha, Tapani JOKINEN a Valéria HRABOVCOVÁ. Design of rotating electrical machines. 2nd. Chichester: Wiley, 2014. ISBN 1118581571;9781118581575
- [2] VLK, František. Dynamika motorových vozidel: jízdní odpory : hnací charakteristika : brzdění : odpružení : říditelnost : ovladatelnost : stabilita. Brno: Nakladatelství a vydavatelství Vlk, 2000. ISBN 80-238-5273-6.
- [3] EHSANI, Mehrdad, Yimin GAO a Ali EMADI. Modern electric, hybrid electric, and fuel cell vehicles: fundamentals, theory, and design. 2nd ed. Boca Raton: CRC Press, c2010. Power electronics and applications series. ISBN 978-1-4200-5398-2.
- [4] BekheiraTabbache, SofianeDjebbari, AbdelazizKheloui, Mohamed Benbouzid. A Power Presizing Methodology for Electric Vehicle Traction Motors. International Review on Modelling and Simulations, 2013, 6 (1), pp.29-32. hal-00874371
- [5] KOBRLÉ, Pavel, Jiří PAVELKA a České vysoké učení technické v Praze. Elektrotechnická fakulta. Elektrické pohony a jejich řízení. 3. přepracované vydání. V Praze: České vysoké učení technické, 2016. ISBN 8001060071;9788001060070
- [6] LópezTorres, C. "Analysis and implementation of a methodology for optimal PMSM design taking into account performances and reliability". Tesi doctoral, UPC, Departament d'Enginyeria Elèctrica, 2018. Available at: <<http://hdl.handle.net/2117/121037>>
- [7] P. Niazi, H. A. Toliyat, D. Cheong and J. Kim, "A Low-Cost and Efficient Permanent-Magnet-Assisted Synchronous Reluctance Motor Drive," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 43, no. 2, pp. 542-550, March-april 2007.
- [8] R. Moghaddam and F. Gyllensten, "Novel High-Performance SynRM Design Method: An Easy Approach for a Complicated Rotor Topology," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 9, pp. 5058-5065, Sept. 2014.
- [9] PYRHONEN, Juha, Valeria HRABOVCOVA a R. S. SEMKEN. *Electrical Machine Drives Control: An Introduction* [online]. New York: John Wiley & Sons, Incorporated, 2016. ISBN 1119260450;9781119260455;.
- [10] S. Morimoto, Y. Tong, Y. Takeda and T. Hirasu, "Loss minimization control of permanent magnet synchronous motor drives," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 41, no. 5, pp. 511-517, Oct. 1994, doi: 10.1109/41.315269.
- [11] Motor-CAD Software Tutorial: Calculating AC Winding Losses in Motor-CAD, Motor Design Limited, 2020
- [12] Produktový katalog křemíkových ocelí JFE Steel, dostupný na: https://www.jfe-steel.co.jp/en/products/electrical/product/n_core.php

[13]Produktový katalogpermanentních magnetů Vacodym a Vacomax, dostupný na:

[https://www.vacuumschmelze.com/Products/Permanent-Magnets/NdFeB-Magnets---](https://www.vacuumschmelze.com/Products/Permanent-Magnets/NdFeB-Magnets---VACODYM)
VACODYM