



ČESKÉ VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V PRAZE

Fakulta elektrotechnická

Katedra elektrických pohonů a trakce

Synchronní stroj s permanentními magnety v axiálním provedení

Diplomová práce

Studijní program: Elektrotechnika, energetika a management

Studijní obor: Elektrické stroje, přístroje a pohony

Vedoucí práce: Ing. Karel Buhr, Csc.

Daniel Misak

Praha 2020

I. OSOBNÍ A STUDIJNÍ ÚDAJE

Příjmení: **Misak** Jméno: **Daniel** Osobní číslo: **434940**
Fakulta/ústav: **Fakulta elektrotechnická**
Zadávací katedra/ústav: **Katedra elektrických pohonů a trakce**
Studijní program: **Elektrotechnika, energetika a management**
Studijní obor: **Elektrické stroje, přístroje a pohony**

II. ÚDAJE K DIPLOMOVÉ PRÁCI

Název diplomové práce:

Synchronní stroj s PM v axiálním uspořádání

Název diplomové práce anglicky:

Permanent Magnet Synchronous Machine with axial orientation of PM

Pokyny pro vypracování:

1. Vypracujte rešerši současného stavu techniky
2. Proveďte elektromagnetický návrh stroje, využijte modul Ansys - RMXprt
3. Navrhněte 3D model pro MKP simulace
4. Proveďte simulace funkce stroje v ANSYS Maxwell 3D.
5. Analyzujte vypočtená data.

Seznam doporučené literatury:

- [1] Pyrhonen J., Jokinen T., Hrabovcová V., Design of Rotating Electrical Machines, John Wiley & Sons 2014
- [2] Hrabovcová V., Janoušek L., Rafajdus P., Ličko M., Moderné elektrické stroje, Zilina, 2001
- [3] Manuály ANSYS RMXprt, Maxwell 3D, Techsoft-engineering 2017

Jméno a pracoviště vedoucí(ho) diplomové práce:

Ing. Karel Buhr, CSc., katedra elektrických pohonů a trakce FEL

Jméno a pracoviště druhé(ho) vedoucí(ho) nebo konzultanta(ky) diplomové práce:

Datum zadání diplomové práce: **30.01.2019**

Termín odevzdání diplomové práce: **07.01.2020**

Platnost zadání diplomové práce: **20.09.2020**

Ing. Karel Buhr, CSc.
podpis vedoucí(ho) práce

podpis vedoucí(ho) ústavu/katedry

prof. Ing. Pavel Ripka, CSc.
podpis díkana(ky)

III. PŘEVZETÍ ZADÁNÍ

Diplomant bere na vědomí, že je povinen vypracovat diplomovou práci samostatně, bez cizí pomoci, s výjimkou poskytnutých konzultací. Seznam použité literatury, jiných pramenů a jmen konzultantů je třeba uvést v diplomové práci.

Datum převzetí zadání

Podpis studenta

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.

V Praze, dne

.....

podpis

Abstrakt

Práce se zabývá synchronním motorem s permanentními magnety v axiálním provedení. Jejím cílem je pokusit se za použití simulačního softwaru Ansys Electronics optimalizovat provedení skutečného axiálního motoru, jenž slouží k pohonu ventilátoru.

Abstract

Diploma thesis focuses on axial flux permanent magnet synchronous motors. It's main goal is improving an actual existing motor intended for use as a drive for an axial ventilator. For this objective Ansys Electronics software is used.

Poděkování

Chtěl bych poděkovat Ing. Karlu Buhrovi, CSc. za odborné vedení mé diplomové práce, za množství rad a zejména trpělivost při řešení problémů spojených se simulacemi. Poděkování patří rovněž mé rodině a přátelům za jejich podporu.

Klíčová slova

Axiální synchronní motor, permanentní magnet, Ansys Electronics, deska plošného spoje, zvlnění momentu

Key words

Axial flux machine, permanent magnet, Ansys Electronics, printed circuit board, torque ripple

Obsah

1	EC motory obecně.....	14
2	Axiální synchronní motor	16
2.1	Statorové vinutí	16
2.2	Provedení magnetického obvodu	16
2.2.1	Uspořádání s jedním rotorem a jedním státorem.....	16
2.2.2	Dvoustranný stator s vnitřním rotorem	17
2.2.3	Dvoustranný rotor s vnitřním státorem s magnetickým obvodem.....	18
2.2.4	Dvoustranný rotor se státorem bez magnetického obvodu	19
2.3	Druhy vinutí.....	20
2.3.1	3fázové rozložené vinutí uložené v drážkách.....	20
2.3.2	3f rozložené vinutí bez magnetického obvodu.....	22
2.3.3	Toroidní vinutí	22
2.3.4	Nepřekrývající se vinutí.....	23
2.4	Orientace permanentních magnetů	24
2.5	Porovnání radiálních a axiálních elektrických strojů	25
2.6	Moment synchronního stroje	27
2.7	Ztráty v železe.....	28
2.8	Permanentní magnety	29
2.8.1	Feritové magnety	29
2.8.2	Alnico	30
2.8.3	Magnety ze vzácných zemin	30
3	ANSYS Electronics.....	32
4	Popis zkoumaného motoru a pohonu	34
4.1	Pohon.....	34
4.2	Motor	34
5	Tvorba a provedení simulací	36
5.1	Tvorba modelu motoru	36
5.1.1	RMxpřt.....	36
5.1.2	Ruční tvorba.....	41
5.1.3	Popis zkoumaných vinutí.....	42
5.2	Vyšetření cest magnetického indukčního toku	45
5.3	Vyšetření velikosti magnetické indukce ve vzduchové mezeře	53
5.4	Vyšetření průběhu indukovaného napětí	56
5.4.1	Tvorba a nastavení simulace	56
5.4.2	Výsledky simulací	58

5.5	Zhodnocení průběhu momentu	62
5.5.1	Simulace v „ručně“ vytvořeném modelu	62
5.5.2	Simulace v upraveném modelu z RMXprt.....	64
5.5.3	Simulace v původním modelu z RMXprt	71
5.6	Vyšetření využití magnetického obvodu	73
5.6.1	Motor se soustředným vinutím.....	73
5.6.2	Motor z RMXprt.....	74
5.7	Výpočet ztrát.....	76
5.7.1	Motor se soustředným vinutím.....	76
5.7.2	Motor z RMXprt.....	77
6	Závěr	79
7	Citovaná literatura.....	81
8	Přílohy	83
8.1	Magnetická indukce ve vzduchové mezeře	83
8.2	Harmonická analýza indukovaných napětí	84
8.3	Kompletní parametry stroje z RMXprt.....	88
8.4	Analyticky vypočtené charakteristiky stroje z RMXprt	93

Seznam obrázků

Obrázek 1- porovnání radiální a axiální konstrukce [1].....	14
Obrázek 2- AFPM motor s jedním státorem a rotorem [4]	17
Obrázek 3- AFPM motor s vnitřním rotorem a dvěma statory [4]	18
Obrázek 4 - vnitřní stator s magnetickým obvodem se dvěma rotory [4]	19
Obrázek 5 - stator bez magnetického obvodu se dvěma rotory [4]	20
Obrázek 6 - 3f rozložené vinutí [5].....	21
Obrázek 7 - stator s toroidním vinutím [4].....	22
Obrázek 8 - nepřekrývající se rozložené vinutí [9].....	23
Obrázek 9 - NS a NN provedení AFPM motoru [10]	24
Obrázek 10 - Teslův motor [5]	25
Obrázek 11- AFPM motor YASA [12].....	26
Obrázek 12 - historický vývoj magnetických materiálů [16]	31
Obrázek 13 - dostupné typy strojů v RMXprt	32
Obrázek 14 - zkoumaný motor	35
Obrázek 15 - whole coiled a half coiled provedení vinutí.....	36
Obrázek 16 - schematické rozložení vinutí ve drážkách.....	37
Obrázek 17 - provedení vinutí a magnetického obvodu	38
Obrázek 18 - výsledný 3D model z RMXprt (statorové jho neviditelné)	39
Obrázek 19 - parametrizace výpočetních nastavení.....	39
Obrázek 20 - ručně vytvořený model motoru.....	41
Obrázek 21 - navržená vinutí	43
Obrázek 22 - znázornění cest magnetického indukčního toku	45
Obrázek 23 - Fields calculator.....	46
Obrázek 24 - původní geometrie	47
Obrázek 25 - geometrie s magnety o větším průměru	48
Obrázek 26 - geometrie s magnety kapkovitého tvaru.....	49
Obrázek 27 - graf závislosti nevyužitého toku pro kruhové magnety.....	50
Obrázek 28 - graf závislosti nevyužitého toku pro lichoběžníkové magnety.....	51
Obrázek 29 – vzdálenost mezi magnety.....	52
Obrázek 30 – průběhy velikosti magnetické indukce ve vzduchové mezeře	54
Obrázek 31 - závislost magnetické indukce na vzduchové mezeře	55
Obrázek 32 - nastavení výpočetní sítě	57
Obrázek 33 - model pro vyšetření indukovaného napětí se zobrazenou velikostí magnetické indukce	58
Obrázek 34 - podoba výpočetní sítě.....	58
Obrázek 35 - indukovaná napětí pro typy 1, 3 a 4.....	59
Obrázek 36 - indukované napětí pro typ 2	60
Obrázek 37 - výpočetní síť – jemné rozlišení.....	63
Obrázek 38 - průběh momentu při přechodném ději	65
Obrázek 39 - chybové hlášení při ukončeném výpočtu	65
Obrázek 40 - průběhy momentů pro typy 2,3 a 4 s kruhovými magnety	66
Obrázek 41 - průběhy momentů pro typy 2,3 a 4 s lichoběžníkovými magnety	67
Obrázek 42 - průběh spřaženého toku pro dva tvary magnetů	68
Obrázek 43 - průběh proudů pro typ 2	69
Obrázek 44 - průběh momentu pro typ s hliníkovým držákem magnetů	69
Obrázek 45 - provedení motoru s hliníkovým držákem magnetů.....	70
Obrázek 46 - průběh momentu pro motor z RMXprt	71
Obrázek 47 - průběh statorových proudů.....	72
Obrázek 48 - zobrazení magnetické indukce v rotorovém jhu	73
Obrázek 49 - BH křivka oceli M19_24G, zeleně aproximace za zadanými parametry	74

Obrázek 50 – zobrazení magnetické indukce ve statorovém jhu – stroj z RMXprt.....	74
Obrázek 51 - zobrazení magnetické indukce v rotorovém jhu - stroj z RMXprt.....	75
Obrázek 52 - průběh ztrát v železe u stroje se soustředným vinutím.....	76
Obrázek 53 - ztráty vířivými proudy v hliníkovém díle.....	77
Obrázek 54 - průběh hysterézních ztrát a ztrát vířivými proudy	77

Seznam použitých symbolů

U	napětí	[V]
U_{if}	indukované napětí ve statorovém vinutí	[V]
Φ	magnetický indukční tok	[Wb]
f	frekvence	[Hz]
P	výkon	[W]
B	magnetická indukce	[T]
H	intenzita magnetického pole	[A/m]
I	elektrický proud	[A]
F	síla	[F]
S	plocha	[m ²]
d	průměr	[m]
t	čas	[s]
THD	total harmonic distortion	[dB]
R	elektrický odpor	[Ω]
L	indukčnost	[H]
L_d	indukčnost v příčné ose	[H]
L_q	indukčnost v podélné ose	[H]
X_d	reaktance v příčné ose	[Ω]
X_q	reaktance v podélné ose	[Ω]
M	moment	[N m]
ω	úhlová rychlost	[rad/s]
δ	zátěžný úhel	[-]
m	počet fází	[-]
N	počet závitů cívky	[-]
n	otáčky	[-]
p	počet pólů	[-]

Úvod

Axiální provedení motorů není v porovnání s klasickými, tedy radiálními typy tolik rozšířené. Existuje však velké množství provedení a dílčích konstrukčních odlišností a z nich plynoucí vlastnosti. V teoretické části jsou proto popsány druhy axiálních motorů s přihlédnutím na jejich provozní parametry. Značná pozornost je věnována zejména provedení statorového vinutí, neboť právě to má zásadní vliv na chod motoru. Rovněž se jedná o oblast, jež byla předmětem nejintenzivnějšího zkoumání v praktické části. Dále jsou shrnuty informace o magnetických materiálech pro permanentní magnety. V práci je také uveden popis používaného softwaru, tj. Ansys Electronics desktop a jeho vnitřních modulů.

Praktická část se zabývá samotnou tvorbou modelu a provedení simulací. Je zvolen dvojitý postup. Prvním je tvorba modelu v externím CAD editoru, import do Ansys Electronics a ruční tvorba a nastavení simulací. Druhým je použití modulu RMXprt, jenž slouží pomocí předdefinovaných šablon k tvorbě modelu pro téměř jakýkoliv elektrický motor. Předmětem zkoumání byla velikost a tvar rotorových magnetů s přihlédnutím k velikosti a průběhu magnetického indukčního toku a zejména provedení statorového vinutí a posouzení jeho vlivu na tvar indukovaného napětí a zvlnění hnacího momentu.

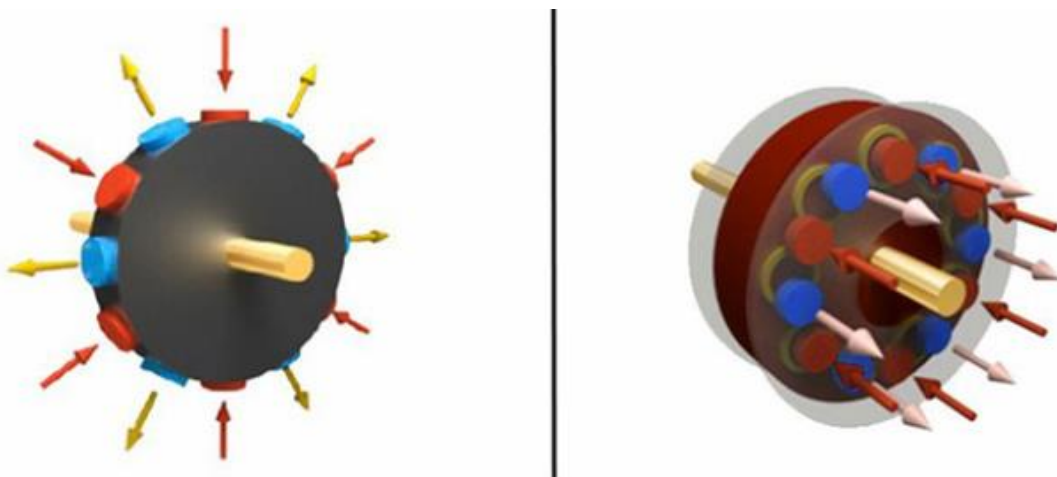
Skutečný motor, jenž je předlohou pro zkoumaný model, je motor vyráběný firmou Interdigi, a.s., sloužící k pohonu ventilátoru pro topný konvektor. Jedná se o axiální synchronní motor s permanentními magnety. Důvodem axiálního provedení jsou především kompaktní rozměry, díky nimž je motor možné zakomponovat do vnější, nosné konstrukce ventilátoru

1 EC motory obecně

Široká skupina elektricky komutovaných motorů s permanentními magnety bývá často rozdělena podle tvaru indukovaného napětí. Dle tohoto hlediska rozlišujeme motory:

- S lichoběžníkovým tvarem indukovaného napětí – jedná se o dnes hojně rozšířený BLDC motor (*brushless DC motor*). Jeho výhodou oproti druhému typu jsou nižší požadavky na řízení, neboť může být napájen napětím obdélníkového tvaru (tzv. *six-step* komutace) za cenu většího zvlnění momentu.
- Se sinusovým tvarem indukovaného napětí – v anglické literatuře je tento typ označován jako PMSM (*permanent magnet synchronous machine*). U tohoto typu je satorové vinutí rozloženo sinusově, což přináší hladší průběh momentu. Principiálně se tedy jedná o synchronní motor, jenž je buzen permanentními magnety namísto rotorového budícího vinutí.

Rozdělení na BLDC a PMSM motory se týká v první řadě statoru, zbytek konstrukce nenabývá přílišných odlišností. Zcela rozdílný pohled na provedení stroje představují konstrukce s radiálním, nebo axiálním rozložením magnetické indukce. Je třeba zmínit, že oba dříve uvedené typy (BLDC a PMSM) mohou být v radiálním i axiálním provedení. Principiální podoba obou typů je na obrázku č.1.



Obrázek 1- porovnání radiální a axiální konstrukce [1]

Motor v radiálním provedení – také označován jako RFPM (*radial flux permanent motor*) je v podstatě motor v klasickém provedení, tedy takový motor, jehož magnetický tok působí radiálním směru, tzn. kolmém ke hřídeli motoru. V dnešní době je většina elektrických strojů právě tohoto typu. RFPM motory mohou být dále rozděleny např. dle provedení statoru, resp. rotoru na stroje s vnitřním, nebo vnějším rotorem. Dalším hlediskem je rozmístění permanentních magnetů – rozlišujeme motory s vnořenými magnety a motory s magnety umístěnými na povrchu rotoru. Kromě těchto nejpodstatnějších konstrukčních hledisek existuje velké množství jiných koncepcí a rozdílností, které však nejsou předmětem této práce.

Motor v axiálním provedení – U AFPM motoru (*axial flux permanent magnet motor*) působí magnetický tok v axiálním směru. AFPM motor má typicky malou hloubku v poměru k šířce, z tohoto důvodu bývají označovány jako tzv. diskové motory. Axiální motory mají celkově kompaktnější rozměry v porovnání s RFPM stroji, což je jedna z jejich podstatných výhod. Tento typ je podrobněji popsán v následujících kapitolách.

2 Axiální synchronní motor

2.1 Statorové vinutí

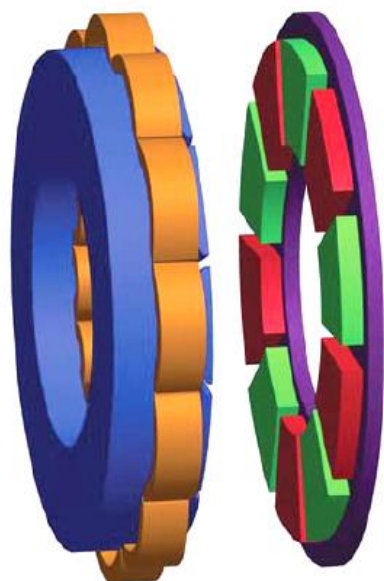
Statorové vinutí může být dvojího druhu – „drážkové“ (*slotted winding*), nebo v provedení bez drážek (*slotless winding*). V prvním případě je vinutí uloženo ve statorových drážkách. Motor s drážkovaným vinutím dosahuje vyššího momentu, neboť magnetický indukční tok je veden tzv. statorovými zuby, jenž mají značně menší reluktanci než samotná vzduchová mezera. Na druhou stranu, přítomnost právě těchto statorových zubů může způsobovat zvlnění momentu (v anglické literatuře označovaný jako *torque ripple*), protože permanentní magnet na rotoru bude mít tendenci zaujmout takovou polohu, aby se jím vyvolaný magnetický indukční tok uzavíral právě přes tyto zuby. Zvlnění momentu se může projevit zvýšenou hlučností, snížením účinnosti či vibracemi motoru [2].

Tento negativní efekt lze odstranit při použití vinutí bez drážek. Kromě toho má vinutí bez drážek příznivý vliv na omezení hysterezních ztrát a ztrát vířivými proudy. U vinutí uloženého v drážkách vlivem střídavého magnetického indukčního vznikají v zubech magnetického obvodu hysterezní ztráty. Ty zapříčiní ohřívání motoru, a tedy snížení účinnosti. Odstraněním statorových zubů tedy dojde ke snížení indukčnosti statorového vinutí, neboť tyto zuby fungují jako magnetické jádro s nižší reluktancí. Odstranění drážek a tím pádem snížení indukčnosti může mít příznivý vliv na odezvu motoru při regulaci, jelikož časová konstanta vinutí bude nižší [2] [3].

2.2 Provedení magnetického obvodu

2.2.1 Uspořádání s jedním rotorem a jedním statorem

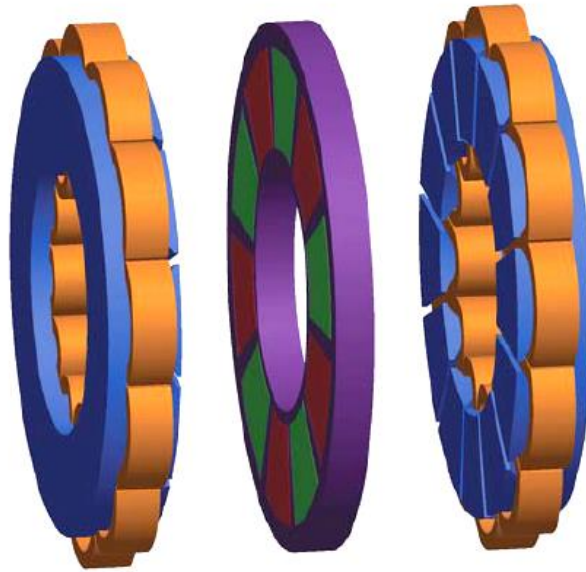
Toto uspořádání, nazývané jako *single-sided configuration* je nejjednodušší a nejlevnější způsob provedení AFPM motoru. Kromě toho však toto provedení nepřináší žádné výhody. Negativem pak je nižší produkovaný moment, neboť k interakci statorového a rotorového pole dochází jen na jedné straně [4]. Na vnějších stranách se tok zpravidla uzavírá přes statorové, respektive rotorové jho. Další nevýhodou jednostranného uspořádání jsou síly působící v axiálním směru (tj. ve směru hřídele), jež způsobují nežádoucí namáhání hřídele a ložisek a rovněž zvýšení ztrát mechanickým třením v ložiskách. Tyto síly jsou způsobeny interakcí rotorových magnetů a statorového magnetického obvodu. Stroje tohoto typu jsou používány jako generátory pro větrné elektrárny menších výkonů, či jako motory pro elektrickou trakci. Obecně však nejsou příliš rozšířené [5].



Obrázek 2- AFPM motor s jedním státorem a rotorem [4]

2.2.2 Dvoustranný stator s vnitřním rotorem

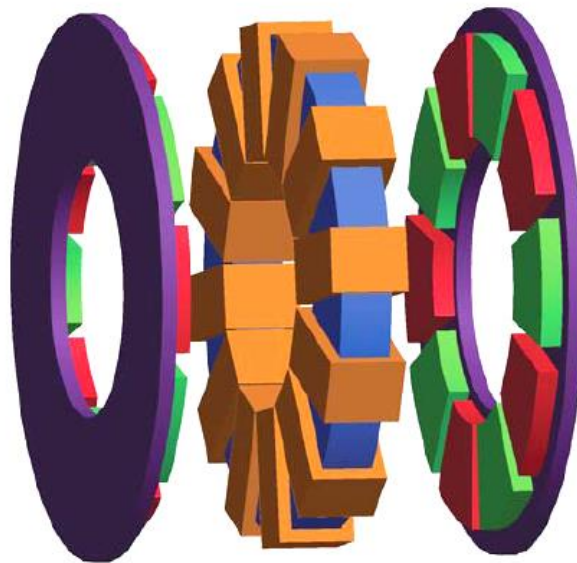
Stroj s tímto uspořádáním odstraňuje nevýhody předešlého typu. Dvoustranná konstrukce potlačuje nežádoucí síly v axiálním směru, tato skutečnost platí rovněž pro všechny dále zmíněné dvoustranné typy. Statorové vinutí je umístěno po obou stranách stroje, tzn., že jsou využity obě strany rotoru osazeného permanentními magnety a stroj tak dosahuje vyššího výkonu. Magnetický indukční tok se na obou vnějších stranách uzavírá opět přes statorové jho, což ovšem znamená, že velká část toku zůstává nevyužita [4]. Horší využití statorového vinutí znamená nižší účinnost strojů této topologie, což představuje jejich hlavní nevýhodu. Ve statorovém jhu rovněž dochází v případě provedení s magnetickým obvodem ke ztrátám v železe. Na druhou stranu, díky snadnějšímu přístupu ke statoru (oproti následujícímu typu) dochází k lepšímu odvodu tepla a chlazení vinutí [5].



Obrázek 3- AFPM motor s vnitřním rotorem a dvěma statory [4]

2.2.3 Dvoustranný rotor s vnitřním statorem s magnetickým obvodem

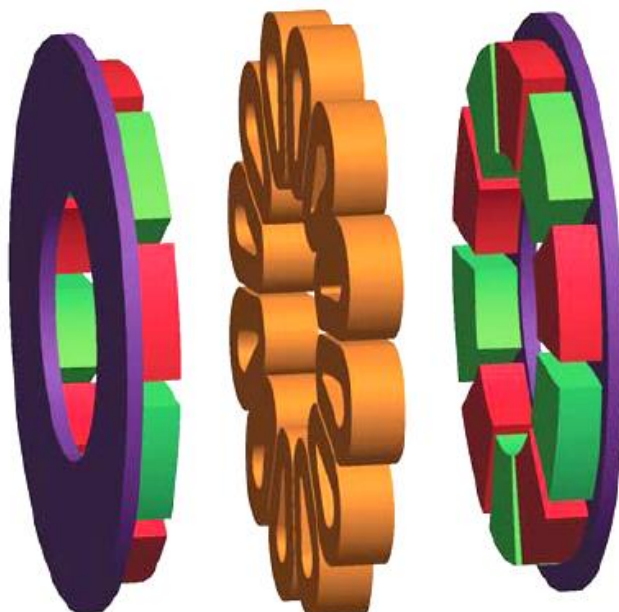
Jedná se o uspořádání v jistém smyslu opačné oproti minulému stroji. Vinutí budící tok na obě strany je uloženo mezi dva rotory s permanentními magnety. Použití pouze jednoho statoru se příznivě projeví zpravidla na spotřebě mědi. Statorové vinutí je opět navinuto na jádro, v závislosti na aplikaci s nebo bez statorových zubů. Jak již bylo zmíněno, je nutno u tohoto uspořádání počítat s horším odvodem tepla ze statoru [6]. Pro zvýšení výkonu lze přidat dodatečné magnety na vnější strany (ve smyslu radiálního směru) rotoru, čímž dochází k ještě lepšímu využití magnetického indukčního toku. Stejného cíle lze dosáhnout rovněž použitím magnetů ve tvaru „U“ [5].



Obrázek 4 - vnitřní stator s magnetickým obvodem se dvěma rotory [4]

2.2.4 Dvoustranný rotor se státorem bez magnetického obvodu

Konstrukčně se toto provedení podobá předchozímu případu, vinutí je však umístěno na magneticky nevodivém materiálu. Používá se rovněž vinutí natištěné na desce plošného spoje, v takovém případě se k motoru vztahují názvy jako *PCB (printed circuit board) motor*. Přínosem takovéto konstrukce je absence hysterezních ztrát a ztrát vířivými proudy a rovněž snížení hmotnosti stroje [5]. Z důvodů popsaných v podkapitole 2.1 *Statorové vinutí* je rovněž potlačeno zvlnění momentu. Na druhou stranu přirozeně roste reluktance cesty pro statorový magnetický tok, což může být z části kompenzováno použitím silnějších permanentních magnetů v porovnání s předešlými typy. Dalším opatřením pro snížení reluktance je zmenšení vzduchové mezery, což však klade značné požadavky na preciznost a technologii výroby [7].

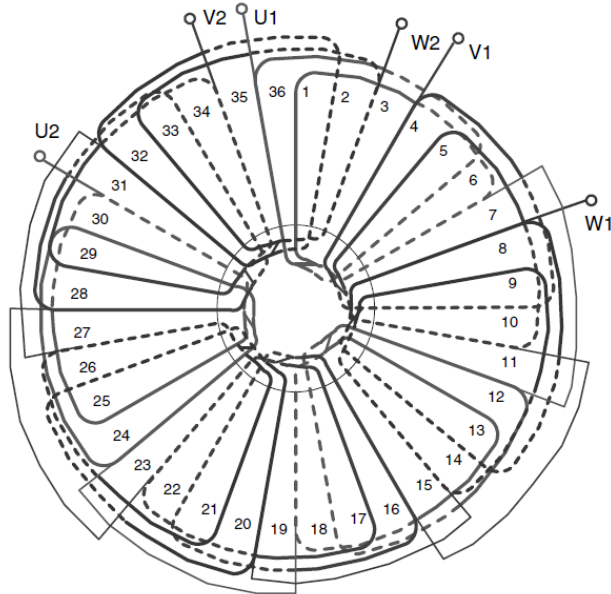


Obrázek 5 - stator bez magnetického obvodu se dvěma rotory [4]

2.3 Druhy vinutí

2.3.1 3fázové rozložené vinutí uložené v drážkách

Jedná se o vinutí odpovídající klasickým radiálním střídavým strojům, avšak v axiálním provedení. Jednotlivé cívky jsou uloženy ve statorových drážkách, počet cívek u jednovrstvého vinutí (tzn. jedna cívka v jedné drážce) je roven $s_1/2$, kde s_1 představuje počet statorových drážek. Počet cívek na fázi q je pak roven $s_1/(2m_1)$, kde m_1 je počet fází. Vinutí může být jak v cívkovém, tak ve vlnovém provedení. Příklad cívkového vinutí je na obrázku č. 6.



Obrázek 6 - 3f rozložené vinutí [5]

Analogicky s radiálním vinutím je možno definovat činitele popisující vlastnosti vinutí [8]. Prvním je činitel zkrácení kroku. Při sinusovém průběhu magnetického pole je možné efektivní hodnotu napětí indukovaného do cívky o jednom závitě vyjádřit jako

$$U_i = 4,44 \cdot \Phi \cdot f \quad (1)$$

Není-li rozteč cívky y rovna pólové rozteči τ_p , indukované napětí nabývá výrazu

$$U_i = 4,44 \cdot \Phi \cdot f \cdot \sin\left(\frac{y \pi}{\tau_p 2}\right) \quad (2)$$

Je patrné, že indukované napětí dosahuje největší hodnoty, pokud vzdálenost mezi přední a zadní stranou cívky je rovna pólové rozteči. V opačném případě velikost klesá podle výrazu $\sin\left(\frac{y \pi}{\tau_p 2}\right)$, jenž představuje činitel zkrácení kroku k_y . Je-li vinutí tvořeno několika závitů v sérii, je celkové napětí rovno geometrickému součtu napětí indukovaných v jednotlivých cívkách. Tato napětí jsou vzájemně posunuta o časový úhel α (úhel mezi fázory napětí). Poměr geometrického součtu těchto napětí k jejich aritmetickému součtu pak představuje činitel rozlohy k_r .

$$k_r = \frac{\sin\left(q \frac{\alpha}{2}\right)}{q \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right)} \quad (3)$$

Vliv obou činitelů zohledňuje tzv. činitel vinutí k_v :

$$k_v = k_y k_r \quad (4)$$

Výraz pro výslednou hodnotu efektivního indukovaného napětí má tvar

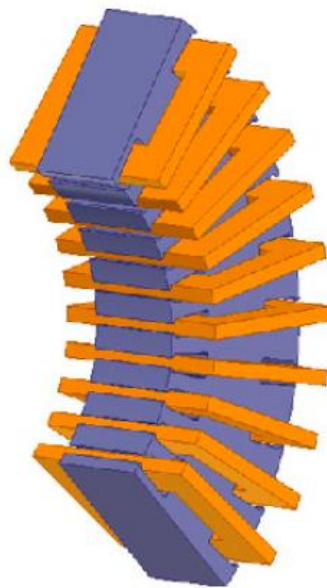
$$U_i = 4,44 \cdot \Phi \cdot f \cdot k_v \quad (5)$$

2.3.2 3f rozložené vinutí bez magnetického obvodu

Jedná se o obdobu předchozího typu, lze tedy k němu vztáhnout předchozí poznatky. Rozdíl spočívá v absenci magnetického jádra a statorových drážek. Vlastnosti plynoucí z takového provedení byly probrány v předchozích kapitolách.

2.3.3 Toroidní vinutí

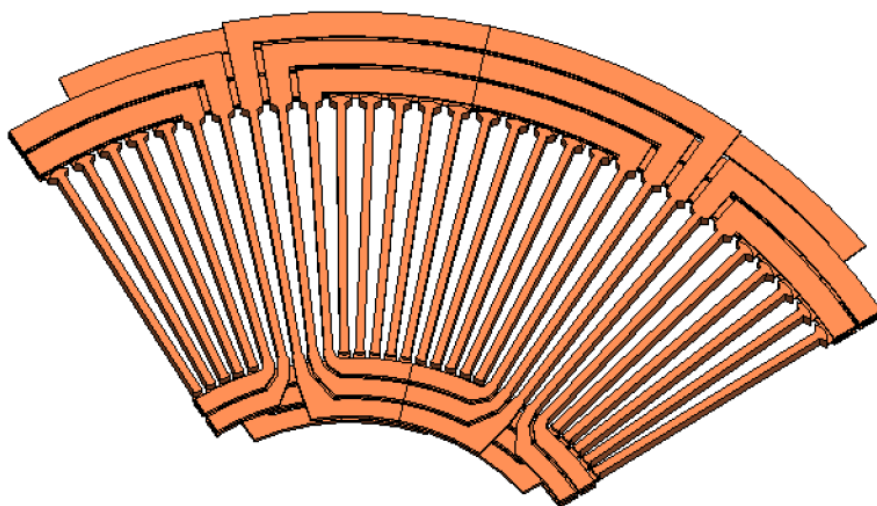
Toroidní vinutí bývá využíváno především u strojů s dvojitým rotorem typu NS (viz kapitola 4), neboť se magnetický indukční tok od rotorových magnetů na obou stranách uzavírá přes vinutí dvěma, nikoliv jednou cestou. Jednotlivé cívky jsou rovnoměrně rozloženy na statorovém jádře tak, aby cívky jedné fáze byly vždy naproti sobě [5]. Feromagnetické jádro může být v provedení drážkovaném, tak i bez drážek. V takovém případě je výhodou zejména jeho jednoduchost. Toroidní provedení má rovněž pozitivní vliv na nižší spotřebu mědi a celkový odpor z důvodu krátkých spojení sousedních cívek, jinými slovy čel vinutí [3].



Obrázek 7 - stator s toroidním vinutím [4]

2.3.4 Nepřekrývající se vinutí

Nepřekrývající se vinutí znamená, že aktivní strany cívek jedné fáze, ani jejich spojení (čela), se nepřekrývají s cívkami ostatních fází. Jedná-li se o rozložené vinutí, musí být vždy provedeno ve více vrstvách vzájemně pootočených o úhel, jenž závisí na počtu pólů statoru - 120° pro jeden pól pár, 60° pro dva pólpáry apod. Nepřekrývající se vinutí rozloženého typu může být jak ve vlnové, tak v cívkové podobě. Příklad nepřekrývajícího se rozloženého vinutí, realizovaného ve třech vzájemně pootočených vrstvách je na obrázku 8. Výhodou tohoto provedení oproti typům zmíněným v odstavcích 2.3.1 a 2.3.2 je snazší konstrukce a zejména jednodušší propojení případných dalších vrstev jednotlivých fází. Dle [9] dosahuje motor s klasicky rozloženým vinutím o něco vyššího momentu než v případě nepřekrývajícího se vinutí.



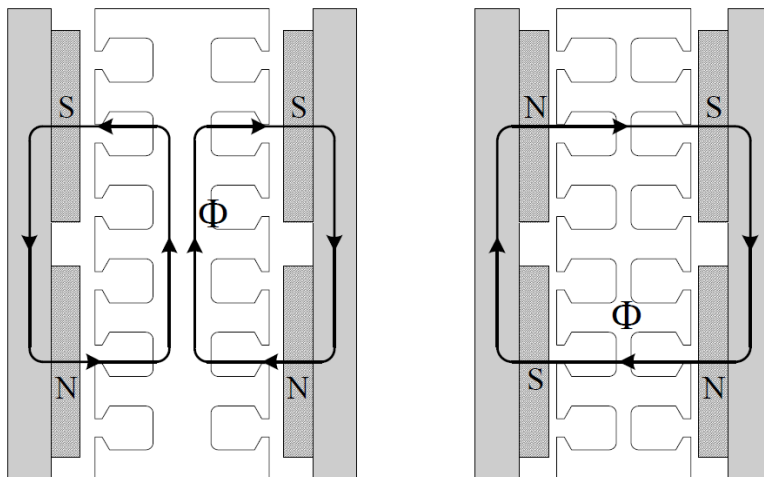
Obrázek 8 - nepřekrývající se rozložené vinutí [9]

S rozšířením a dostupností desek plošných spojů získávají popularitu již zmíněné motory s natištěným statorovým vinutím – PCB motory. Zde se často vyskytuje vinutí v tzv. soustředném provedení – jeden pól je realizován pouze jednou cívkou. Ve srovnání s klasicky rozloženým překrývajícím se vinutím, jež může být rovněž realizováno na desce plošného spoje, je u soustředného vinutí opět mnohem jednodušší propojení jednotlivých vrstev, lze tak snáze dosáhnout vyššího počtu ampéřzávitů. Další výhodou je nižší spotřeba materiálu, a tedy i nižší hmotnost [9]. Soustředné vinutí může být provedené v mnoha tvarech – kruhové, lichoběžníkové, kosočtvercové apod. Neexistuje dostatečné množství literatury popisující vlastnosti vinutí o různých tvarech, jejich vliv na chod motoru

je jedním z předmětů zkoumání praktické části práce. Motory s natištěným statorovým vinutím se těší velké oblibě zejména v oblasti pohonů pro drony, kde vyniká jejich nízká váha a kompaktní rozměry.

2.4 Orientace permanentních magnetů

U axiálních motorů s oboustrannými rotory se setkáváme s dvojím způsobem rozmístění permanentních magnetů [10]. U prvního typu, zvaného NN, jsou magnety naproti sobě vždy stejné polarity. Magnetický indukční tok se uzavírá přes magnet, vzduchovou mezeru a následně přes část vinutí, na druhé straně pak přes rotorové jho. Z tohoto důvodu musí být vinutí toroidního typu. Každý magnet tak budí indukční tok uzavírající se vlastní cestou. U typu NS se tok uzavírá přes vzduchovou mezeru a vinutí a následně přes oba protiležné magnety. Porovnání s naznačenými cestami magnetického indukčního toku je na obr. 9.

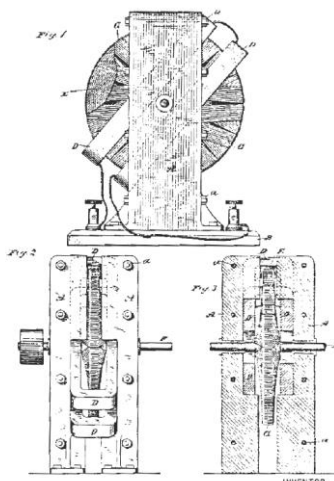


Obrázek 9 - NS a NN provedení AFPM motoru [10]

Z konstrukčních odlišností plynou některé podstatné poznatky. U typu NS není zapotřebí statorového jha, stator tak může být užší. Absence jha rovněž znamená potlačení ztrát v železe. Výhodou typu NN je naopak jednodušší provedení samotného vinutí a nižší spotřeba mědi z důvodu absence potřeby spojování čel cívek u vlnových či cívkových vinutí. Dle [3] lze obecně považovat typ NS za konstrukci s větší hustotou výkonu dosahující vyšších produkovaných momentů a lepší účinnosti. U motorů se statorem natištěným na desce plošného spoje se využívá výhradně konstrukce typu NS. Důvodem je velmi jednoduchá realizace tenkého vinutí bez statorového jha, mající za následek výhody plynoucí z předchozích kapitol.

2.5 Porovnání radiálních a axiálních elektrických strojů

V průběhu vývoje elektrických strojů je možné se setkat s množstvím axiálních motorů, pro zajímavost je možné uvést např. Teslův diskový motor z roku 1889.

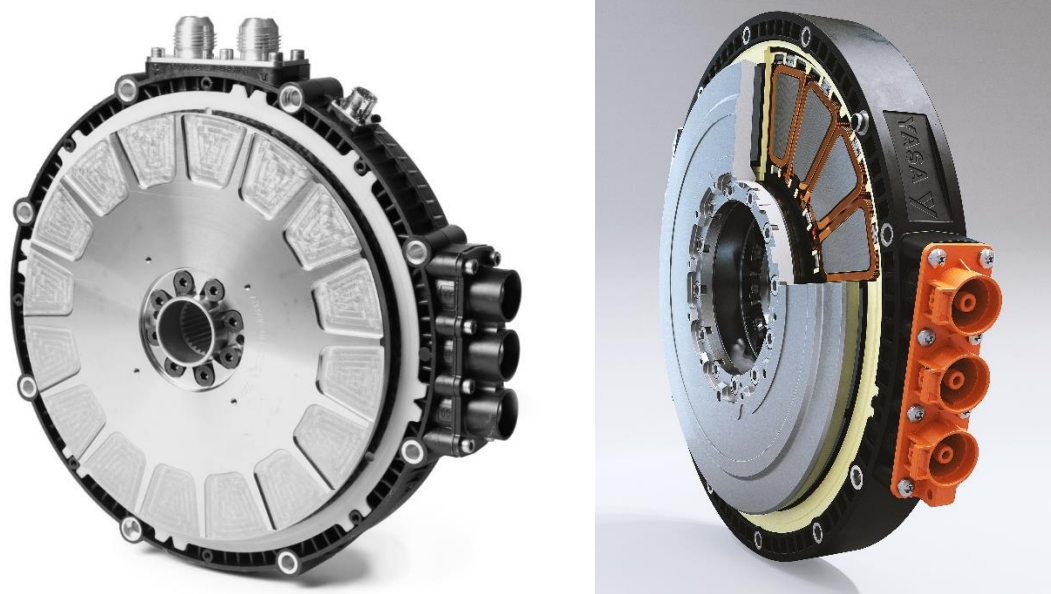


Obrázek 10 - Teslův motor [5]

Historicky se však prosadily radiální stroje, jež dnes stále tvoří většinu elektrických strojů. Důvodem je zejména snazší provedení radiálního vinutí, neboť do rozšíření permanentních magnetů bylo třeba jak statorové, tak rotorové magnetické pole budit vinutím, jenž je v axiální podobě technologicky podstatně náročnější [11]. I přes postupný vývoj, použití nových materiálů či zlepšování technologických procesů mají však radiální motory některá omezení, která již z podstaty takové konstrukce lze těžko odstranit:

- Delší (v porovnání s axiálním typem) cesta magnetického indukčního toku a z toho plynoucí vyšší magnetický odpor
- Nižší využití některých částí magnetického jha
- Větší rozměry a hmotnost, jinými slovy nižší hustota výkonu

Většinu nevýhod a omezení je možno odstranit použitím axiální konstrukce. Bývá všeobecně uváděno, že axiální motor dosahuje větší hustoty výkonu neboli produkovaného výkonu vztaženého k rozměrům stroje [5] [11]. Právě rozměry a zejména skutečnost, že hloubka rotoru je značně nižší než jeho průměr, umožňuje využití v mnohem širším spektru aplikací. Dalším důsledkem je rovněž nižší spotřeba materiálu, hmotnost a také optimálnější odvod tepla z konstrukce [11]. Výhodou je rovněž jistá modulárnost konstrukce, která umožňuje realizovat rotor či stator ve více vrstvách a tím lépe vyhovět požadavkům na výkon a moment. AFPM motory jsou tedy vhodné zejména pro použití v trakci, jako servo motory, synchronní generátory pro použití zejména ve větrných elektrárnách či jako stroje pro nejrůznější speciální aplikace, kde jejich výhody převažují nad vlastnostmi RFPM motorů. Příklad technologicky značně pokročilého AFPM motoru od společnosti YASA určeného pro použití v hybridních automobilech je na obrázku č. 11.



Obrázek 11- AFPM motor YASA [12]

2.6 Moment synchronního stroje

Výkon synchronního stroje s permanentními magnety v axiálním provedení s m fázemi napájeného symetrickými sinusovými proudy je možné vyjádřit pomocí následujícího vztahu [5]:

$$P = m \left[I_a U_{if} \cos \delta + \frac{1}{2} (X_d - X_q) I_a^2 \sin 2\delta \right] \quad (6)$$

Moment stroje pak obdržíme vydělením výkonu mechanickou úhlovou rychlostí:

$$M = \frac{P}{\omega} = \frac{m p}{2} \left[\sqrt{2} N_1 k_\omega \Phi_f I_a \cos \delta + \frac{1}{2} (L_d - L_q) I_a^2 \sin 2\delta \right] \quad (7)$$

[13] Stejně jako u klasického synchronního stroje, moment tvoří dvě složky, obě závislé na zátěžném úhlu δ . První složka je úměrná indukovanému napětí, Φ_f představuje magnetický indukční tok buzený permanentními magnety. Druhá složka je nazývána reluktanční moment, vzniká v důsledku rozdílné reluktance v příčné a podélné ose. [5] Je přítomna zejména u motorů s vnořenými permanentními magnety, u strojů s magnety umístěnými na povrchu rotoru platí $L_d \approx L_q$ a reluktanční moment tak je zanedbatelný.

2.7 Ztráty v železe

Jako ztráty v železe jsou označovány v teorii elektrických strojů ztráty způsobené vnějším střídavým magnetickým polem působícím na magneticky vodivý materiál. Zhodnocení těchto ztrát je jeden z podstatných kroků při návrhu elektrického stroje, neboť při snaze o dosažení co nejlepší účinnosti je žádoucí tyto ztráty co nejvíce omezit [14].

[14] Ztráty v železe bývají nejčastěji vyjádřeny výrazem vycházejícím ze Steinmetzova vztahu:

$$\Delta P_{Fe} = \Delta P_h + \Delta P_v = K_h f B_m^2 + K_c f^2 B_m^2 + K_e f^{1,5} B_m^{1,5} \quad (8)$$

Kde K_h a K_c a K_e jsou materiálové konstanty.

Výraz je tvořen třemi členy představující **hysterezní ztráty**, ztráty **vířivými proudy** a ztráty **dodatečné**.

Hysterezní ztráty jsou důsledkem natáčení magnetických dipólů vlivem vnějšího pole. Procesu natáčení dipólů se říká magnetování, dochází při něm ke ztrátě energie, což se projeví zvýšením teploty. Značný vliv na ztráty má rychlost magnetování, z tohoto důvodu jsou hysterezní ztráty úměrné frekvenci vnějšího pole. Omezení hysterezních ztrát je možné docílit použitím magneticky měkkých materiálů.

Ztráty vířivými proudy jsou způsobené indukovaným napětím vyvolávajícím průchod proudu v materiálu. Tyto ztráty jsou úměrné druhé mocnině frekvence vnějšího pole a magnetické indukce. Pro snížení těchto ztrát bývají magnetické obvody strojů složeny z tenkých plechů, jež bývají legovány pro zvýšení elektrického odporu.

Ztráty dodatečné vznikají u strojů s drážkovaným magnetickým obvodem z důvodu pulzace magnetické indukce ve vzduchové mezeře a rotorových zubech. Jsou tvořeny povrchovými ztrátami na povrchu zubů a pulzními ztrátami v zubech.

2.8 Permanentní magnety

Pro posouzení kvalitativních vlastností magnetu a jeho vhodnosti pro použití v dané aplikaci je nutné brát v potaz několik parametrů a charakteristik. Mezi nejpodstatnější patří následující:

- Demagnetizační křivka – pro popis permanentních magnetů je nejpodstatnější 2. kvadrant hysterezní smyčky, kde se nachází tzv. demagnetizační křivka. Je ohraničena body B_r a H_c a představuje pracovní oblast permanentního magnetu.
- Koercitivní intenzita magnetického pole (též koercitivita) – H_c je intenzita magnetického pole, která působí proti směru magnetizace materiálu a jež způsobí jeho odmagnetování, tj. $B = 0$.
- Remanentní magnetická indukce – B_r je hodnota magnetické indukce, která se ustálí po zmagetování a odeznění vlivu vnějšího pole.
- Maximální energetický součet při $(B \cdot H)_{max}$ – jedná se o nejvyšší možnou hodnotu součinu magnetické indukce a intenzity magnetického pole. Jeho velikost je rovna ploše obdélníku vepsaného do demagnetizační křivky. Čím větší součin $(B \cdot H)_{max}$, tím se jedná o silnější magnet.
- Pracovní a Curieova teplota – pracovní teplota, případně rozsah pracovních teplot představuje rozsah teplot, při kterých si magnet zachovává své vlastnosti. Nad tímto rozsahem se nachází Curieova teplota, při které látka ztrácí své feromagnetické vlastnosti a vlivem narušení pravidelného uspořádání magnetických domén se z ní stává paramagnetikum.

2.8.1 Feritové magnety

Výroba feritových permanentních magnetů probíhá práškovou metalurgií, tímto způsobem je možno vyrobit magnety izotropní a anizotropní. Znakem anizotropních magnetů je odlišnost magnetických vlastností v závislosti na směru. Nejlepších vlastností dosahují ve směru prioritního magnetování, jehož je dosaženo lisováním v magnetickém poli. Magnetizace je možná pouze právě v tomto směru. Ve srovnání s izotropními magnety poskytují vyšší hodnotu magnetického toku. Hodnota remanentní magnetické indukce je 1,5 až 2krát vyšší. Izotropní magnety mají oproti anizotropním magnetům ve všech směrech stejné magnetické vlastnosti. Lisování probíhá při absenci vnějšího magnetického pole, nemají proto přednostní osu magnetizace a lze je v závislosti na požadavcích magnetovat v jakémkoliv směru. Oproti anizotropním permanentním magnetům jsou cenově výhodnější.

Ferity mají ve srovnání s magnety Alnico vyšší koercitivní intenzitu magnetického pole. Teplotní koeficienty jsou relativně vysoké – B_r – 0,20 % a H_c 0,3 až 0,4 %. Pracovní teplota bývá uváděna v rozmezí -40 °C až 250 °C, pro některé typy bývá zmiňována teplota až 450°C. Výhodou feritových permanentních magnetů je především nízká cena a rovněž vysoký elektrický odpor, jenž

v aplikacích ve střídavých elektrických strojích snižuje ztráty vířivými proudy. Feritové magnety, zejména na bázi baria, jsou v současnosti nejrozšířenější skupinou permanentních magnetů, v současnosti pak dochází k častějšímu využívání vysoce koercitivních strontnatých feritů [15].

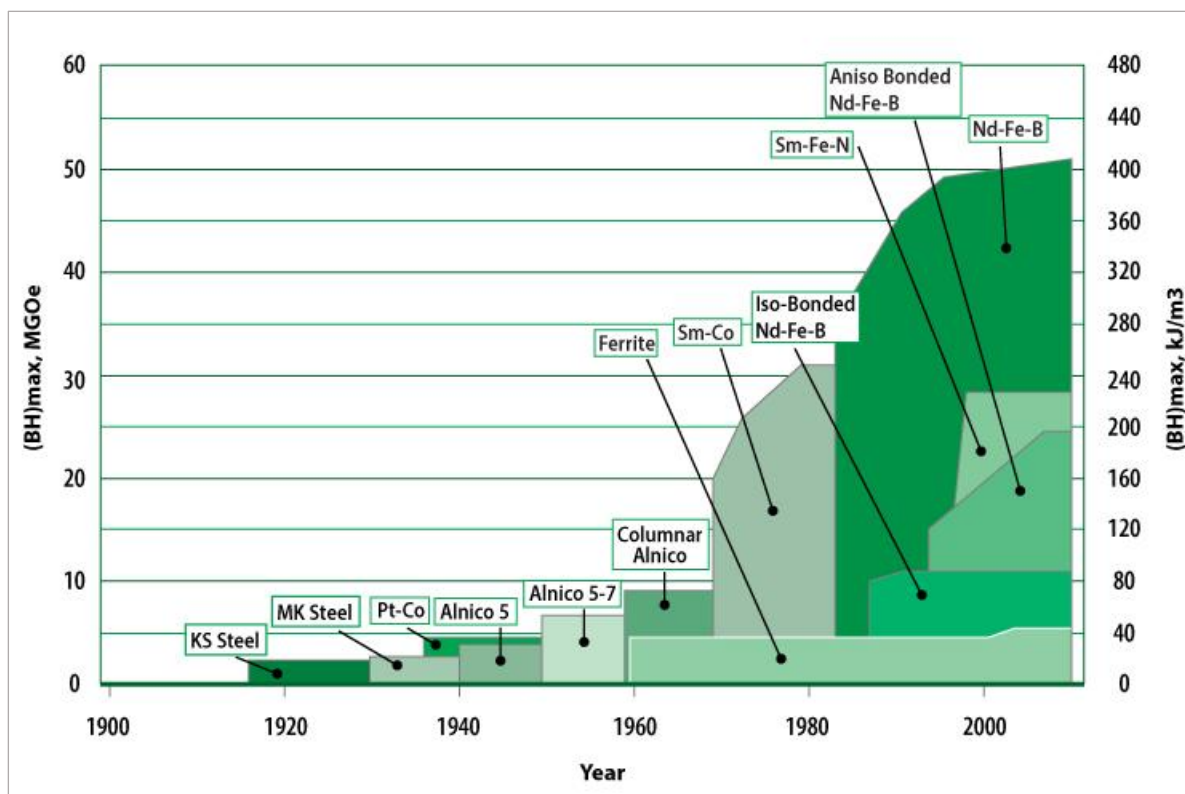
2.8.2 Alnico

Kromě magnetitu (Fe_3O_4) byly Alnico magnety prvním druhem průmyslově vyvíjeným a vyráběným typem permanentních magnetů a do 60. let rovněž nejrozšířenějším typem. Alnico je tvořeno zejména trojicí prvků – hliník, nikl, kobalt, v menším množství může obsahovat rovněž měď či titan. Největší výhodou je vysoká hodnota remanentní magnetické indukce a nízké teplotní koeficienty, zejména B_r : - 0,02 %. Maximální pracovní teplota je okolo 500 °C. Alnico, podobně jako feritové magnety, může být vyrobeno v izotropním, tak anizotropním provedení [15].

2.8.3 Magnety ze vzácných zemin

Tato skupina magnetů je tvořena především dvěma prvky – samariem a neodymem. Jedná se o nejnákladnější skupinu permanentních magnetů. Teplotní koeficienty jsou pro B_r od -0,02 do -0,045 % a pro H_c -0,14 až - 0,40 %. Maximální pracovní teplota je 300 až 350 °C. Tento typ byl využíván zejména v menších strojích a v aplikacích s vysokou provozní teplotou. Nevýhodou magnetů na bázi Sm a Co je vysoká cena a omezené množství těchto prvků. Velký pokrok nastal s objevením neodymu jako materiálu pro výrobu permanentních magnetů, zejména co se ceny a dostupnosti týče. Neodymové magnety mají o něco lepší magnetické vlastnosti než magnety samariové, nevýhodou jsou však horší teplotní závislosti. Maximální pracovní teplota je rovněž nižší – cca 250°C. Teplota 350°C je pro neodymové magnety tzv. Curieová teplota, při níž materiál ztrácí své magnetické vlastnosti. Neodymové magnety, zejména NdFeB jsou ze všech skupin nejvhodnější pro použití v elektrických strojích a jsou díky svému potenciálu v současné době předmětem největšího zkoumání a vývoje.

Permanentní magnety ze vzácných zemin jsou obecně velmi tvrdé a křehké. Při nárazu může dojít k odštěpení povrchové vrstvy. Nevýhodou je rovněž značná náchylnost vůči korozi. To se týká zejména magnetů na bázi NdFeB, u kterých může v důsledku mechanického popraskání a oprýsknutí povrchové vrstvy docházet k výraznému úbytku jejich hmotnosti. Pro zlepšení korozní odolnosti bývají do materiálu přidávány stabilní intermetalické sloučeniny [15].



Obrázek 12 - historický vývoj magnetických materiálů [16]

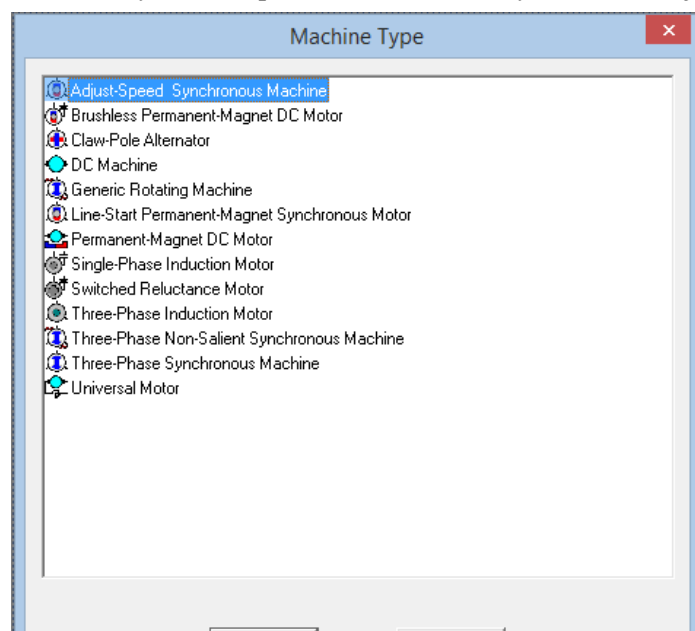
3 ANSYS Electronics

ANSYS Electronics je komplexní softwarový nástroj k simulování elektromagnetických fyzikálních dějů. Je součástí širší skupiny produktů společnosti ANSYS, mezi něž patří například ANSYS Mechanical, jenž je obdobným nástrojem, určeným pro simulaci mechanických dějů. Samotný ANSYS Electronics je rozdělen do značného množství modulů, z nichž každý slouží k provádění určitých typů výpočtů a simulací. Mezi tyto moduly patří:

- Maxwell – nástroj k simulaci elektromagnetických dějů pomocí metody konečných prvků. Slouží k optimalizaci zejména elektrických točivých strojů, transformátorů i jiných elektrotechnických zařízení.
- HFSS – je modul pro simulování vysokofrekvenčních dějů. Je tedy vhodný zejména pro návrh zařízení jako vysílače, filtry, radary apod.
- Q3D – slouží k analýze elektronických komponent, jako např. prvky výkonové elektroniky.
- SIwave – umožňuje návrh a optimalizaci v oblasti např. PCB layoutů.
- Icepak – jedná se o software určený k výpočtům teplotních vlastností a chlazení elektrických komponent či celků

Všechny tyto moduly jsou k dispozici v rámci ANSYS Electronics Desktop, což je prostředí zahrnující všechny zmíněné nástroje. Co se týče samotného prostředí, jedná se o vcelku klasické rozložení s projektovým adresářem na levé straně, pracovní plochou, dialogovými okny a kontextovým menu.

I v rámci samotného Maxwellu je množství integrovaných nástrojů. Z nich zmíním zejména nástroj RMXprt. Jedná se o modul pro tvorbu modelů točivých elektrických strojů. Umožňuje výběr z mnoha typů pokrývajících téměř všechny možné aplikace. Nabídka různých druhů strojů je na obr. 13.



Obrázek 13 - dostupné typy strojů v RMXprt

Po zvolení vybraného typu RMXprt vytvoří kostru projektu, která obsahuje základní konstrukční celky stroje, tj. stator, rotor, vinutí apod. Všechny tyto konstrukční vlastnosti jsou velice podrobně parametrizovatelné, prostým zadáváním rozměrů či výběrem dílčích konstrukčních variant je tak možné vytvářet téměř jakoukoliv podobu klasických točivých strojů. RMXprt následně vytvoří kompletní 2D či 3D model s již předdefinovanými simulacemi například momentových či výkonových charakteristik stroje. Rovněž je vygenerován rozsáhlý seznam parametrů *Design sheet*, ve kterém jsou přehledně uvedeny všechny zadané i analyticky vypočtené provozní vlastnosti a parametry stroje.

Jednou z nabízených skupin je i *Generic Rotating Machine*. Tento typ lze volbou parametrů upravit do podoby axiálního stroje s permanentními magnety. V RMXpertu tedy lze do jisté míry provádět simulaci a optimalizaci diskových motorů.

Maxwell využívá dva typy řešičů, *magnetostatic* a *transient*. Magnetostatic slouží k simulaci ustálených dějů, tento řešič jsem využíval zejména k analýze cest magnetického toku či velikosti magnetické indukce. Buzení je v tomto případě možné provést pouze stejnosměrným napájením. Řešič transient pak umožňuje simulovat děje v závislosti na čase a motor, či jiný stroj tak lze napájet střídavým napětím, případně proudem. V tomto řešiči jsem zkoumal tvar indukovaného napětí a dynamické charakteristiky motoru. Oba řešiče mohou být použity pro 2D i 3D model.

4 Popis zkoumaného motoru a pohonu

4.1 Pohon

Motor je součástí pohonu pro axiální ventilátor umístěný v topném konvektoru, tzn. slouží k rozvodu vzduchu do interiéru. Motor je doplněn řídicím modulem, který obsahuje mikroprocesor, integrovaný výkonový čip, konektor pro externí komunikaci (I²C a SPI) a vstup pro zadávací potenciometr. Mikroprocesor zajišťuje otáčkovou regulaci, pomocí I²C komunikace zasílá do výkonového obvodu požadovanou rychlost, jenž je čtena pomocí analogově digitálního převodníku z ovládacího potenciometru o rozsahu 0 až 10 V. Pomocí I²C mikroprocesor rovněž z výkonového obvodu zpětně čte skutečnou rychlost motoru a na základě těchto dvou hodnot realizuje regulační smyčku. Integrovaný výkonový čip provádí sinusovou modulaci, jedná se o skalární řízení. Sinusový průběh napájecího napětí je podstatný pro tichý chod. Pohon byl v minulosti testován s jednodušší, avšak značně hlučnější obdélníkovou, tzv. six-step modulací. Regulační rozsah otáček pohonu, a tedy i motoru je od 400 do 1800 otáček za minutu, přesný rozsah závisí na konkrétní variantě pohonu a ventilátoru. Pohon, respektive výkonový čip umožňuje chod v rozsahu napájecího napětí 12 až 24 V. Případné změny napětí přirozeně koriguje změnou střídy, avšak pouze při dodržení podmínky $U/f = konst.$

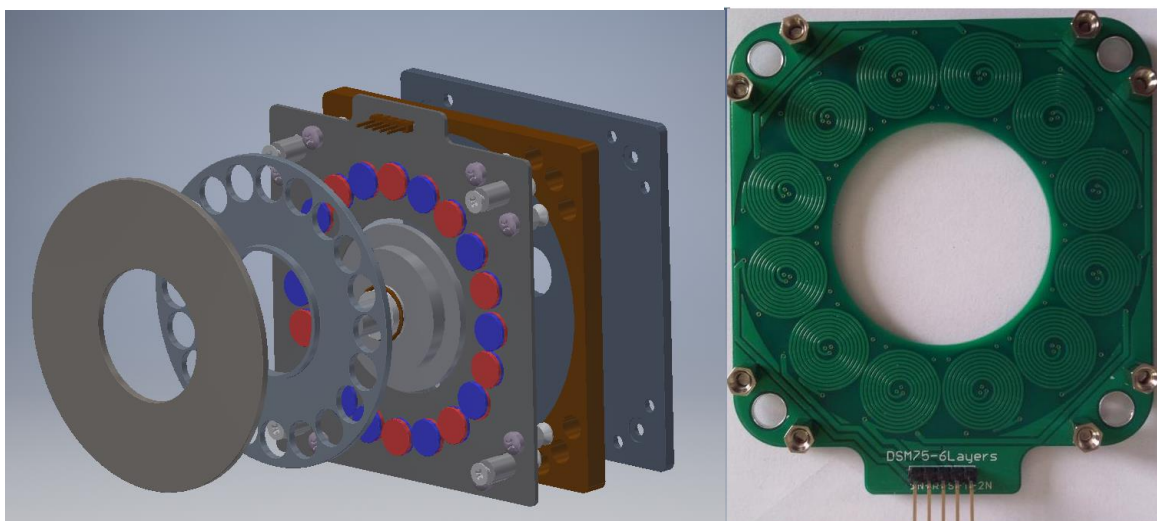
4.2 Motor

Samotný motor je unikátní konstrukcí firmy Interdigi, a.s. Jedná se o synchronní motor v axiálním provedení. Motor má jeden stator, umístěn mezi dvěma rotory po obou stranách. Statorové vinutí je realizováno na vícevrstvé desce plošného spoje. Původní a v současnosti používaný motor má statorové vinutí soustředného typu o tvaru kružnice o deseti závitěch v jedné vrstvě. Větší počet vrstev slouží ke zvýšení ampéřzávitů. Takto realizované vinutí je relativně snadné na výrobu, existuje velké množství firem zabývajících se zakázkovou výrobou desek plošných spojů. Rotor je tedy v provedení bez magnetického obvodu, což je jedna z nejpodstatnějších konstrukčních vlastností motoru. Rotor je v diskovém provedení, skládá se z několika dílčích částí. Držák magnetů s otvory odpovídajícím tvarům magnetů je zhotoven z magneticky nevodivého materiálu. Současná podoba je zhotovena z hliníku, jenž nahradil méně mechanicky a teplotně odolný plast v dřívějších verzích motoru. Do otvorů jsou vsazeny magnety z materiálu označovaného jako N50. Jedná se o katalogové tvary a rozměry, běžně dostupné od prodejců permanentních magnetů. Na vnější straně rotoru je umístěno jho, přes které se uzavírá magnetický indukční tok sousedních magnetů na vnější straně. Axiální konstrukce motoru značně usnadňuje mechanickou konstrukci celého zařízení – axiální motor je ve srovnání s klasickým DC motorem, jenž byl rovněž testován, o mnoho kompaktnější. Zatímco axiální motor umožňuje umístění

motoru a přidruženého řídicího modulu přímo do prodloužené nosné konstrukce ventilátoru, klasický DC motor by vyžadoval významné zvýšení rozměrů celé konstrukce.

Dle poznatků uvedených v teoretické části o různých možnostech provedení axiálních motorů, je možné zkoumaný motor klasifikovat následovně:

- Elektricky komutovaný motor
- Synchronní motor s permanentními magnety
- Motor v axiálním provedení
- Dvoustranný rotor s vnitřním statorem bez magnetického obvodu
- Stator s nepřekrývajícím se soustředným vinutím
- Magnety s NS orientací



Obrázek 14 - zkoumaný motor

5 Tvorba a provedení simulací

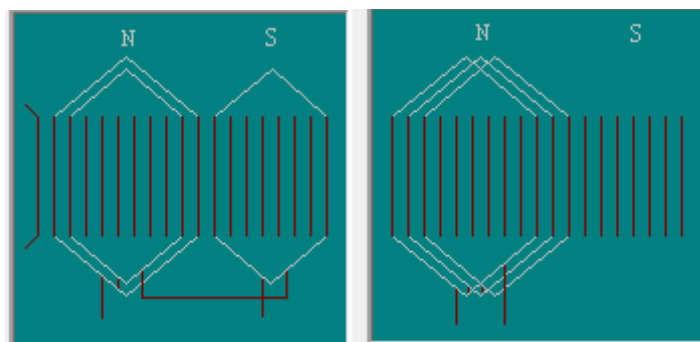
Následující část je praktickou částí diplomové práce. Je popsán způsob tvorby modelu, popis provedených simulací a analýza výsledků.

5.1 Tvorba modelu motoru

Tvorba modelu probíhala dvěma způsoby. První způsob využívá již popsany nástroj RMXprt. Ve druhém případě je model tvořen ručně a importován do prostředí Ansys z externího 3D editoru.

5.1.1 RMXprt

Původní idea spočívala v tvorbě modelu motoru v již zmíněném modulu RMXprt. Takový postup by byl velmi výhodný, neboť RMXprt je k těmto účelům přímo určený – samotné vytváření modelů je uživatelsky přívětivé, tvorba probíhá nastavováním parametrů v šablonách pro zvolený motor. Značnou výhodou je rovněž skutečnost, že po sestavení modelu RMXprt provede všechna potřebná nastavení týkající se výpočetní sítě, řešiče, buzení apod. Tím je možné se vyhnout zdoluhavému procesu nastavování výpočetních parametrů, jež v opačném případě mnohdy probíhalo metodou pokus omyl. RMXprt tak zaručí správnost a úplnost veškerých nastavení a uživatel tak může ušetřený čas věnovat analýze výsledků. Ty jsou rovněž mnohem snáze dostupné, neboť pro vypočtený model je automaticky vytvořeno množství charakteristik, které mnohdy stačí jednoduše otevřít, není třeba jejich zvláštní nastavování či úprava.

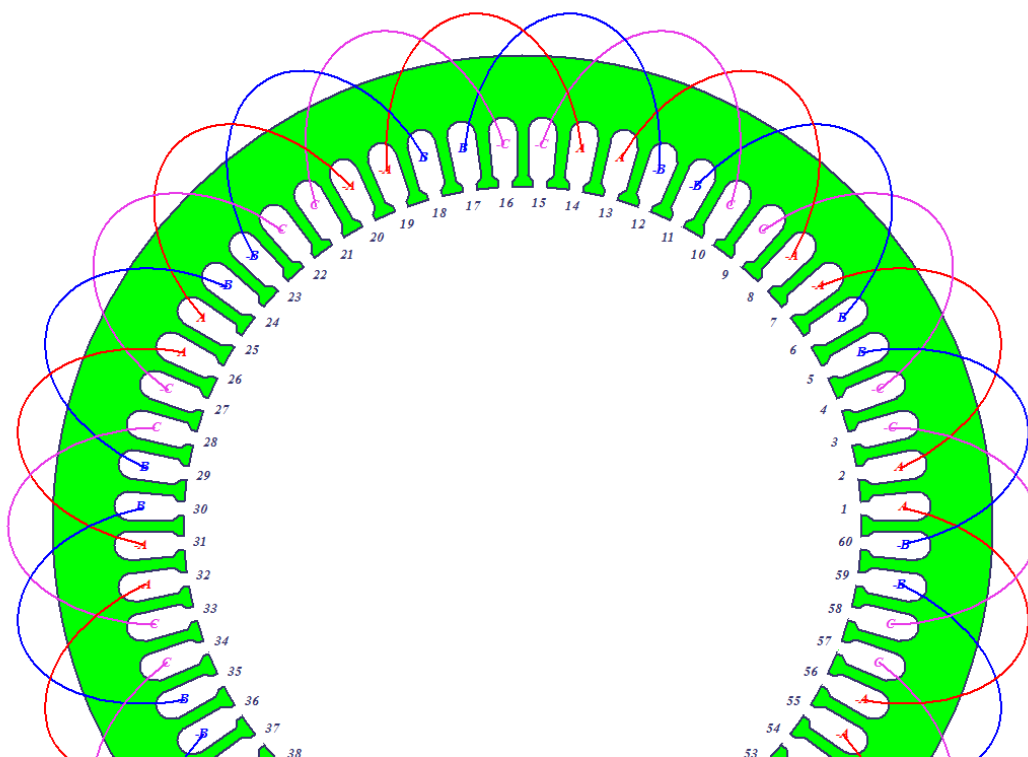


Obrázek 15 - whole coiled a half coiled provedení vinutí

Jak již bylo zmíněno v části o modulech Ansysu Electronics, v RMXpertu lze vytvořit model axiálního synchronního stroje. Výběrem možnosti *Generic Electric Machine* z nabízených druhů motorů a následným zvolením *axial* v nabídce *geometry* je vytvořena základní podoba axiálního motoru. Je rovněž možné zvolit jakékoli z dříve probraných uspořádání – tj. dvoustranný rotor, dvoustranný stator, či stroj s jedním rotorem a statorem. Zde bylo zvoleno uspořádání s jedním statorem a rotorem. Důvodem je snazší provedení budoucích dílčích úprav modelu, snížení výpočetní náročnosti a celkově jednodušší práce při editaci modelu.

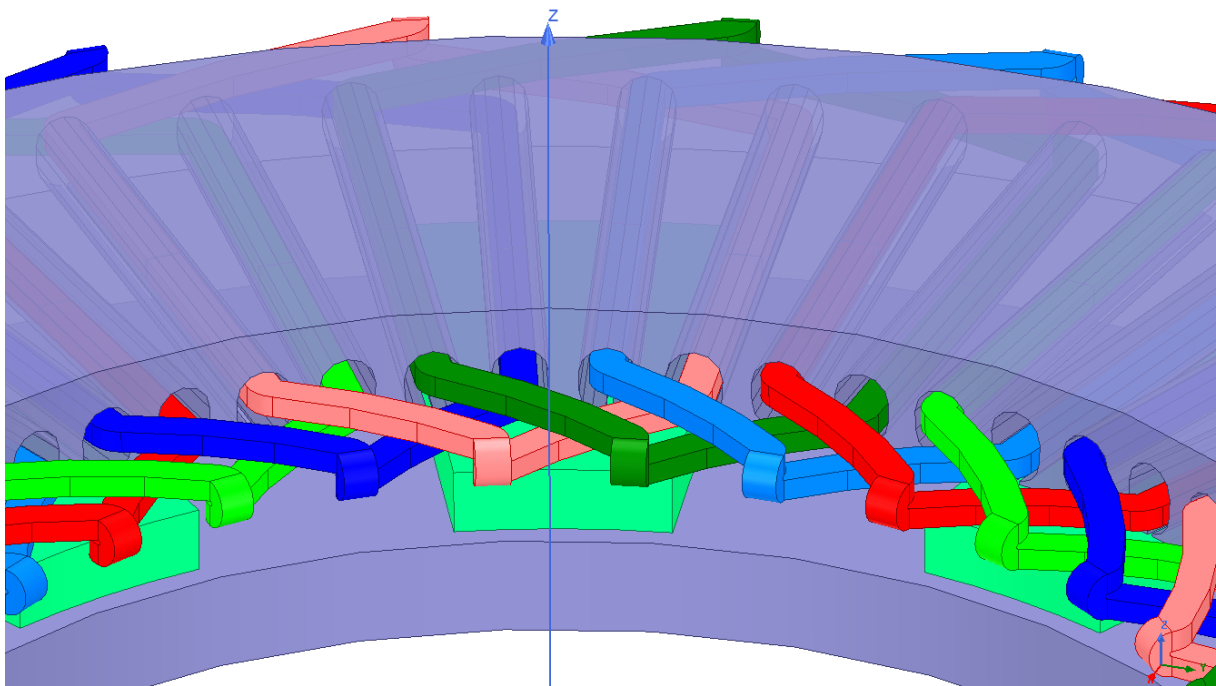
Dále je třeba definovat fyzické rozměry jak statorové, tak rotorové části. Výběrem vhodných parametrů se mi podařilo sestrojít rotorovou část stroje, jež téměř odpovídala zkoumanému motoru. Jediná odlišnost spočívala ve tvaru magnetů, kdy RMXprt neumožňuje vytvořit magnety kruhového tvaru. Jak ukázaly pozdější simulace, šířka magnetů má velký vliv na zvlnění momentu. Při použití příliš širokých magnetů docházelo k většímu zvlnění. Šířka magnetu je zadávána pomocí parametrů *embrace*, nejlepší hodnota pro hladký moment byla 0,65. Výška odpovídá předloze – 2mm, délku jsem zvolil 17mm.

Nejnáročnější částí sestrojení modelu bylo vytvoření statorového vinutí. Zde je nutno konstatovat, že RMXprt nedokáže vytvořit vinutí odpovídající předloze, tj. soustředné, nepřekrývající se vinutí v několika vrstvách. Zmíněné výhody plynoucí z použití RMXprt a rovněž možnost porovnání jiného provedení však byly důvodem pro tvorbu modelu s vinutím, jenž RMXprt nabízí.

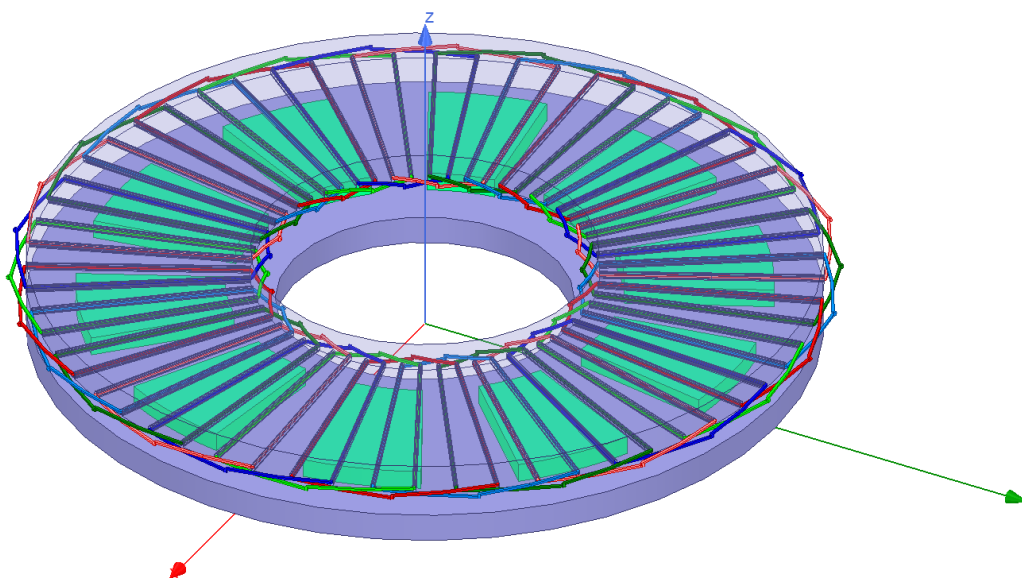


Obrázek 16 - schematické rozložení vinutí ve drážkách

V nabídce pro provedení vinutí je možno volit z typů *whole coiled*, či *half coiled*, tzn. vinutí s oběma, či pouze jednou polaritou pro každý pól. Skutečný model má pro každou fázi póly obou polarit, proto byla zvolena první možnost. Velice podstatným parametrem je počet drážek. Tento počet musí být přirozeně násobek čísel 3 a 20 – 3f napájení, 10ti pólový stroj, 2 strany každé cívky. Počet je rovněž omezen fyzickými rozměry statoru. Nejvyšší možné číslo pro motor s danými rozměry je 120 drážek na statoru. Tvorba a následná simulace takového modelu byla však kvůli velkému množství vodičů výpočetně velice náročná, zvolil jsem proto počet 60 drážek na statoru. Provedení statoru ilustruje následující obrázek:



Obrázek 17 - provedení vinutí a magnetického obvodu



Obrázek 18 - výsledný 3D model z RMXprt (statorové jho neviditelné)

Jako poslední je třeba definovat tzv. Analysis setup, tj. výpočetní nastavení. Zde byly zadány následující parametry:

Name	Value	Unit	Evaluated Value	Description	Read-only
Name	Setup1				<input type="checkbox"/>
Enabled	<input checked="" type="checkbox"/>				<input type="checkbox"/>
Operation Type	Motor			Motor or generator	<input type="checkbox"/>
Load Type	Const Power			Mechanical load type	<input type="checkbox"/>
Rated Output ...	25	W	25W	Rated mechanical or el...	<input type="checkbox"/>
Rated Voltage	24	V	24V	Applied rated AC (RMS...	<input type="checkbox"/>
Rated Speed	1600	rpm	1600rpm	Given rated speed	<input type="checkbox"/>
Operating Tem...	30	cel	30cel	Operating temperature	<input type="checkbox"/>

Obrázek 19 - parametrizace výpočetních nastavení

Jmenovitý výkon 25 W byl zvolen dle vypočteného produkovaného výkonu ze simulací stroje se soustředným vinutím – viz kapitola 5.5.2 *Simulace v upraveném modelu z RMXprt*.

Na základě všech zadaných parametrů provede RMXprt analytické výpočty, jejichž výsledky jsou v číselných hodnotách dostupné skrz již zmíněný *Design sheet* a rovněž v podobě grafů v záložce *Curves*. Tyto výsledky jsou uvedeny v příloze 8.3 *Kompletní parametry stroje z RMXprt*. Z nich bych zde uvedl výběr z těch nejpodstatnějších, uvedených ve skupině *Full Load Data*:

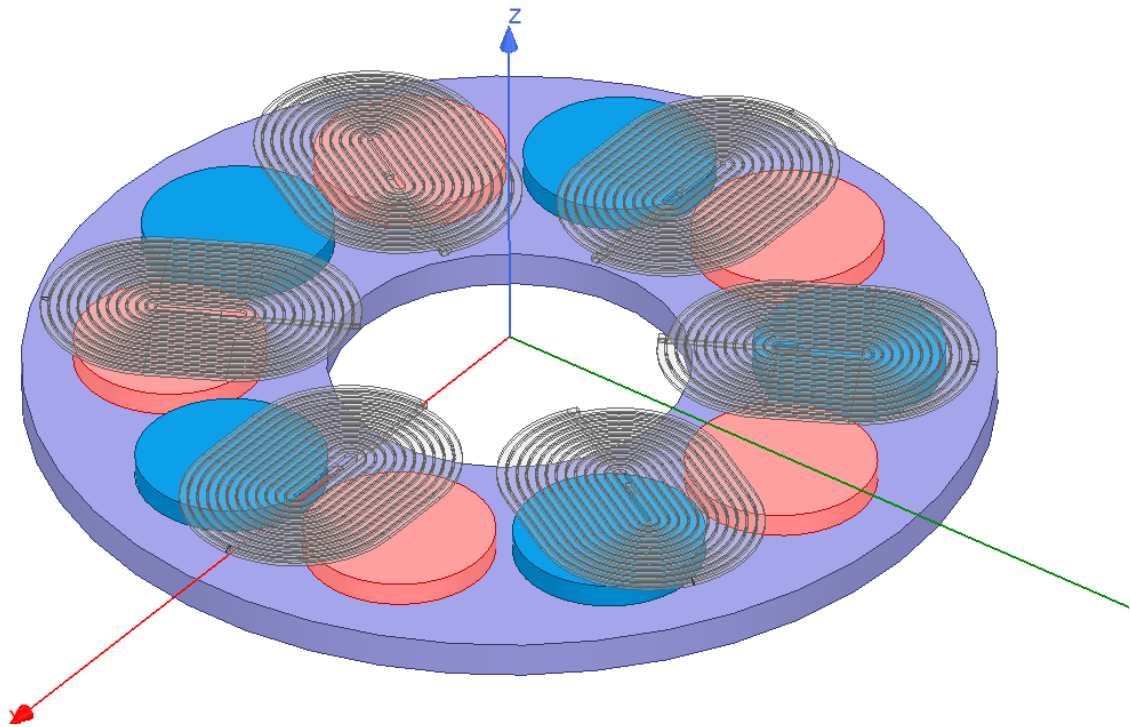
FULL-LOAD ELECTRIC DATA	
Average Input Current (A):	0.777498
Root-Mean-Square Armature Current (A):	0.777498
Iron-Core Loss (W):	1.51178
Armature Copper Loss (W):	6.31631
Transistor Loss (W):	0
Diode Loss (W):	0
Total Loss (W):	8.02809
Output Power (W):	25.0068
Input Power (W):	33.0349
Efficiency (%):	75.6982

Za zmínku stojí relativně nízká účinnost 75%. Ta je z části dána již zdůvodněnou malou šířkou magnetů. Teoreticky by dle [5] šlo dalšího zvýšení účinnosti dosáhnout použitím geometrie s dvojitým rotorem, takový model však nebyl sestaven a toto tvrzení tak není v této práci možné ověřit.

Celkově tedy lze konstatovat, že pomocí RMXpertu lze vytvořit model motoru o podobných rozměrech a výkonu jako je skutečný zkoumaný motor. Konstruktivní odlišnosti jsou však natolik zásadní, že výsledky není možné použít pro optimalizaci konstrukce skutečného motoru. Vytvořený model však byl nasimulován a oba motory porovnány.

5.1.2 Ruční tvorba

Ze zmíněných důvodů bylo potřeba model motoru vytvořit ručně. Prostředí Maxwellu umožňuje tvorbu a editaci i poměrně členitých geometrických tvarů. Zejména složitost statorového vinutí však byla pro tvorbu v Maxwellu příliš vysoká. Tvorbu složitějších konstrukčních částí elektrických strojů částečně usnadňuje použití tzv. *User defined primitives*. Jedná se o části stroje, typicky například rotor, stator či vinutí, jež je možno po zvolení parametrů vložit jako hotový celek do vytvářeného modelu. Bohužel jsem se setkal se stejným problémem jako při práci s RMXpertem, a sice že všechny *user defined primitives* i přes značnou parametrizaci nenabízely žádnou část potřebnou pro model mého motoru. Kvůli těmto důvodům jsem se tedy rozhodl celý model vytvořit v jiném 3D CAD programu. Volba padla na Autodesk Inventor, zejména díky volně přístupné studentské licenci. V tomto softwaru tedy byly postupně vymodelovány jednotlivé části, jež byly dle zkoumaných variant motoru editovány a skládány do konečného celku. Pro import modelu do Maxwellu bylo třeba geometrii exportovat z Inventoru ve formátu .sat.



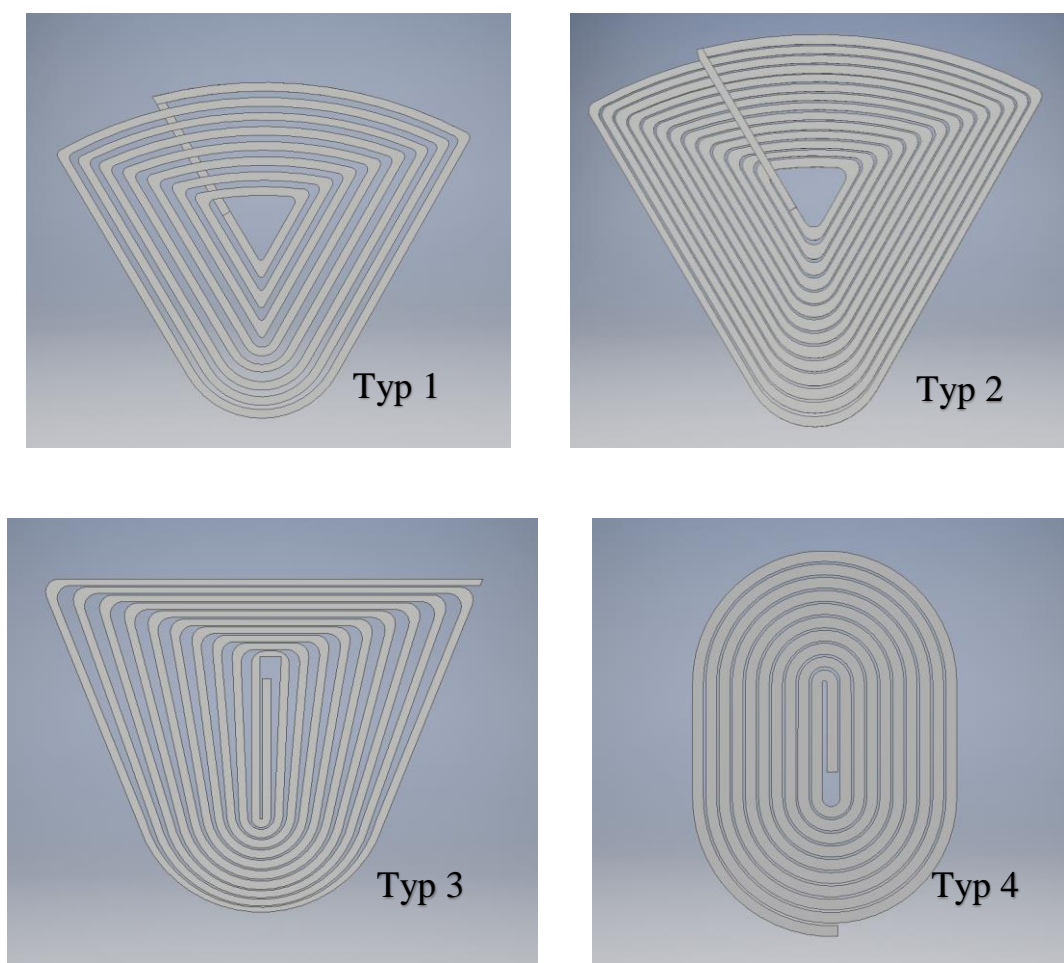
Obrázek 20 - ručně vytvořený model motoru

Po importu je potřeba v Maxwellu definovat ke každé části materiál, ze kterého je část zhotovena. Pro rotorová jha zhotovená z oceli jsem zvolil materiál *M19_24G*. Držák magnetů je vyroben z hliníku, byl mu tedy přiřazen materiál *aluminium*. Starší podoba zkoumaného motoru byla vyráběna s držákem vyrobeným z plastu. Důvodem náhrady za hliníkový díl je zejména špatná teplotní odolnost plastu a rovněž horší mechanická pevnost. Hliníkový díl by rovněž měl působit částečně jako amortizér a tlumit tak momentové rázy. Na druhou stranu je možné u dílu z hliníku předpokládat ztráty vířivými proudy. Rozdíly mezi plastovým a hliníkovým dílem budou jedním z předmětů zkoumání. Magnety jsou ve skutečném motoru zhotoveny z materiálu N50, jedná se tedy o neodymové magnety. Z katalogových požadavků je nejpodstatnější koercivita, ta je u materiálu N50 udávána jako >840 kA/m. V materiálové knihovně ANSYu je možné nalézt množství magnetů s označením N50, avšak všechny tyto materiály měly hodnotu koercivity odlišnou od hledané katalogové hodnoty. Nejblíže se hledané hodnotě blížil materiál s označením NdFe35, u něhož hodnota H_c činila 838 kA/m. Tento materiál je v knihovně veden bez udání výrobce, jedná se tedy materiál z interní Maxwell knihovny. Pro model jsem vybral právě tento magnetický materiál. Důležitým nastavením je směr vektoru, ve kterém magnetické pole působí. Výchozí směr je v Maxwellu vždy ve směru osy X, tzn. (1,0,0). Vektor bylo třeba změnit na (0,0,1), respektive (0,0,-1) v závislosti na orientaci magnetu, neboť směr působení magnetů byl v mém modelu ve směru osy Z. Desku plošného spoje, na níž je natištěno vinutí jsem do modelu nezahrnul, deska je totiž z magneticky nevodivého materiálu a pro výsledky simulací je tak nepodstatná.

5.1.3 Popis zkoumaných vinutí

Při tvorbě vinutí jsem si za cíl vytyčil tvorbu takového vinutí, jenž by nejlépe plnilo požadavky na chod pohonu. Cílem tedy nebylo přesné porovnání parametrů různých topologií, nýbrž nalezení co nejlepší topologie v rámci daného prostoru na plošném spoji. Z tohoto důvodu nemají navržená vinutí stejný počet závitů. Celkem byly vytvořeny čtyři varianty:

- Vinutí trojúhelníkového tvaru, varianta 1 – typ č. 1
- Vinutí trojúhelníkového tvaru, varianta 2 – typ č. 2
- Vinutí se závitů směřujícími k ose otáčení – typ č. 3
- Vinutí oválného tvaru – typ č. 4



Obrázek 21 - navržená vinutí

Původní kruhové vinutí je na obrázku č. 20. Je zřejmé, že na desce plošného spoje není zcela využita veškerá plocha, zbylý prostor se tak nepodílí na tvorbě magnetického pole. Vyššího využití volného prostoru jsem se snažil dosáhnout návrhem vinutí č. 1 a č. 2 (trojúhelníkové vinutí). Varianta s nižším počtem závitů byla vytvořena pro zhodnocení přínosu většího počtu závitů. Je zřejmé, že toto vinutí využívá daleko lépe dostupný prostor, využita je téměř celá plocha desky plošného spoje. Z tohoto důvodu je možné realizovat větší počet závitů a zvětšit tak velikost indukovaného napětí. Nevýhodou je značná délka čel vinutí na vnější straně rotoru. Tato část vinutí se nepodílí na tvorbě momentu, neboť je rovnoběžná se směrem pohybu magnetů. Tento poznatek vychází z Ampérova silového zákona (9), kdy pro proud tekoucí rovnoběžně s pohybem magnetu je příspěvek generované síly orientován směrem ke středu rotoru, nikoli ve směru jeho otáčení.

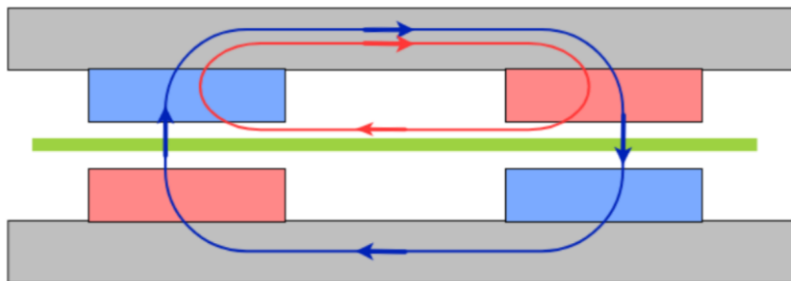
$$d\mathbf{F} = I d\mathbf{l} \times \mathbf{B} \quad (9)$$

Rovněž obě zbylé strany jednoho závitů nemají z pohledu tvorby momentu zcela ideální tvar, neboť nesvírají se směrem pohybu magnetu pravý úhel. Tento problém řeší vinutí č.3 (se závitů směřujícími k ose otáčení). Díky paprskovitému provedení svírají všechny aktivní strany vinutí se směrem pohybu pravý úhel a podílí se tak maximálně na tvorbě síly, a tedy i momentu. Díky paprskovité struktuře však vzniká značná nevýhoda, neboť směrem od středu se zvyšuje mezera mezi jednotlivými závitů. Tento prostor tedy zůstává nevyužit a v porovnání s provedením č.1 tak lze dosáhnout pouze nižšího počtu závitů. Rovněž zůstává nevýhoda v podobě značné délky vnějších čel jednotlivých cívek. Délka vinutí se přirozeně projevuje zvýšením odporu cívky, což je samozřejmě kvůli zvýšení ztrát jev nežádoucí. Rovněž je třeba zohlednit vyšší spotřebu materiálu.

5.2 Vyšetření cest magnetického indukčního toku

V této části jsem se zaměřil na vyšetření cesty magnetického indukčního toku. Simulace probíhaly v ručně tvořeném modelu odpovídajícím předloze.

Většinou a požadovanou cestu toku tvoří vzduchová mezera mezi protiležnými magnety, poté tok vede do magneticky vodivého jha na vnější straně rotoru. Následně se tok rozdělí do dvou stran a uzavře se přes druhý, sousední pár magnetů. Kromě této cesty se jistá část magnetického indukčního toku uzavírá mezi sousedními magnety přes jho a vzduchovou mezeru. Takový tok tedy není spřažený se statorovým vinutím a nepodílí se na tvorbě momentu, je jej tedy možné považovat za nevyužitý tok. Oba magnetické toky jsou znázorněny na následujícím obrázku.

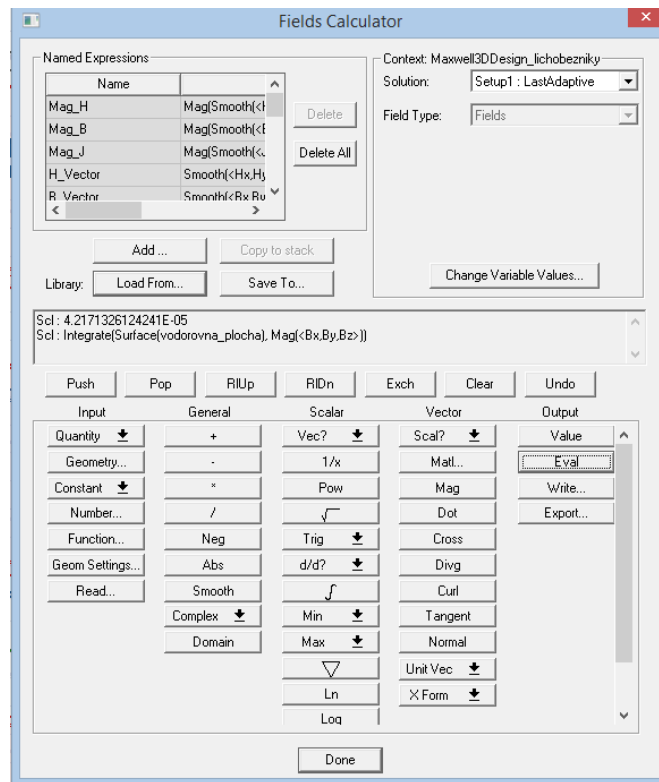


Obrázek 22 - znázornění cest magnetického indukčního toku

Pro vyšetření množství nevyužitého toku bylo nejprve třeba definovat plochy, skrz které vedou jednotlivé indukční čáry. Byly proto vytvořeny dvě dvourozměrné plochy, jedna ve tvaru kruhu, vložena mezi dva nad sebou ležící magnety pro spřažený tok. Plocha pro vyšetření nevyužitého toku má tvar obdélníku a leží mezi dvěma sousedními magnety. Obě pomocné plochy jsou vidět na obrázku č. 24. Pro výpočet velikostí v jednotlivých plochách byl použit nástroj *Fields Calculator*. Ten umožňuje provádět množství matematických operací s vybranými fyzikálními veličinami v rámci jednotlivých geometrických útvarů. *Fields Calculator* nenabízí práci přímo s magnetickým tokem Φ , pro jeho výpočet jsem proto integroval magnetickou indukci B po dané ploše dle známého vztahu

$$\Phi = \iint_S B \cdot dS \quad (10)$$

Integrace je provedena příkazem *Integrate* s parametrem *Surface* představující plochu, na které je integrace provedena. Jako poslední je pomocí *Magnitude* získána velikost zohledňující orientaci plochy. Prostředí *Fields Calculatoru* vypadá následovně:



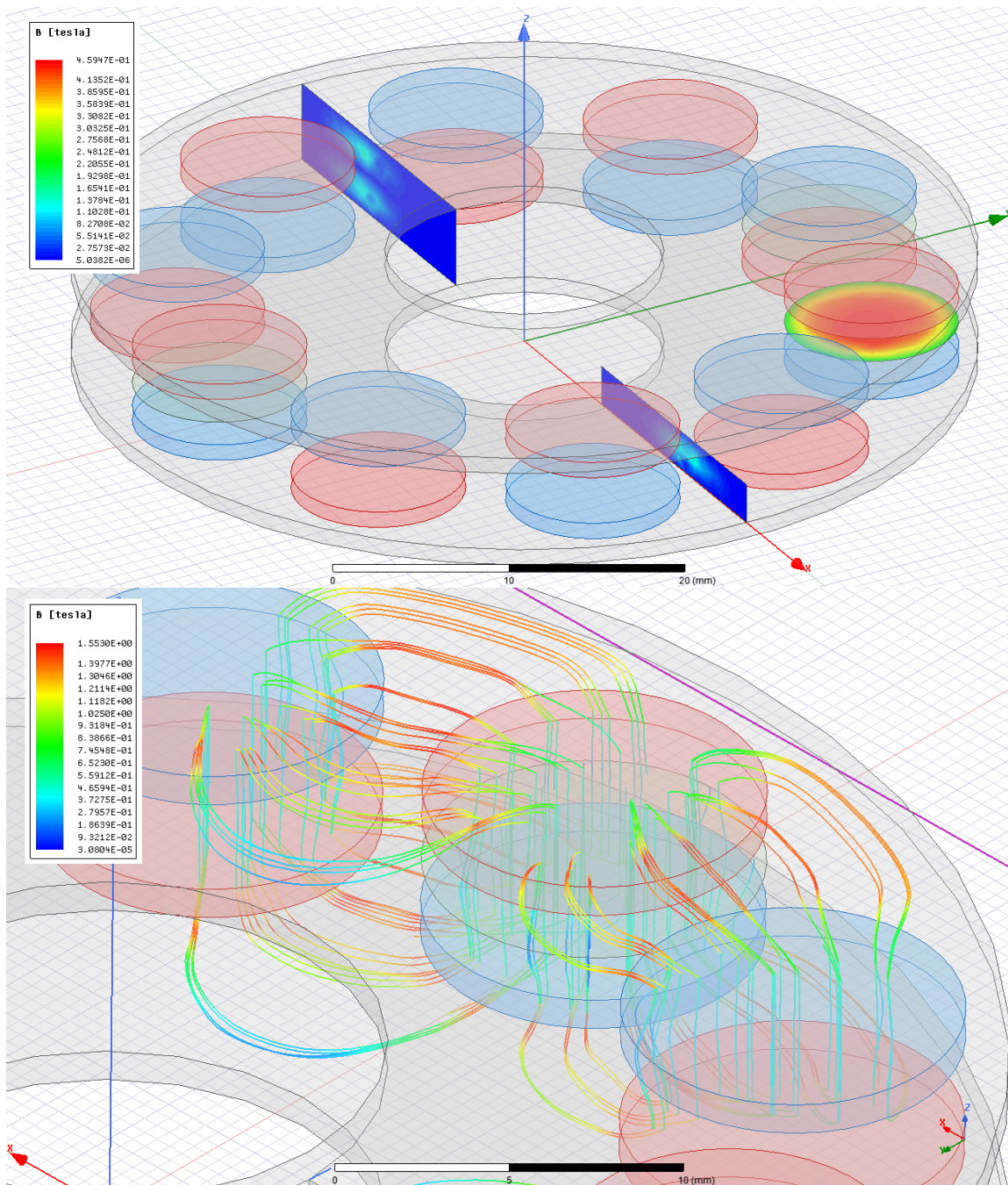
Obrázek 23 - Fields calculator

Jelikož se jedná o statickou simulaci s časově neměnnými veličinami, byl zvolen řešič *Magnetostatic*. Celkem byl výpočet proveden pro tři varianty rotoru. Jedná se o:

- původní konstrukci s kruhovými magnety o průměru 10 mm a výšce 2 mm,
- magnety s průměrem 12 mm,
- magnety s lichoběžníkovým/kapkovitým tvarem a výškou 2 mm.

Kromě výpočtu magnetického indukčního toku byly rovněž zobrazeny magnetické indukční čáry představující skutečnou cestu zkoumaného toku. Následují výsledky výpočtů pro jednotlivé konstrukční varianty:

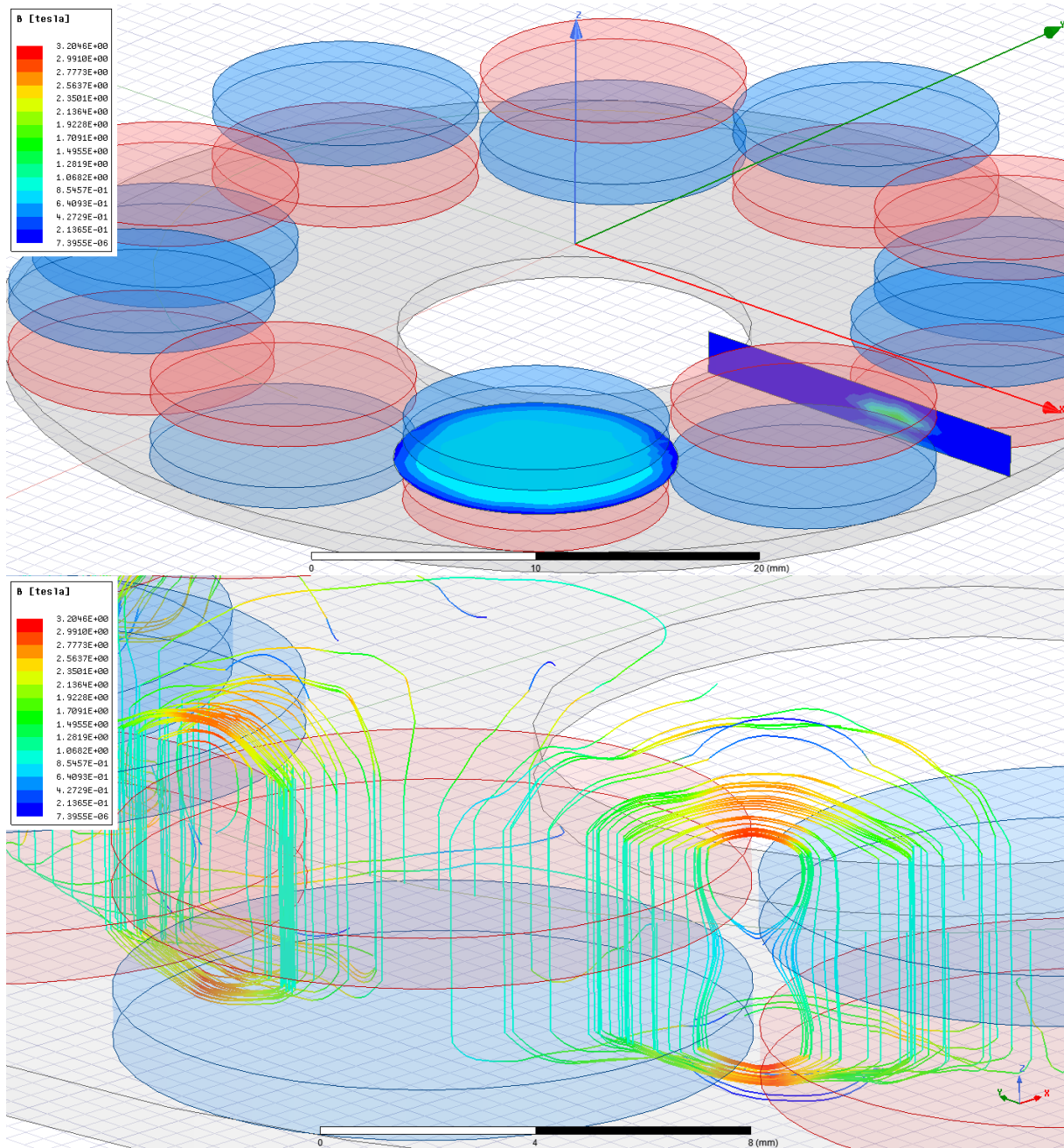
a. Současná konstrukce



Obrázek 24 - původní geometrie

- Nevyužitý tok $6,44 \cdot 10^{-7}$ Wb
- Spřažený tok: $1,19 \cdot 10^{-4}$ Wb

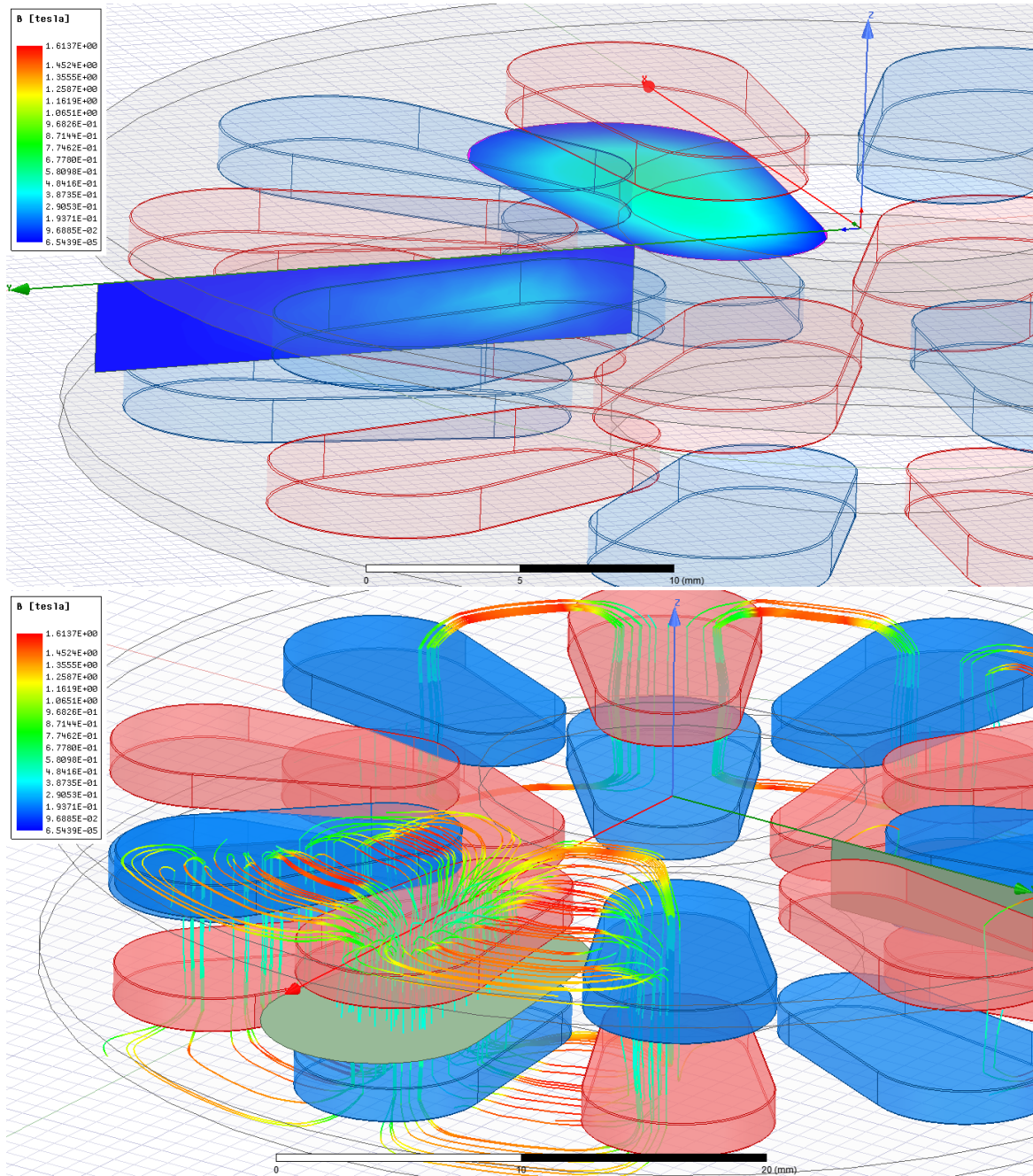
b. Konstrukce s magnety o větším průměru



Obrázek 25 - geometrie s magnety o větším průměru

- Nevyužitý tok: $2,12 \cdot 10^{-6}$ Wb
- Spřažený tok: $1,5 \cdot 10^{-4}$ Wb

c. Konstrukce s magnety kapkovitého tvaru



Obrázek 26 - geometrie s magnety kapkovitého tvaru

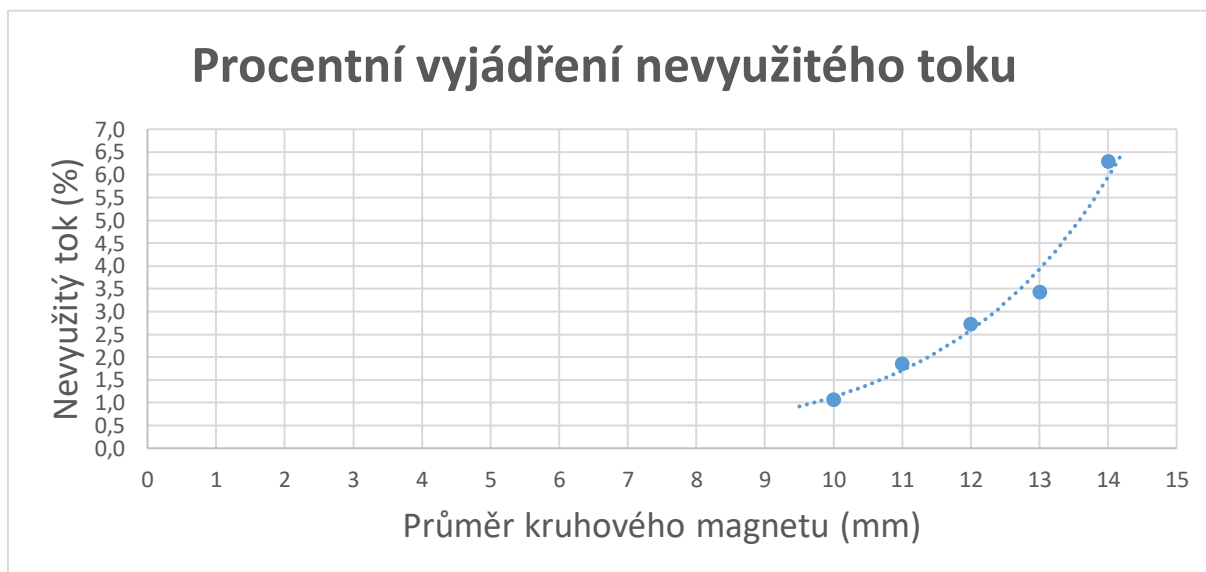
- Nevyužitý tok: $4,08 \cdot 10^{-6}$ Wb
- Spřažený tok: $1,32 \cdot 10^{-4}$ Wb

Pro přehlednost jsou vypočtené hodnoty uvedené v následující tabulce:

Varianta	Podíl nevyužitého toku [%]
Původní geometrie	1,07
Magnety větších rozměrů	2,73
Magnety kapkovitého tvaru	5,8

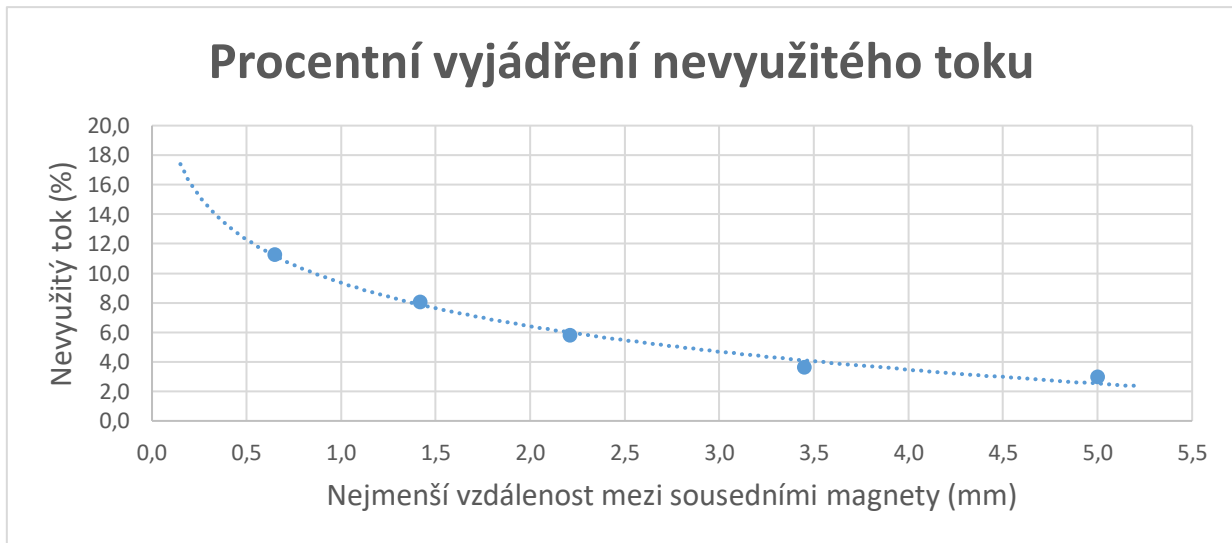
Tabulka 1 - vyjádření nevyužitého toku

Jelikož hodnoty nevyužitého toku pro dva rozměry kruhového magnetu nejsou příliš vypovídající z hlediska trendu, jehož tato závislost nabývá, bylo pro lepší názornost vytvořeno více variant vycházejících z původní geometrie. V jednotlivých variantách geometrie byl průměr magnetu definován pomocí parametru, pro získání závislosti nevyužitého toku na průměru magnetu tedy stačilo pro dané simulace měnit pouze tuto hodnotu. Bylo provedeno celkově 5 výpočtů pro rozměry magnetu od 10 mm do 14 mm. Větší průměr již není možné v této konfiguraci realizovat, neboť by již došlo k doteku a překrytí sousedních magnetů. Výsledky jsou na grafu č. 27.



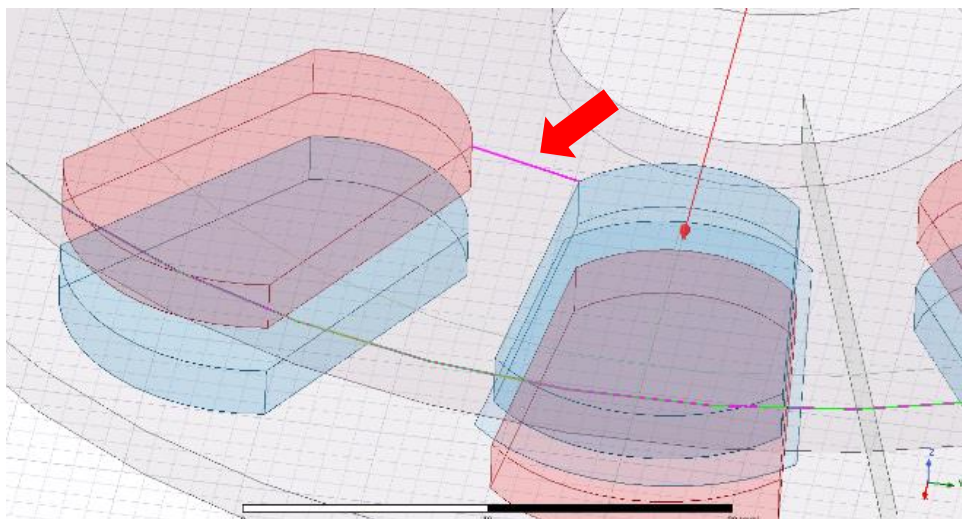
Obrázek 27 - graf závislosti nevyužitého toku pro kruhové magnety

Obdobná grafická závislost byla následně vytvořena i pro geometrii s magnety lichoběžníkového tvaru. U tohoto typu však bylo obtížné definovat parametr, jehož změnou by docházelo k postupnému zvětšování rozměrů. Závislost jsem proto vytvořil pro model, jenž obsahoval pouze tři dvojice magnetů. Prostřední dvojice tvořila statický pár umístěný na ose X. Zbývající dvě krajní dvojice pak byly po definovaných krocích posouvány směrem k ose. Pro každý posun byl proveden výpočet přes dané plochy, výsledky jsou na obr. 28. Funkční hodnotou na grafu je nejmenší vzdálenost mezi magnety, její přesný význam vysvětluje obrázek č. 29.



Obrázek 28 - graf závislosti nevyužitého toku pro lichoběžníkové magnety

V obou případech byly vypočtené hodnoty proloženy exponenciálou. Je tedy zřejmé, že velikost magnetů, respektive mezera mezi nimi má značný vliv na využití buzeného toku. Množství ztraceného magnetického indukčního toku se však pohybuje řádově v jednotkách procent. K větší ztrátě, jenž by mohla být považována za významnou z hlediska poklesu výkonu by došlo až při relativně velmi malých odstupech mezi magnety. Je třeba si uvědomit, že magnety nejsou k rotoru pevně přidělány, jejich pozice je zajištěna rotorovým držákem magnetů. Z toho plyne, že mezi magnety bude vždy určitá mezera.



Obrázek 29 – vzdálenost mezi magnety

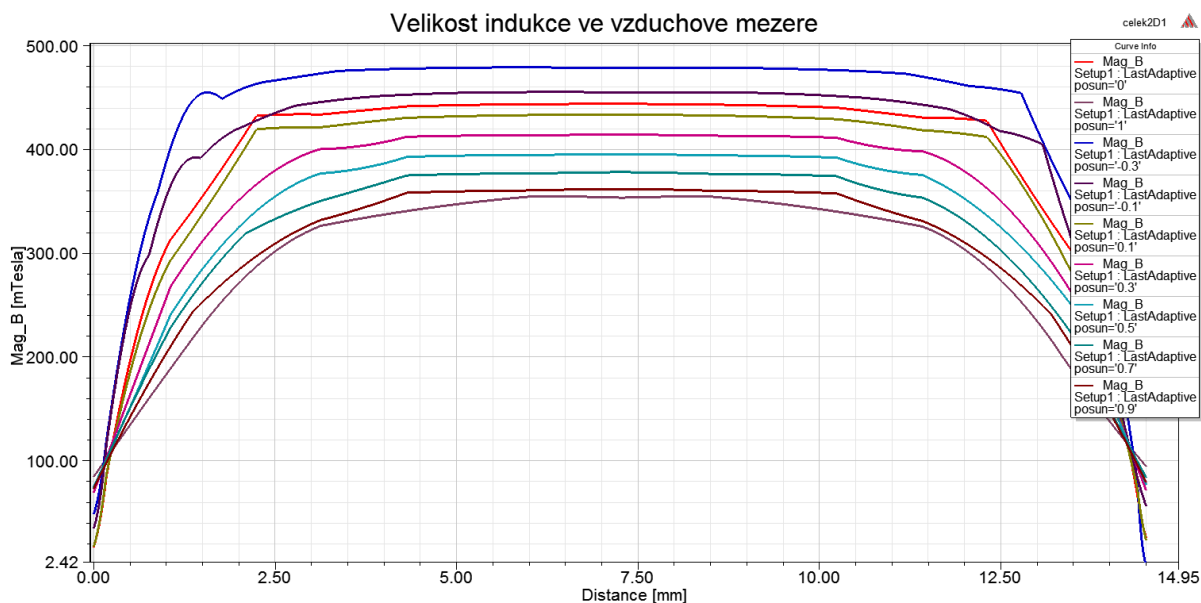
K významnějším ztrátám, tedy k hodnotám nevyužitého toku okolo 10 % či více, by tak nemělo za použití nosného dílu nikdy dojít. Z tohoto pohledu je mým závěrem z provedené simulace poznatek, že množství ztraceného toku není pro návrh motoru kritický parametr a není tedy třeba se snažit konstrukci v tomto směru optimalizovat.

5.3 Vyšetření velikosti magnetické indukce ve vzduchové mezeře

Předmětem dalšího zkoumání byl průběh a velikost magnetické indukce ve vzduchové mezeře. Především hodnota indukce v závislosti na velikosti vzduchové mezery je velmi podstatný parametr, neboť produkovaný moment je přímo úměrný právě magnetické indukci. Zároveň je zmenšení vzduchové mezery jedna z technologicky nejobtížněji proveditelných konstrukčních úprav na zkoumaném motoru. Je tedy velmi žádoucí posoudit, zdali zmenšování vzduchové mezery za cenu zvýšení složitosti výroby, a tedy i nákladů má za následek dostatečné zvýšení hodnoty indukce, či nikoliv.

Pro nasimulování a posouzení velikosti indukce byl vytvořen 2D model motoru. Ten byl získán řezem z původního 3D modelu. Stejně jako ve 3D modelu není jeho součástí statorové jho, neboť je magneticky nevodivé a nemá žádný vliv na vyšetřovanou indukci. Pro zobrazení fyzikálních veličin je třeba vytvořit objekt, k němuž tyto veličiny budou vztaženy. Jelikož je požadovaným výstupem graf indukce v závislosti na pozici, byla doprostřed mezi oba magnety vložena úsečka s délkou o něco větší než šířka magnetu. Pozice na úsečce bude v grafu na vodorovné ose, závislou veličinou pak bude vypočtená indukce.

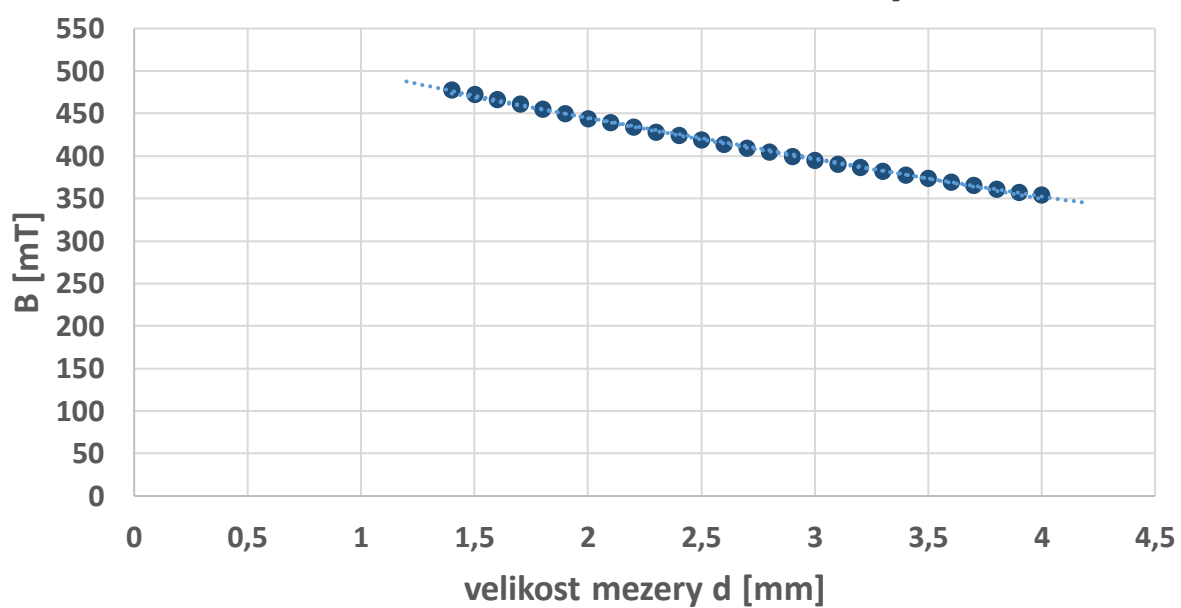
Pro posouzení vlivu velikosti mezery je třeba nasimulovat více případů. K zjednodušení takovýchto úkonů je možno v ANSYS Electronics použít tzv. parametrický výpočet. Jakoukoliv část modelu je možné kromě číselných rozměrů definovat pomocí proměnné, jejíž velikost pak parametrický výpočet mění po definovaných krocích v nastaveném rozsahu a poskytne výsledky pro všechny tyto kroky. Obě části rotoru, tj. horní a spodní, mají kromě absolutní pozice definovaný posun v kladném, respektive záporném vertikálním směru. Zmíněná úsečka leží uprostřed vzduchové mezery, její pozice leží záměrně v počátku osy Z, která rovněž definuje směr pohybu obou rotorových částí. S každým výpočetním krokem se tak obě části rotoru vzdálí o definovanou vzdálenost, pozice úsečky zůstává neměnná. Velikost vzduchové mezery u současného motoru je 2 mm. Pro výpočet jsem zvolil krok 0,1 mm, počáteční pozice je pak -0,7 mm. To znamená, že výpočet bude proveden pro velikost mezery od 1,4 mm s krokem 0,2 mm, konečná hodnota je nastavena na 3,8 mm. Pro dostatečnou kvalitu bylo třeba zvýšit původní hustotu výpočetní sítě, tzv. *Mesh*. Výsledkem je následující graf:



Obrázek 30 – průběhy velikosti magnetické indukce ve vzduchové mezeře

Na grafu č. 31 jsou vyneseny hodnoty z prostředku zkoumané oblasti, tzn. pod geometrickým středem kruhového magnetu. Body byly proloženy hyperbolou, je však zřejmé, že se již jedná o část s poklesem téměř lineárního charakteru. Maximální velikost indukce pro současnou vzduchovou mezeru je 0,445 T. Zmenšováním mezery by bylo možné dosáhnout o něco vyšší hodnoty, je však třeba rovněž počítat s tloušťkou desky plošného spoje, jež činí 0,4 mm. Na obou stranách tedy v současné době je 0,8 mm mezery. Pokud bychom uvažovali zlepšení konstrukce a snížení mezery na jedné straně např. na 0,6 mm, jinými slovy celková vzduchová mezera by činila 1,6 mm, velikost indukce by bylo možné zvýšit zhruba na 0,48 T. Z mého pohledu je snížení velikosti mezery na zmíněnou hodnotu 1,6 mm na hranici technologické proveditelnosti při výrobě. Mým závěrem tedy je, že velikost magnetické indukce lze zvýšit zhruba o 10 % přiblížením obou rotorových částí ke statorovému vinutí. Skutečný stav může samozřejmě být odlišný, hranice proveditelnosti může být jak pod, tak nad mnou uvažovanou hodnotou 1,6 mm. Graf č. 30 však dle mého názoru může sloužit jako užitečné vodítko pro technickou praxi.

Velikost magnetické indukce v mezeře v závislosti na velikosti mezery



Obrázek 31 - závislost magnetické indukce na vzduchové mezeře

5.4 Vyšetření průběhu indukovaného napětí

Dalším krokem v praktické části práce je vyšetření průběhu indukovaného napětí. Zejména jeho tvar je jeden z nejpodstatnějších parametrů, neboť motor poskytuje nejhladší průběh momentu, je-li napájecí napětí stejného tvaru jako napětí indukované. Jelikož výkonový čip napájí motor napětím sinusového průběhu, je žádoucí, aby indukované napětí bylo rovněž sinusové, ideálně s co nejmenším podílem vyšších harmonických. Druhým požadavkem je samozřejmě co nejvyšší hodnota indukovaného napětí, jež záleží na počtu závitů.

5.4.1 Tvorba a nastavení simulace

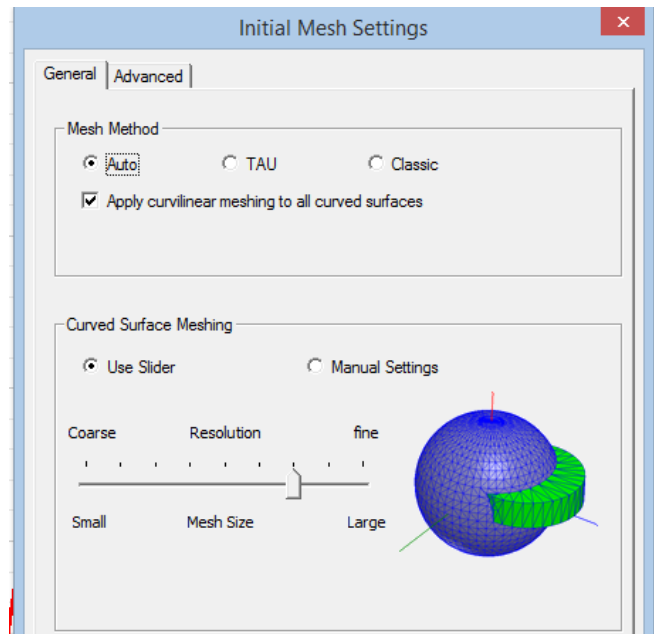
Do modelu bylo pro tuto část simulace naimportováno vinutí. Obdobně jako v přechodích případech byl objekt vytvořen v softwaru Autodesk Inventor a následně naimportován do prostředí Ansys Electronics. Vinutí je zhotoveno z mědi, parametru *Material* tedy byla přiřazena vlastnost *copper*. Součástí modelu opět není samotná deska plošného spoje, neboť na zkoumané veličiny nemá žádný vliv. Rozdíl oproti minulým simulacím spočívá v použití řešiče *Transient*, jenž slouží k simulacím dynamických a přechodných dějů. Pro získání průběhu indukovaného napětí je potřeba nasimulovat otáčivý pohyb rotoru podle osy otáčení, tj. podle hřídele.

Pohyb je v Ansys Electronics simulován pomocí tzv. funkcionality *Band*. Tímto příkazem je pro označenou část geometrie definován posuvný, či otáčivý pohyb. V tomto případě byl přirozeně zvolen pohyb otáčivý, rychlostí 600 otáček za minutu. Jelikož má rotor 5 pólů, bude frekvence napětí indukovaného do vinutí 50 Hz. Pro tvorbu Band oblasti by bylo ideální vytvořit objekt, jenž by obklopoval obě rotorové části, avšak s vnitřním výřezem, v němž leží nepohybující se stator. Takovou oblast pro přiřazení Bandu však Ansys nepovoluje. Druhou možností je definovat dvě pohybuující se oblasti, avšak tento způsob je velice výpočetně náročný. Bylo tedy zvoleno kompromisní řešení – indukované napětí bylo simulováno pouze s jedním rotorem. Tento stav samozřejmě neodpovídá reálné podobě motoru, avšak pro porovnání jednotlivých vinutí mezi sebou je možné takové uspořádání využít.

Pro požadované výpočetní úkony Ansys Electronics vyžaduje, aby vinutí bylo uzavřené, tj. aby cesta elektrického proudu byla skrz nepřerušené těleso. Ke všem vinutím tak byla vymodelována spojka, zajišťující kontinuitu vodivé cesty ve vinutí. Kontrolu této vodivé cesty je možné provést pomocí příkazu *Validate conduction path*, bez splnění této podmínky řešič neumožní výpočet realizovat. Pro samotné zobrazení průběhu napětí je třeba definovat skutečnost, že vložená geometrie tvoří vinutí – to je provedeno příkazem *Add winding*. V parametrech pro *Winding* je nutné zvolit počet paralelních větví vinutí. Vzhledem k tomu, že vinutí je již vymodelováno v podobě jednotlivých závitů, byl tento počet nastaven na hodnotu jedna. Následně je třeba provést řez vinutím a vzniklé dvourozměrné ploše přiřadit

tzv. *Coil terminal*. V parametrech pro *Coil terminal* je možné zvolit přímo vybuzení pomocí definovaného proudu či napětí. Třetí možnost je tzv. *External circuit*, který umožňuje připojení k uživatelsky definovanému externímu obvodu. Pro tvorbu obvodu slouží modul *Circuit Designer*. Jelikož je cílem zobrazení průběhu napětí, byl k vinutí připojen pouze blok reprezentující voltmetr. Po návrhu obvodu je vytvořen soubor, který je nutné do modelu naimportovat.

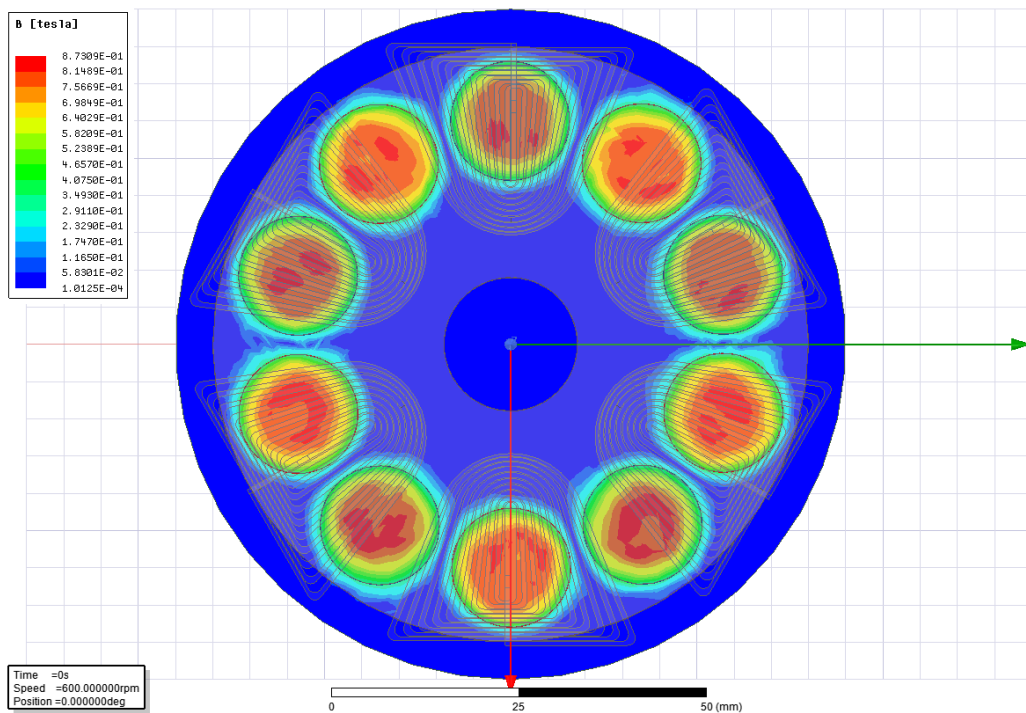
Při nastavování výpočetních parametrů simulace jsem se snažil o dosažení kompromisu mezi výpočetní dobou a přesností výsledků. Rychlejší, avšak méně přesný výpočet se projevoval především zkreslenými, „hrbolatými“ závislostmi s množstvím skokových změn. Ty přisuzuji zejména nedostatečnému rozlišení velikosti výpočetní sítě, tzv. *Mesh*. Právě nastavení jemnosti sítě mělo největší vliv na výsledné průběhy. Nejuspokojivějšího výsledku z pohledu výpočetního času a přesnosti výsledků jsem dosáhl při zvýšení jemnosti sítě na hodnotu 7, jenž představuje jemnější rozlišení. Dialogové okno pro nastavení tohoto parametru je na obr. 32.



Obrázek 32 - nastavení výpočetní sítě

Výsledné průběhy byly vyexportovány ve formátu .csv a následně zpracovány v programu Matlab. Zde byl vytvořen skript, jenž z načtených dat provede harmonickou analýzu. Pro snadné porovnání mezi zkoumanými variantami vinutí byl následně nalezen parametr THD. THD (*total harmonic distortion*) představuje poměr výkonu první harmonické k sumě výkonů všech ostatních

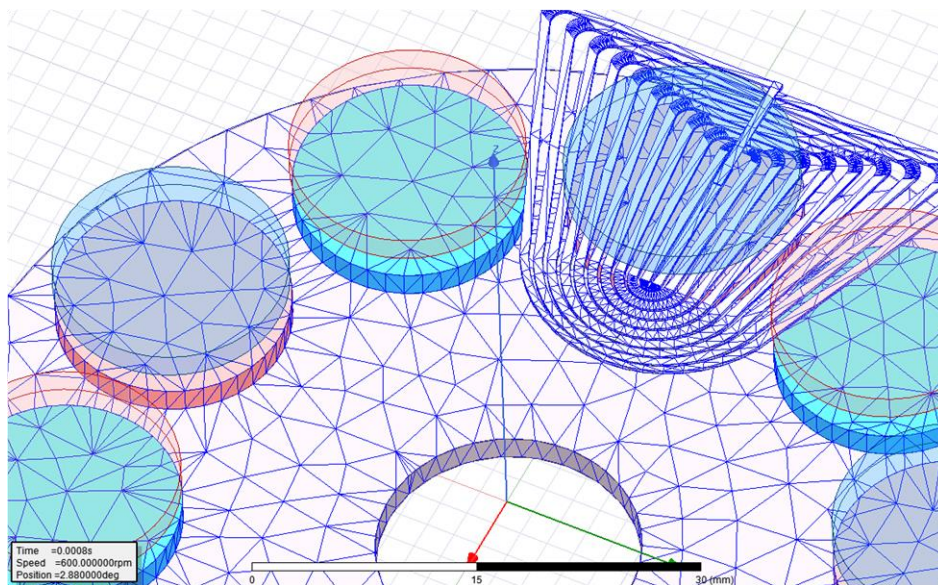
vyšších harmonických. Hodnota se zpravidla udává v decibelech. Výsledky z těchto výpočtů pak tvoří stěžejní poznatky z celé této části.



Obrázek 33 - model pro vyšetření indukovaného napětí se zobrazenou velikostí magnetické indukce

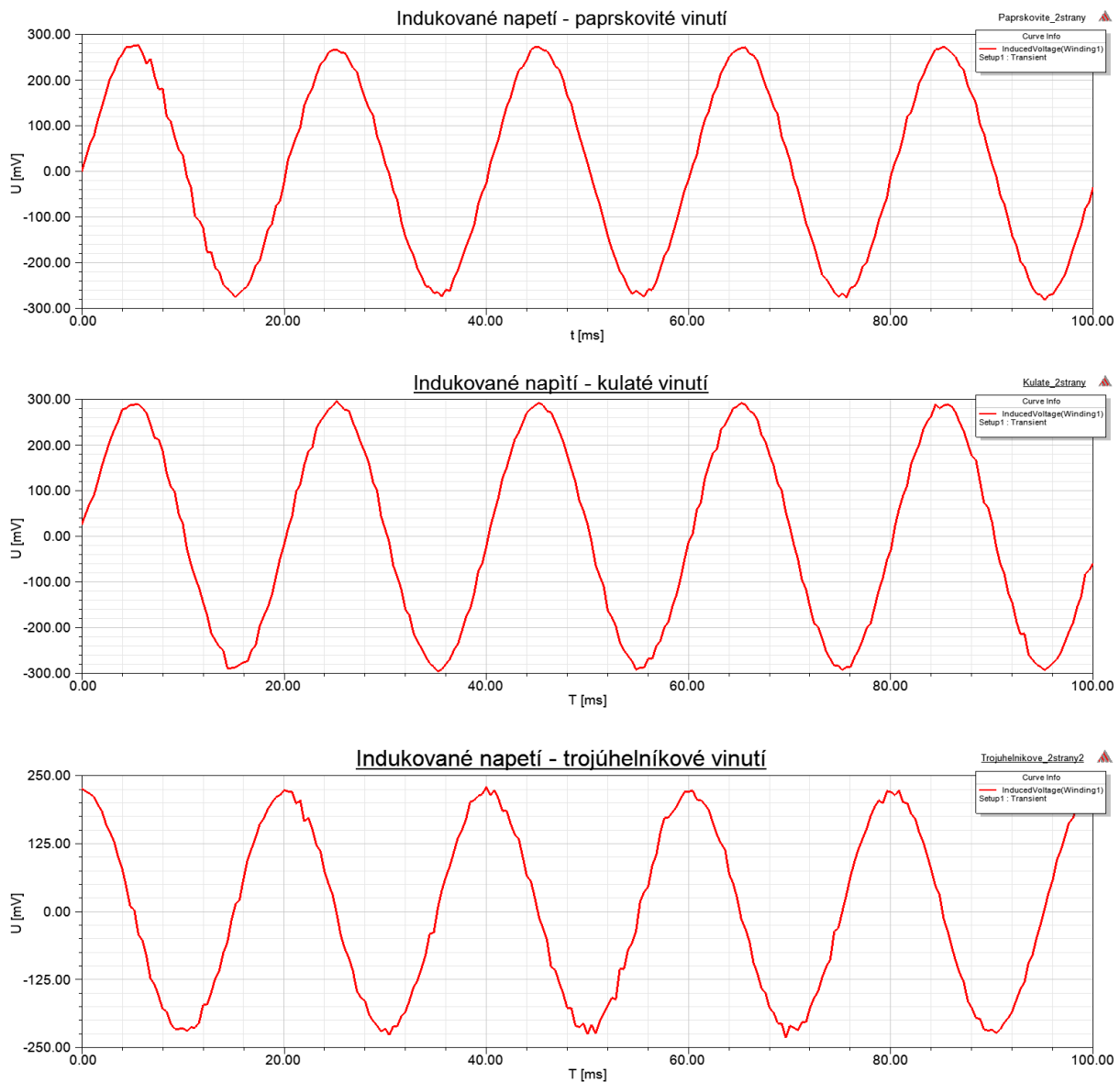
5.4.2 Výsledky simulací

Vypočtené průběhy napětí lze zobrazit pomocí příkazu *Create Transient Report* v záložce *Results* v daném projektu. Ve skupině *Category* je třeba zvolit vinutí, v mém případě s výchozím názvem *Winding1*. Po jeho označení se objeví několik možností, z nichž jednou je i požadované indukované napětí.

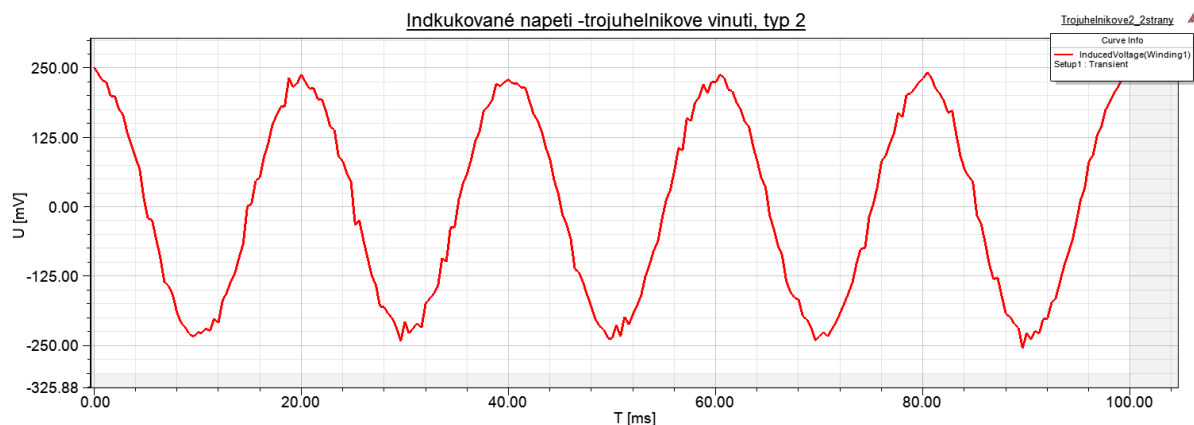


Obrázek 34 - podoba výpočetní sítě

Na všech průbězích lze pozorovat zřetelné zvlnění a menší skokové změny, zejména v oblastech vrcholů sinusoidy. Skokové změny jsou s největší pravděpodobností způsobeny tvarem výpočetní sítě v místech okolo středu magnetů, výpočetní síť je zde značně hrubší. Zvyšování rozlišení sítě by zajisté zlepšilo přesnost výpočtu, a tedy i výsledných průběhů, provedení takové simulace by však vyžadovalo značně výkonnější hardwarové vybavení. Představu o tvaru výpočetní sítě poskytuje obrázek č. 34.



Obrázek 35 - indukovaná napětí pro typy 1, 3 a 4



Obrázek 36 - indukované napětí pro typ 2

Druhé pozorované zkresení sinusoidy, a sice lehké zvlnění po celé její délce je z části způsobeno časovým výpočetním krokem. Ten byl nastaven na 0,4 ms. Na výsledných průbězích lze však pozorovat, že jednotlivé úseky se střídají s periodou jinou, než je 0,4ms. Na tvar indukovaného napětí má samozřejmě rovněž vliv i samotné provedení vinutí, avšak například u indukovaného napětí pro trojúhelníkové vinutí č. 2 se tvar liší i v jednotlivých periodách, což konstrukci vinutí v tomto případě vylučuje.

Analýzu tvaru indukovaného napětí je nutno kvůli zmíněným výpočetním nepřesnostem brát s jistou rezervou. Na druhou stranu je třeba uvést, že parametry řešiče a tvorby výpočetní sítě byly ve všech třech případech nastaveny stejně. S přihlédnutím k těmto skutečnostem byla provedena harmonická analýza, jejíž výsledky jsou příloze č. 8.2. Je zřejmé, že všechny tři vinutí mají tvar indukovaného napětí téměř sinusového průběhu. U paprskovitého vinutí je patrná třetí harmonická, obsah ostatních harmonických je však nejnižší. Kvantitativní porovnání poskytuje vypočtený parametr THD, jehož hodnoty jsou uvedeny v následující tabulce.

Varianta	THD (dB)
Trojúhelníkové vinutí, typ č. 1	-17,88
Trojúhelníkové vinutí, typ č. 2	-17,5
Paprskovité vinutí, typ č.3	-17,2
Oválné vinutí typ č. 4	-17,9

Tabulka 2 - THD zkoumaných vinutí

Hodnoty THD jsou záporné, což znamená, že podíl výkonů vyšších harmonických je nižší než výkon základní frekvence. Z porovnání nejlépe vychází typ č.4. Všechny hodnoty jsou však velmi podobné, a především pak relativně velmi malé. Je proto obtížné říci, zdali jsou rozdíly dány spíše

rozdílnou geometrií, či výpočetními nepřesnostmi. Na druhou stranu žádné z vinutí nemá průběh indukovaného napětí výrazněji deformovaný, z hlediska tvaru indukovaného napětí tak lze konstatovat, že všechna provedení poskytují uspokojivý průběh.

Z pohledu velikosti indukovaného napětí se jako neoptimálnější jeví kruhové vinutí (typ č.4), amplituda průběhu činí 290 mV. Velikosti napětí u typu č.3 byla nižší jen nepatrně – 280 mV. Nižší amplituda je však u obou trojúhelníkových vinutí. U typu č.2 je amplituda o něco vyšší, neboť vinutí má více závitů, konkrétně 13 oproti 8 u typu č.1. Dodatečné závity však leží blíže středu vinutí, délka jejich stran je tak s každým dalším závitem kratší a rozdíl napětí proto není nikterak výrazný, viz tabulka č. 3.

Varianta	$u(t)_{\max}$ (mV)
Trojúhelníkové vinutí, typ č. 1	246
Trojúhelníkové vinutí, typ č. 2	250
Paprskovité vinutí, typ č.3	280
Oválné vinutí typ č. 4	290

Tabulka 3 - maximální velikost indukovaného napětí zkoumaných vinutí

Závěrem z této části práce je tedy konstatování, že kruhové a paprskovité vinutí jsou výhodná jak z hlediska průběhu, tak velikosti indukovaného napětí, přičemž rozdíly mezi nimi jsou v těchto parametrech minimální.

5.5 Zhodnocení průběhu momentu

Jelikož motor slouží k pohonu ventilátoru v domácím či kancelářském prostředí, je jedním z nejkritičtějších požadavků tichý chod celého pohonu. Výrazný vliv na zvukový projev má průběh momentu – zvlněný průběh, či skokové změny hnacího momentu se projevují trhavým pohybem rotoru. Tyto momentové rázy rotoru se následně šíří hřídelí a ložisky do celého pohonu a zvyšují tak hlučnost. Detekce zvlnění hnacího momentu a jeho případné snížení je tak pravděpodobně nejpodstatnější částí práce. Jako nejvýznamnější konstrukční parametr jsem v tomto případě určil tvar statorového vinutí, následně simulace se tedy týkají již zmíněných čtyř variant vinutí. Pro porovnání je rovněž vyšetřen průběh momentu v modelu stroje z RMXprt.

5.5.1 Simulace v „ručně“ vytvořeném modelu

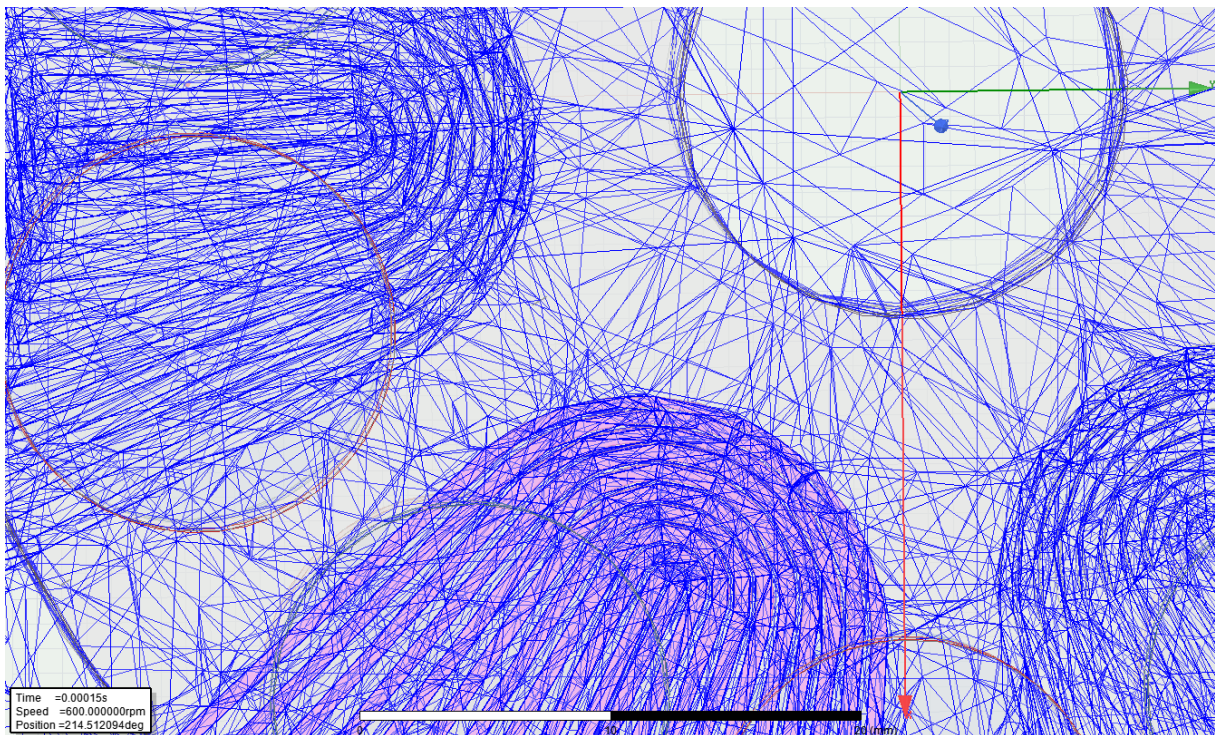
Při tvorbě modelu jsem vyšel z předešlého modelu pro detekci tvaru indukovaného napětí. Jelikož požadovaným výsledkem byl průběh momentu při konstantních otáčkách, jednalo se tedy o dynamický děj a jako řešič bylo třeba zvolit řešič *transient*. Pohyb byl stejně jako v předchozí simulaci proveden pomocí přiřazení parametru *band* pro danou oblast obsahující všechny rotující části.

Při prvních pokusech o provedení simulace jsem použil možnost *Consider mechanical transient*. Povolením této možnosti řešič zahrne silové účinky interakce magnetických polí statoru a rotoru do pohybu motoru. Je tedy možné oblasti *band* přiřadit nulovou otáčivou rychlost, a zkoumat tak otáčky motoru vyvolané pouze napájením. Jelikož zkoumaným motorem je motor synchronní, bylo nejprve třeba provést rozběh na zvolenou rychlost, tzn. synchronní otáčky. Tato skutečnost se projevila jako kritická překážka, neboť v parametru napájení je možné definovat pouze pevně daný průběh napájecího napětí, případně proudu. Je sice možné použít podmínku typu *if*, s jejíž pomocí jsem vytvořil sekvenci, která zvyšuje napájecí frekvenci do určitého časového okamžiku postupně a funguje tak jako frekvenční rozběh, avšak ani tímto způsobem se motor nepodařilo rozběhnout na žádané otáčky. Rozběhu jsem se rovněž snažil pomoci snížením momentu setrvačnosti na hodnotu o několik řádů nižší, než byla hodnota skutečná s očekáváním, že se motor snáže chytí otáčivého pole statoru, avšak ani tak se nepodařilo dostáhnout žádaných otáček motoru.

Zakázal jsem tedy již zmíněný parametr *Consider mechanical transient*, což ovšem znamená, že i když v modelu jsou přítomna magnetická pole se vzájemnou interakcí, samotný motor se neroztočí. Vyvolané síly jsou sice vypočteny a je možné zobrazit jejich průběh, jejich účinky však nejsou propojeny s žádnými částmi modelu. Je tedy třeba definovat otáčivou rychlost, jejíž původ je čistě externího charakteru a nijak nesouvisející s napájením. Je však nutné, aby rychlost odpovídala definované napájecí frekvenci. Dle známého vztahu (11) pro otáčky synchronního stroje tak byla zvolena rychlost 1600 otáček za minutu a napájecí frekvence 133,33 Hz.

$$n = \frac{60 f}{p_p} = \frac{60 \cdot 133,33}{5} = 1600 \quad (11)$$

Napájení bylo realizováno 3f sinusovým napětím o amplitudě 20V. Dále bylo třeba určit vzájemnou polohu rotoru a vektoru magnetického pole statoru. Při ustáleném stavu, tj. jsou-li otáčky synchronního stroje konstantní, zaujme rotor polohu zpoždující se za vektorem magnetického pole vyvolaného statorovými proudy. Tato poloha se nazývá zátěžný úhel δ a závisí na mechanickém zatížení stroje. Pro porovnání je třeba simulovat všechny varianty se stejným zátěžným úhlem δ . Pro nalezení takového úhlu bylo nejprve třeba najít polohu se zátěžným úhlem 0° , tj. pokud je stroj nezatížen. Tato poloha zřejmě závisí na aktuálním časovém okamžiku, ve kterém se nachází třífázová napájecí soustava – proto jsem si určitý časový okamžik vybral a určil jsem odpovídající hodnoty proudu. Tímto časově neměnným proudem jsem vybudil jednotlivá vinutí a našel jsem polohu, kterou rotor vůči statoru zaujal. V tomto případě bylo možné povolit *Consider mechanical transient*, rychlost byla nastavena jako nulová a simulace byla provedena do té doby, než se rotor ustálil. Získaná poloha tedy představuje pozici rotoru vůči vektoru statorového pole při nezatíženém stroji. Takto byly získány jednotlivé polohy pro všechny varianty vinutí. Následně byl rotor pro všechny varianty otočen o určitý a vždy stejný úhel, představující zátěžný úhel δ . Toto otočení je možné velice jednoduše provést parametrem *initial position* v nastavení *Motion setup*.



Obrázek 37 - výpočetní síť – jemné rozlišení

I přes značnou snahu byly výsledné průběhy momentu pro analýzu nepoužitelné. Průběhy obsahovaly množství skokových změn, často téměř diskrétního charakteru. Rovněž se objevovalo množství záporných zákmitů. Výsledky se nepodařilo vylepšit ani za použití jemnější výpočetní sítě či kratšího výpočetního kroku. Značně zjemněnou sít' ilustruje obrázek č. 37. Je tedy nutné konstatovat, že ruční tvorbou modelu se nepodařilo vytvořit fungující simulaci.

5.5.2 Simulace v upraveném modelu z RMXprt

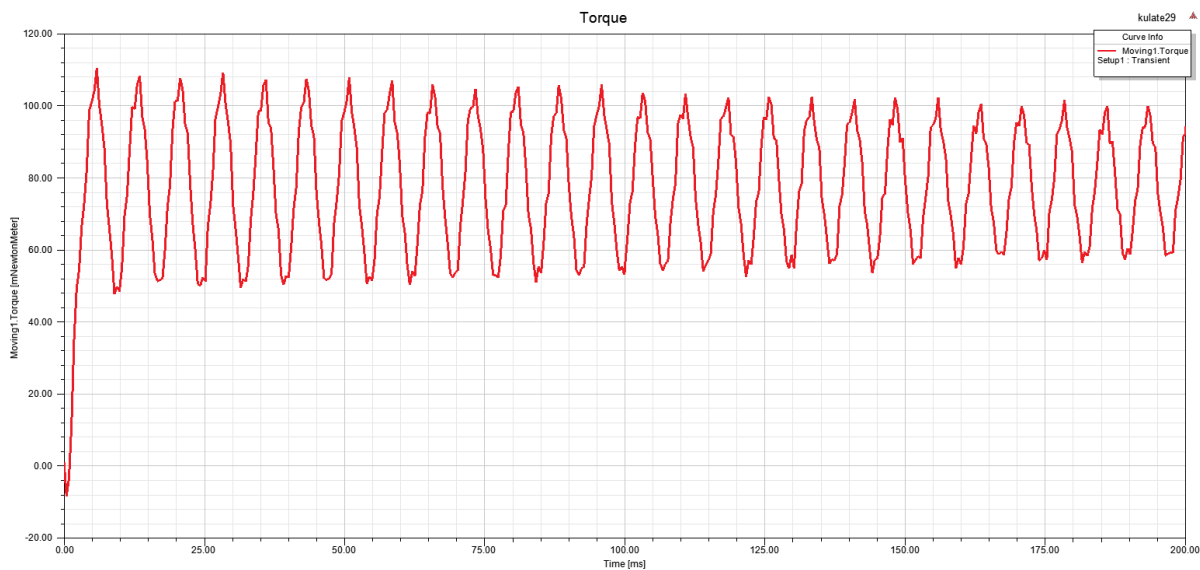
Jelikož výsledky z ručně vytvářeného modelu byly neuspokojivé, bylo třeba využít model vytvořený RMXprtem. Jak již bylo zmíněno, značná výhoda je kromě snadné tvorby modelu především správnost nastavení veškerých parametrů. Po provedení simulace v modulu RMXprt byla tedy vygenerována 3D geometrie motoru. Nevýhodou je odlišnost vytvořeného modelu (viz. kapitola 5.1.1 *RMXprt*) od předlohy, který proto bylo nutné částečně upravit.

Nejpodstatnější rozdíl spočívá v odlišném vinutí, jenž bylo potřeba smazat a nahradit požadovanými soustřednými cívkami. Další odlišnost spočívala v lichoběžníkovém tvaru magnetů. Ty byly nahrazeny magnety kruhovými, simulace však byla pro porovnání provedena s oběma variantami. Celkem tedy bylo provedeno osm simulací – čtyři různá vinutí se dvěma variantami magnetů.

Jelikož skutečný motor obsahuje dvě pohyblivé části, tj. dva rotory, je zapotřebí pro dvě pohybující se části modelu definovat dvě oblasti typu *band*. Simulace takového modelu však probíhala velmi pomalu a nebylo tak možné provést všechny potřebné simulace. Jako kompromisní řešení jsem ponechal jednu oblast *band*, tedy pouze jednu rotující stranu. Druhá strana byla definována jako statická a byly z ní odstraněny magnety. Magnetický tok tak bude dvakrát nižší, díky přítomnému magneticky vodivému jhu však reluktance cesty zůstane stejná.

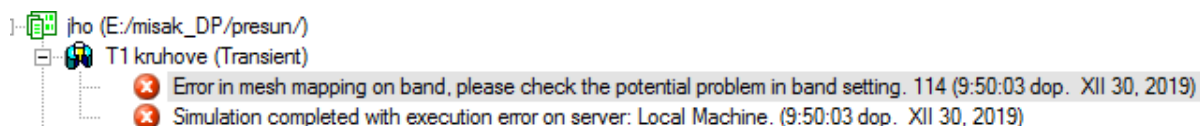
Poloha rotoru, při které byly simulace provedeny, odpovídá zátěžnému úhlu $\delta = 90^\circ$ elektrických, tzn. stroj dosahuje maximálního výkonu. Ta byla získána pomocí parametrického výpočtu pro krátký časový úsek, kdy byly postupně vyčísleny polohy od nejnižšího, po nejvyšší moment. Tato poloha byla zvolena, neboť není zadán jmenovitý výkon, dle kterého by byl zvolen odpovídající úhel δ .

Je potřeba si uvědomit, že simulace s pevně danou otáčivou rychlostí od času $t = 0$ představuje elektromagnetický přechodný děj. Z tohoto důvodu by bylo ideální simulaci provést v dostatečně dlouhém čase, tak aby bylo možné analyzovat ustálené veličiny. Přechodný děj je zobrazen na obrázku č. 38.



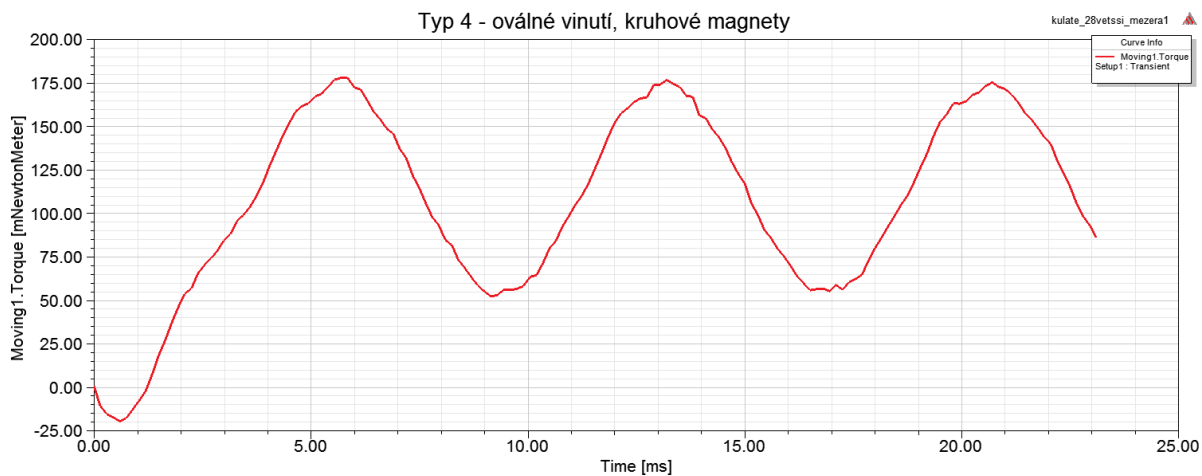
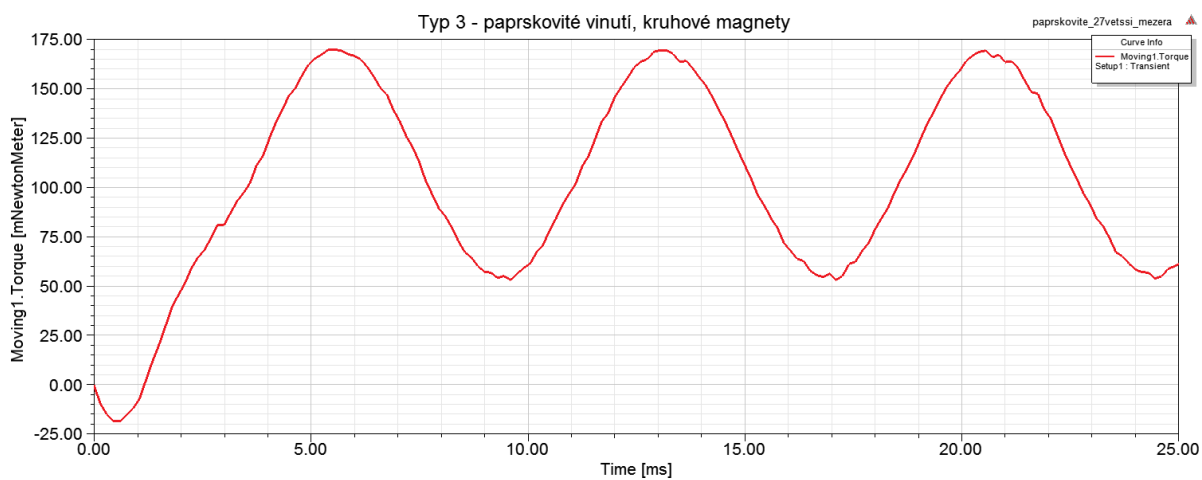
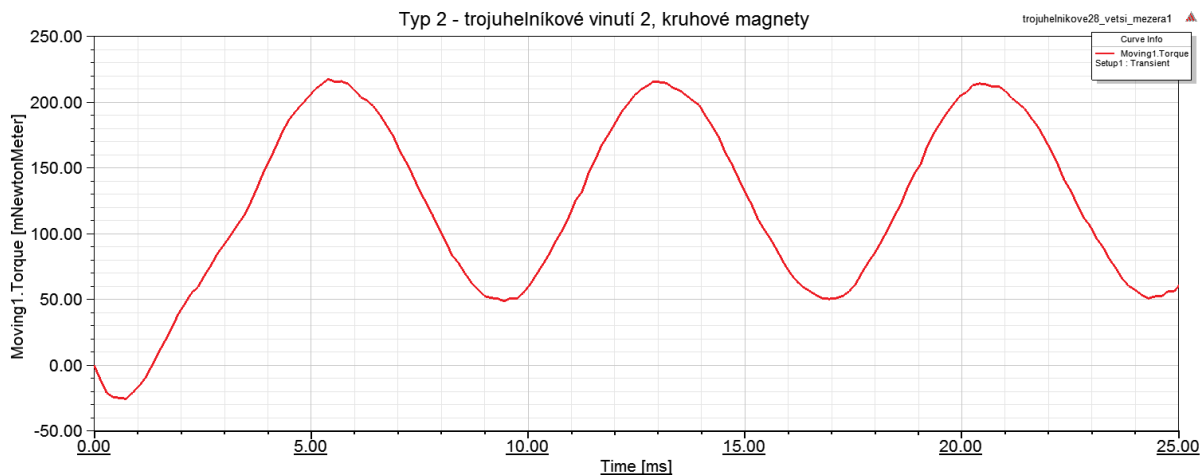
Obrázek 38 - průběh momentu při přechodném ději

Zobrazená simulace pokrývající úsek 200ms byla vyčíslována po dobu v řádu desítek hodin. Je tedy zřejmé, že za použití dostupného hardwarového vybavení není reálné provést dostatečně dlouhé simulace, zejména v případě 8mi analyzovaných variant. Z grafu je vidět, že se s časem mění přechodná složka momentu, tvar průběhu však zůstává stejný. Za cenu jisté nepřesnosti je tedy možné porovnat tvar průběhů momentu pro zkoumaná vinutí v časovém úseku, jež bylo možné provést v rozumném čase. Tímto způsobem byl vypočten a analyzován úsek pokrývající 25ms.

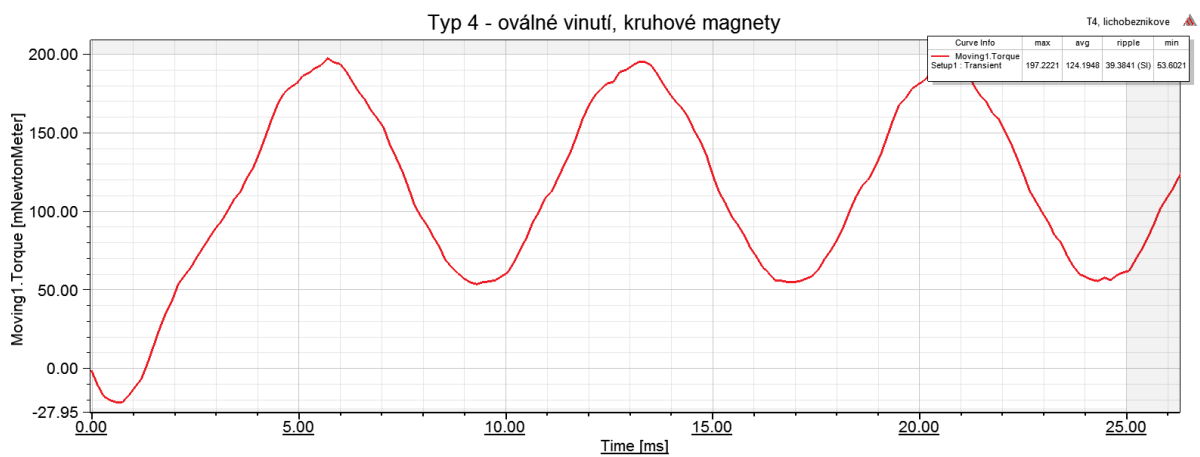
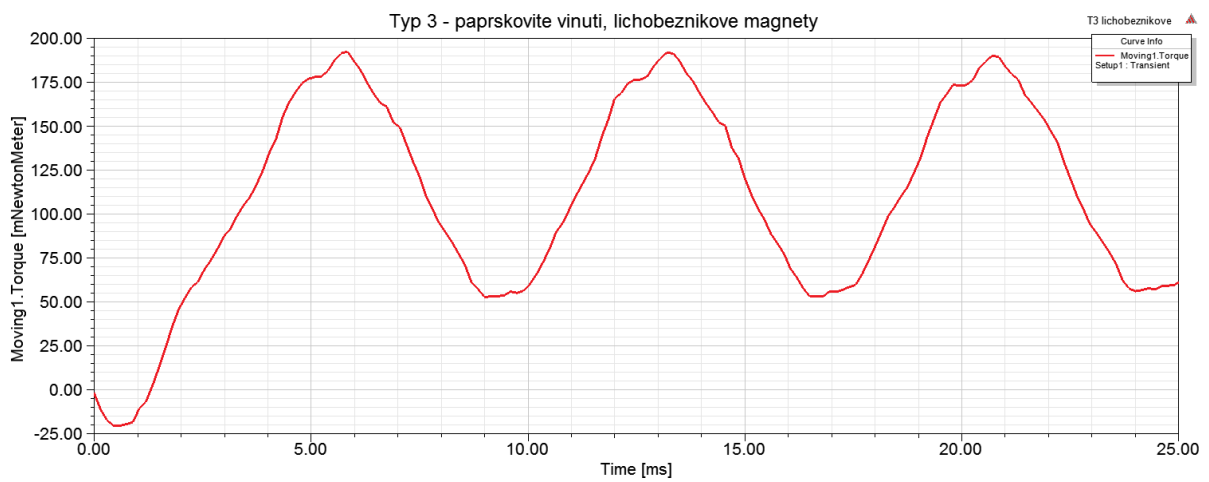
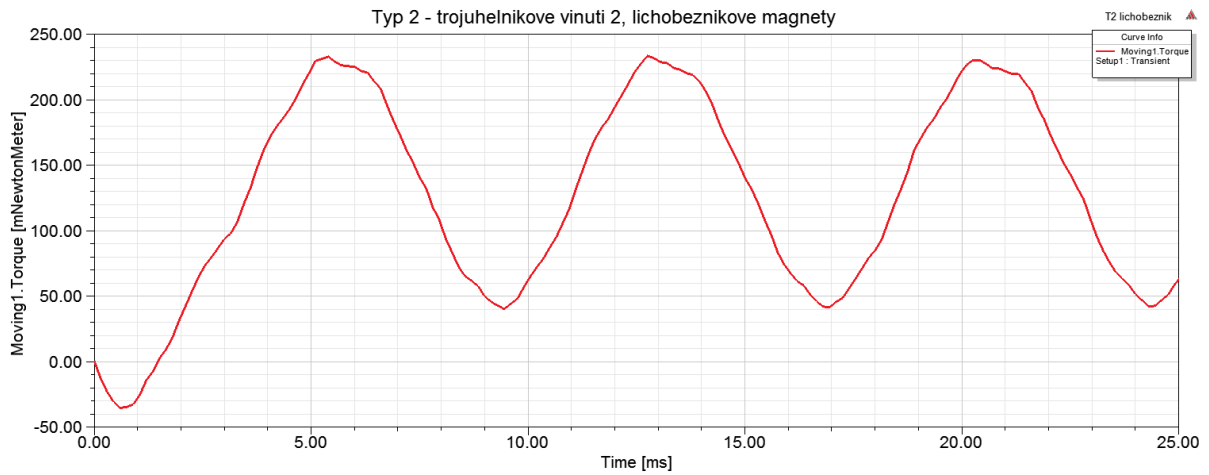


Obrázek 39 - chybové hlášení při ukončeném výpočtu

Bohužel musím konstatovat, že simulace pro typ 1 neproběhla. Při výpočtu soustavně docházelo k chybě a zastavení řešiče. Dle chybového hlášení (viz obr. 39) byla nesprávně definovaná výpočetní síť na otáčející se oblasti band. Tuto chybu se mi nepodařilo manipulací s výpočetními parametry odstranit. Proběhlo tedy pouze 6 výpočtů, všechny průběhy momentů jsou na následujících grafech:



Obrázek 40 - průběhy momentů pro typy 2,3 a 4 s kruhovými magnety

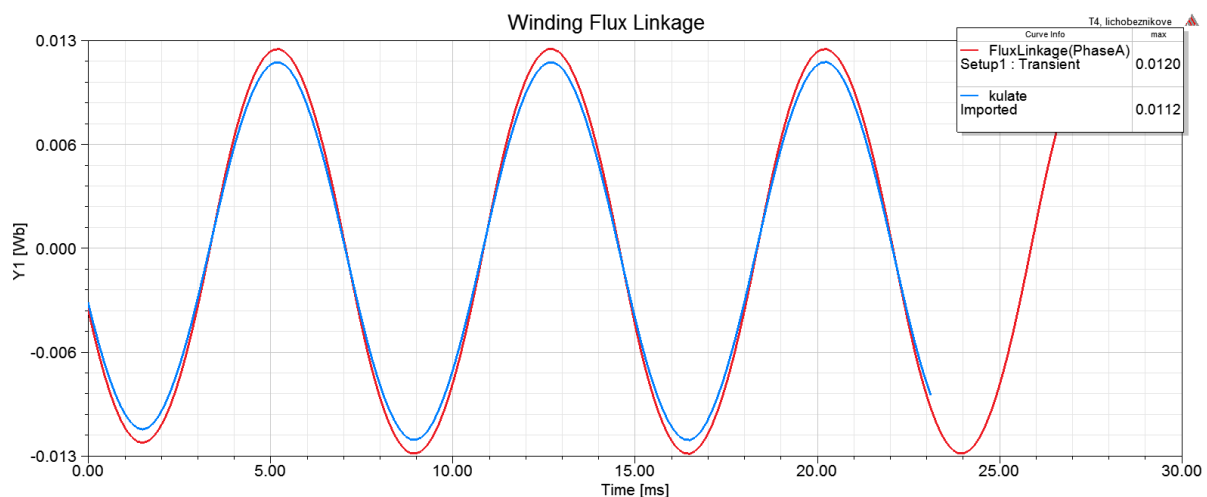


Obrázek 41 - průběhy momentů pro typy 2,3 a 4 s lichoběžníkovými magnety

ANALYZOVANÝ MOMENT	M_{\min} [mNm]	M_{\max} [mNm]	M_{avg} [mNm]	Ripple [-]
Typ 2 – kulaté magnety	48,6	217,2	134	43,2
Typ 2 – lichoběžníkové magnety	40,2	233,2	140,9	46,37
Typ 3 – kulaté magnety	53,1	169,6	112	35,9
Typ 3 – lichoběžníkové magnety	52,9	192,2	120,7	38,9
Typ 4 – kulaté magnety	52,3	177,8	119	34,4
Typ 4 – lichoběžníkové magnety	53,6	197,2	124,4	39,38

Tabulka 4 - hodnoty vyšetřených momentů pro zkoumané typy vinutí

Z vypočtených průběhů byly v Maxwellu odečteny následující parametry – maximální a minimální hodnota momentu, střední hodnota momentu a zvlnění (*ripple*). Ripple je interní matematická funkce v Maxwellu, jedná se o podíl RMS hodnotou a rozdílu mezi maximální a minimální hodnotou. Z výsledků je možné konstatovat, že provedení s lichoběžníkovými magnety generuje vyšší moment. To je možné přičíst zejména větší ploše lichoběžníkových magnetů a tedy i většímu množství produkovaného magnetického indukčního toku. To potvrzuje i průběh č. 42, jenž znázorňuje spřažený tok vinutí typu 2 pro obě varianty magnetů. Pro variantu s kruhovým magnetem je maximum 0,0112 Wb, lichoběžníkové magnety produkují 0,012 Wb spřaženého toku. U provedení s lichoběžníkovými magnety je však možné pozorovat větší zvlnění průběhu momentu, a to zejména v oblastech okolo minimálních a maximálních hodnot.



Obrázek 42 - průběh spřaženého toku pro dva tvary magnetů

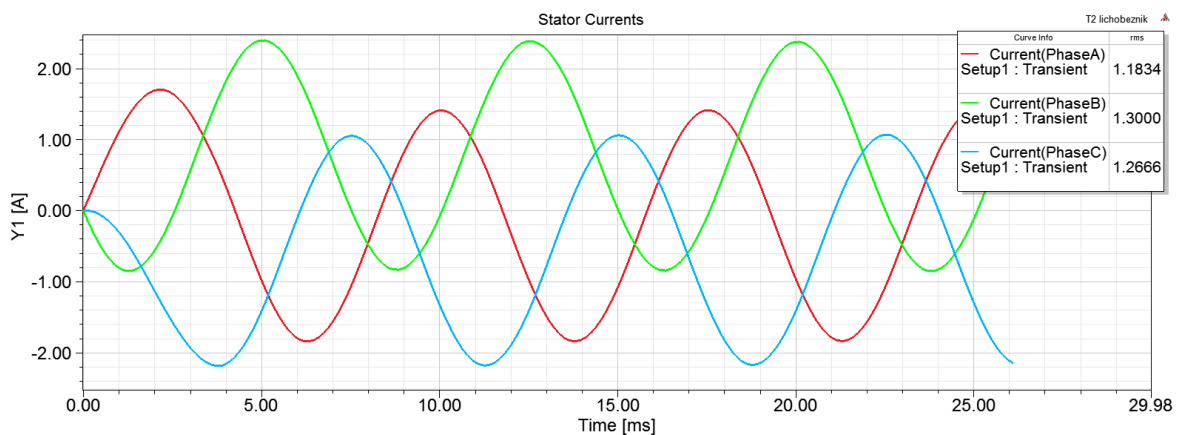
Co se týče porovnání mezi samotnými typy vinutí, nejvyššího momentu dosahuje typ 2, tj. trojúhelníkové vinutí s větším počtem závitů. Naopak nejnižší moment produkuje vinutí s paprskovitým tvarem – typ 3. Tuto skutečnost si vysvětlují nejnižším počtem závitů ze všech

provedení. Provedení vodičů kolmé na směr pohybu tak není schopné zcela vykompenzovat horší využití plochy na statoru, paprskovité provedení se tak jeví jako varianta nejhorší.

Pro typ 2 s lichoběžníkovými magnety, tj. s nejvyšším momentem je vypočítán generovaný výkon. Dosazením střední hodnoty momentu a otáček obdržíme výkon:

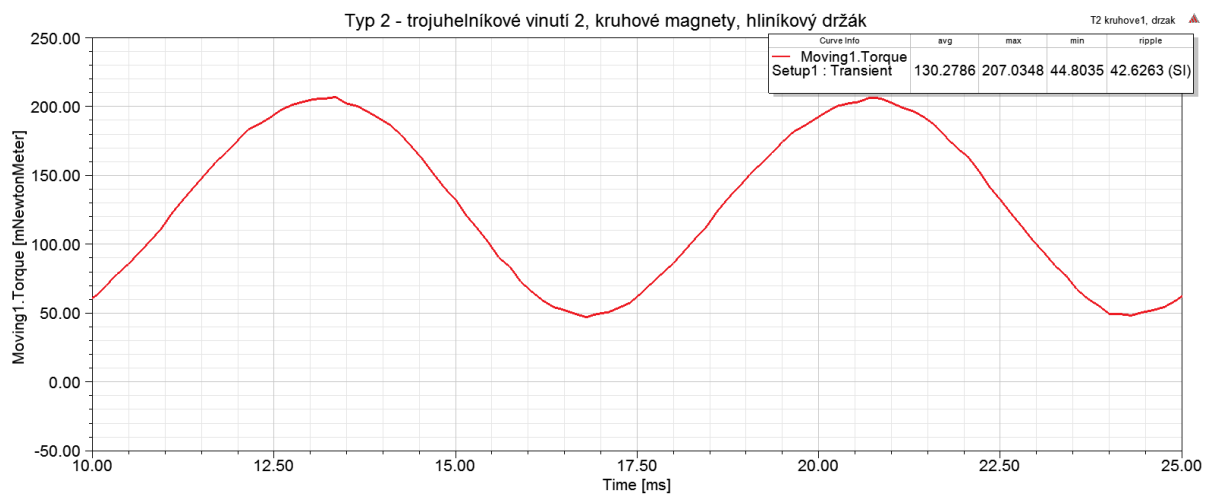
$$P = M \omega_{mech} = 0,1409 * 2 * \pi * \frac{1600}{60} = 23,59 \text{ W}$$

Průběh statorových proudů je na obrázku č. 43, efektivní hodnota činí 1,25 A. Zde je možné pozorovat značnou nesymetrii, jež je dle mého způsobena různým počtem rotorových magnetů a statorových cívek. Tato nesymetrie byla vyšší v případě menších zátěžných úhlů a tedy i nižších výkonů.



Obrázek 43 - průběh proudů pro typ 2

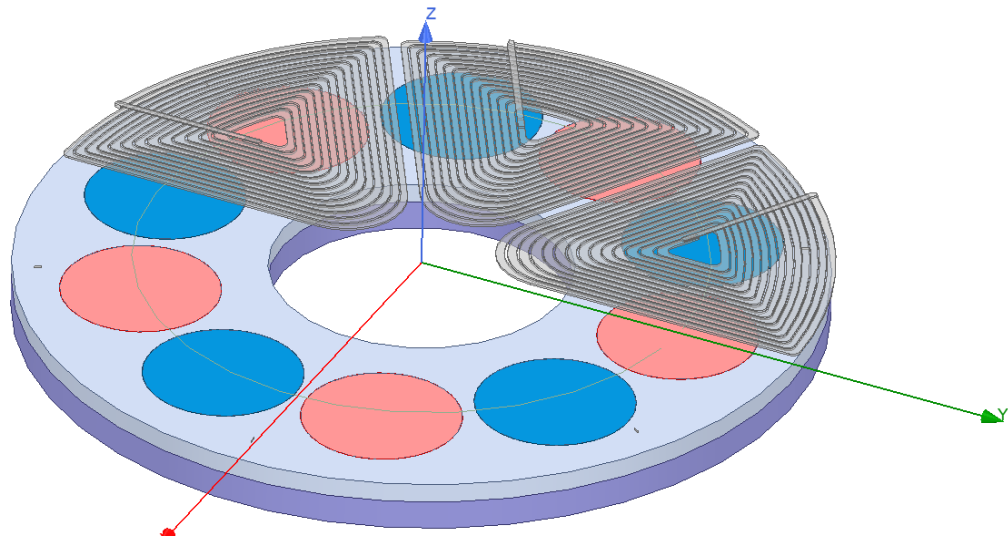
V další simulaci byl simulován vliv hliníkového držáku magnetů na průběh momentu. Pro analýzu byl použit typ 2 s kruhovými magnety. Toto provedení je na obrázku č. 45. Vypočtený moment je na následujícím průběhu:



Obrázek 44 - průběh momentu pro typ s hliníkovým držákem magnetů

ANALYZOVANÝ MOMENT	M_{\min} [mNm]	M_{\max} [mNm]	M_{avg} [mNm]	Ripple [-]
Typ 2 – kulaté magnety	48,6	217,2	134	43,2
Typ 2 – kulaté magnety, hliníkový držák	44,8	207,7	130,3	42,6

Tabulka 5 - porovnání vlivu hliníkového držáku



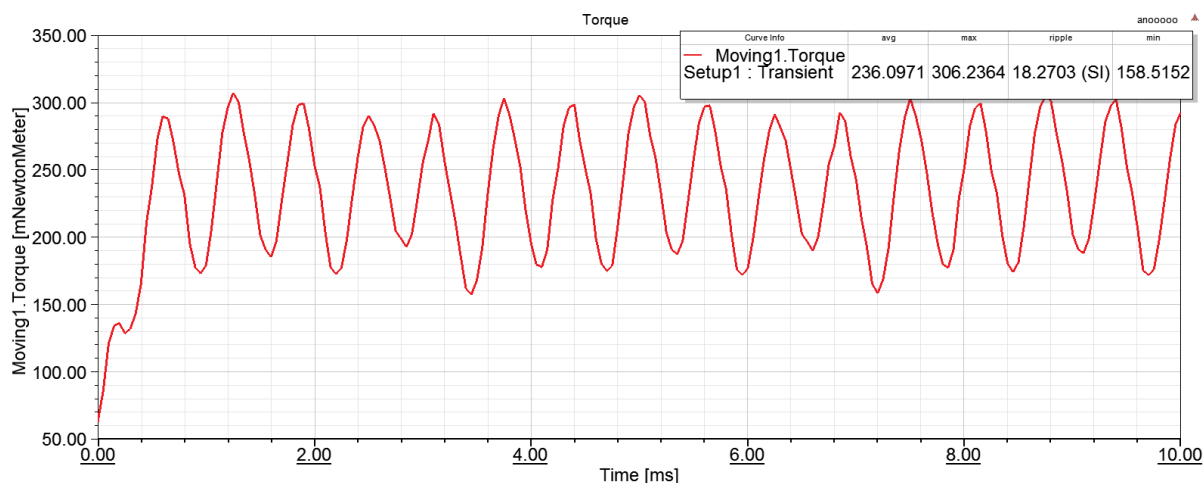
Obrázek 45 - provedení motoru s hliníkovým držákem magnetů

Z výsledků je patrné, že hliníkový díl nemá významnější vliv na moment motoru. Motor dosahuje o něco nižší střední hodnoty produkovaného momentu, rozdíly jsou však relativně malé. Při takto malých rozdílech je nutné brát v potaz, že výsledky mohou být zatíženy výpočetními nepřesnostmi, způsobenými například odlišnou podobou výpočetní sítě kvůli přítomnosti hliníkového dílu.

Při analýze výsledků z této kapitoly je potřeba si uvědomit, že model má ze zmíněných důvodů magnety pouze na jedné straně. Pro případ magnetů na obou stranách není možné prosté vynásobení momentu a výkonu dvěma, neboť zvýšení toku ovlivní rovněž statorový proud. Pro porovnání mezi jednotlivými typy však provedení s magnety pouze na jedné straně nepředstavuje problém. Motor je rovněž možné porovnat s motorem vygenerovaným z modulu RMXprt, neboť rovněž ten je kvůli zmíněným omezením v jednostranném provedení.

5.5.3 Simulace v původním modelu z RMXprt

Simulace popsané v následujícím textu probíhaly v nezměněném modelu vygenerovaném z modulu RMXprt. Jedná se tedy o již zmíněnou konfiguraci axiálního 10ti pólového synchronního stroje s rozloženým vinutím popsanou v kapitole 5.1.1. RMXprt. Napájení je stejně jako v předchozím případě realizováno 3f sinusovým napětím o amplitudě 24 V. I když je taková konfigurace odlišná od předlohy, motivace pro její analýzu je značná. Porovnání obou zmíněných topologií může přinést cenné poznatky pro technickou praxi a budoucí podobu skutečného motoru.



Obrázek 46 - průběh momentu pro motor z RMXprt

Na vygenerovaném modelu jsem neprovedl žádné změny. Upraveny byly pouze některé výpočetní parametry jako výpočetní síť a délka výpočetního kroku. Zátěžný úhel byl ponechán na hodnotě vypočtené RMXprtem pro zadaný výkon 25W. Jeho hodnota činila 31,8° elektrických, čemuž odpovídá fyzické natočení o 6° v parametru *initial position* v nastavení pro *band* oblast.

Odečtené hodnoty momentu jsou následující:

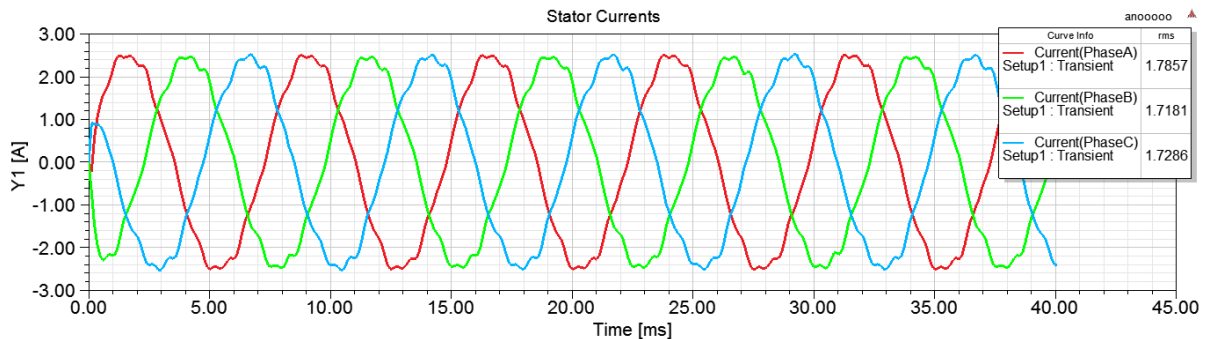
M_{\min} [mNm]	M_{\max} [mNm]	M_{avg} [mNm]	Ripple [-]
158,5	306,23	236,09	18,27

Tabulka 6 - vyšetřený moment stroje z RMXprt

Z výsledků je zřejmé, že stroj z RMXprt dosahuje obecně lepších průběhů momentu. Rozložené vinutí produkuje méně zvlhěný moment, jenž je rovněž vyšší než u vinutí soustředných. Stejně jako v předchozím případě byl vypočten výkon:

$$P = M \omega_{mech} = 0,236 * 2 * \pi * \frac{1600}{60} = 39,5 W$$

Produkováný výkon je značně vyšší než u nejlepší topologie se soustředným vinutím. Odebíraný proud činil 1,72A. Jeho průběh je na obrázku č. 47.



Obrázek 47 - průběh statorových proudů

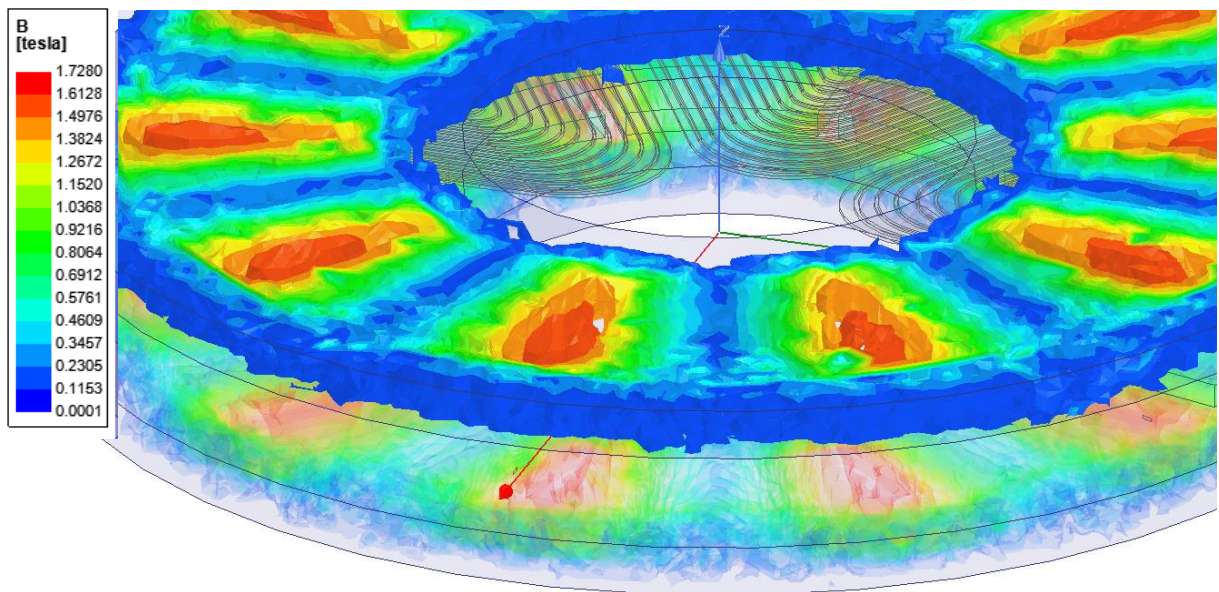
Z porovnání výsledků z 3D simulace a analytických výsledků z RMXprt je zřejmé, že provozní parametry jsou odlišné. Analyticky vypočtený výkon při daném zátěžném úhlu činil zmíněných 25 W, efektivní hodnota proudu byla 0,777 A. Jistou odlišnost výsledků lze předpokládat již z podstaty obou odlišných přístupů. Rozdíl je však poměrně značný, dle mého názoru je důvodem počáteční poloha natočení rotoru (*initial position* v *band* nastavení), která neodpovídá vypočtenému zátěžnému úhlu pro 25 W. Ideální by bylo provést parametrický výpočet pro různé počáteční polohy, pro takto časově náročný výpočet však již nebyl prostor.

5.6 Vyšetření využití magnetického obvodu

5.6.1 Motor se soustředným vinutím

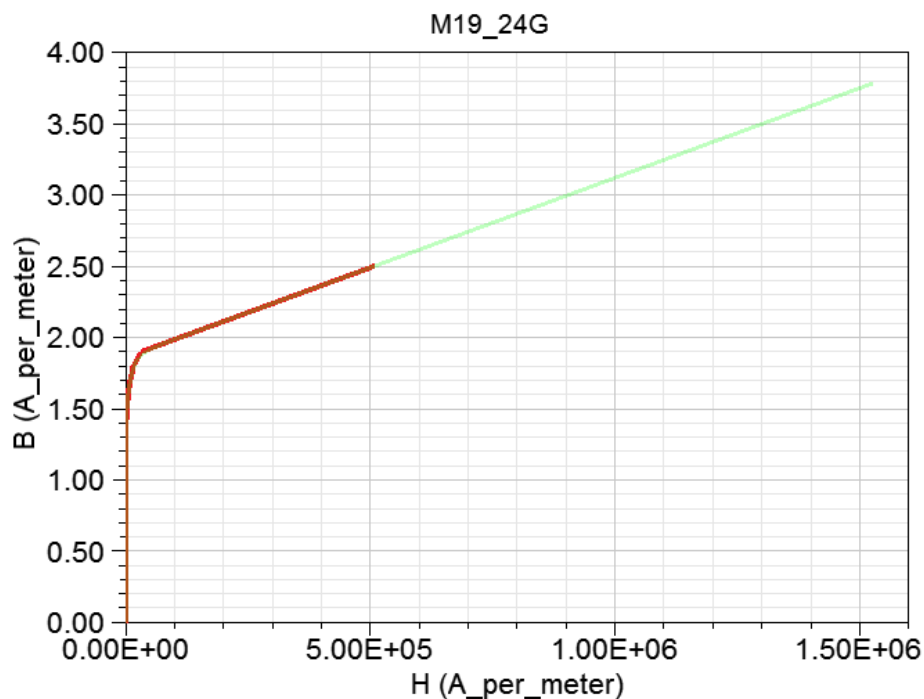
Pro vyšetření využití magnetického obvodu motoru se soustředným vinutím nelze použít model ze simulace pro průběh momentu, neboť obsahuje pouze polovinu magnetů. Do modelu tedy byly vloženy zbývající magnety, kvůli přítomnosti obou rotorových stran však bylo nutné použít statický řešič *Magnetostatic*. Z tohoto důvodu jsou vinutí vybudena časově neměnným proudem. Zvolil jsem následující proudy, které odpovídají výsledkům z transienční simulace pro tento typ:

- fáze A: 1,25 A
- fáze B: -0,625 A
- fáze C: -0,625 A



Obrázek 48 - zobrazení magnetické indukce v rotorovém jhu

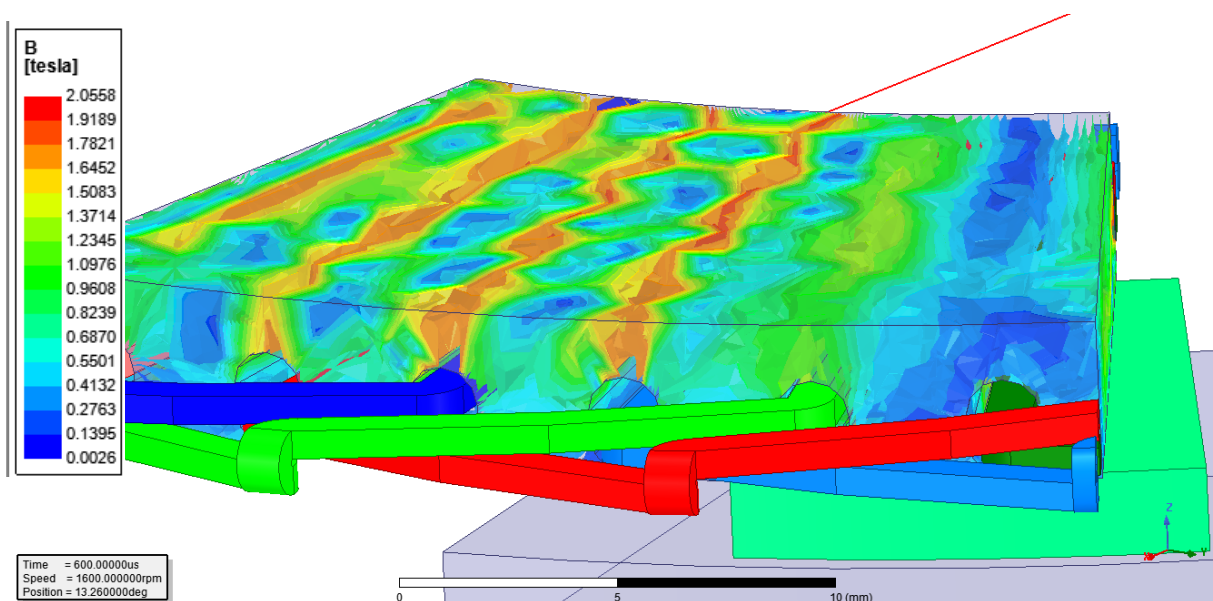
Hodnota indukce ve statorovém jhu dosahuje maximálních hodnot okolo 1,65 T. Při pohledu na B-H křivku materiálu, ze kterého je díl zhotoven, je možné konstatovat optimální využití magnetického obvodu. Hodnoty indukce se pohybují pod hranicí nasycení materiálu.



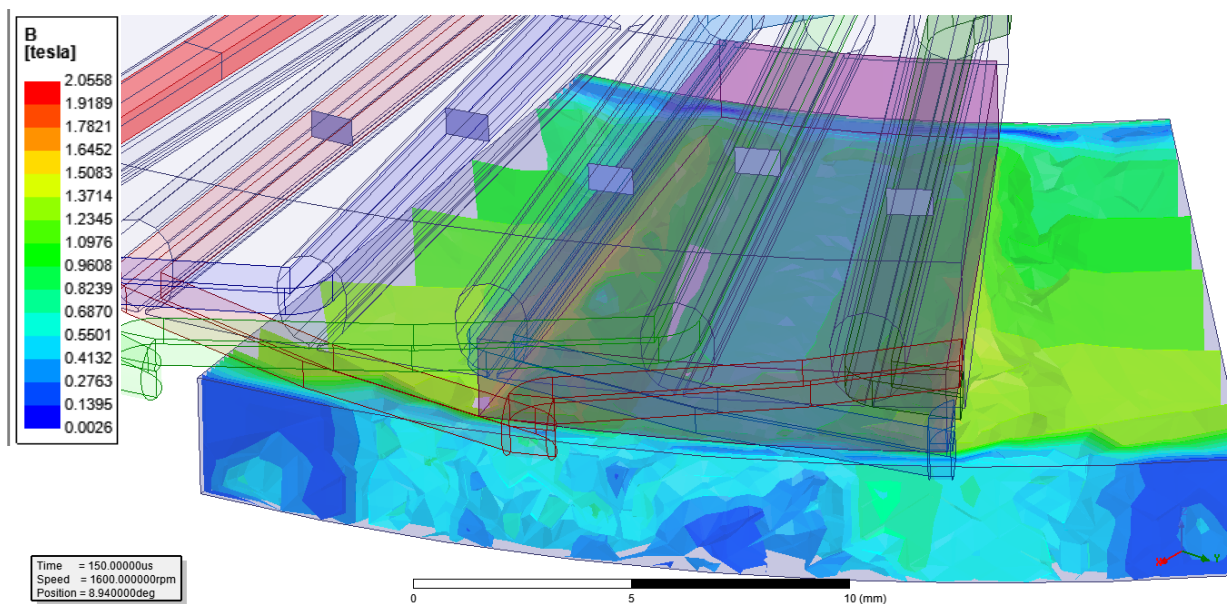
Obrázek 49 - BH křivka oceli M19_24G, zeleně aproximace za zadanými parametry

5.6.2 Motor z RMXprt

V případě druhého zkoumaného motoru bylo možné využít výpočty z předchozích simulací, neboť geometrie je úplná. Pro analýzu byl zvolen okamžik v čase $t = 0,6$ ms. Výpočet byl proveden pouze pro jednu šestinu modelu (v Maxwellu tzv. *fraction*), tímto způsobem je možné významně snížit výpočetní čas.



Obrázek 50 – zobrazení magnetické indukce ve statorovém jhu – stroj z RMXprt



Obrázek 51 - zobrazení magnetické indukce v rotorovém jhu - stroj z RMXprt

Ve statorovém jhu dosahuje velikost indukce 1,8 T. Jedná se o místa nad vrcholy statorových drážek. Tato hodnota je již blíže oblasti nasycení, avšak stále se nachází v přípustné oblasti. V rotorovém jhu je indukce nižší, pohybuje se okolo hodnoty 1,2 T.

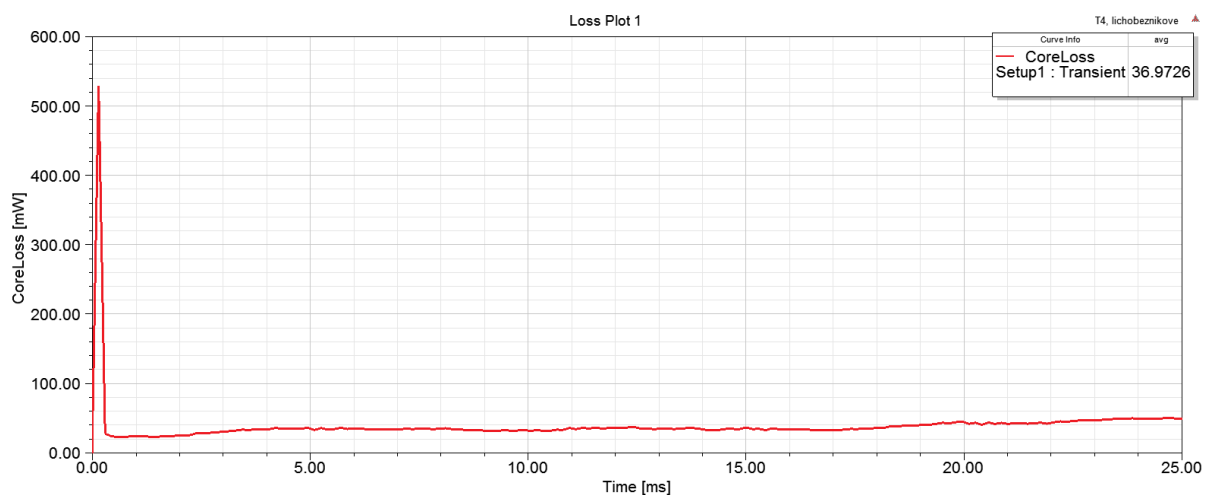
5.7 Výpočet ztrát

Ansys electronics umožňuje při použití řešiče Transient ve zvolené geometrii vypočítat ztráty v železe. Pro výpočet řešič potřebuje znát parametry materiálu, ze kterého je zkoumaná geometrie vytvořena. Pokud je použit materiál z interní ANSYS knihovny, všechny potřebné údaje jsou již nakonfigurovány.

Pro získání ztrát je nutno jejich výpočet zahrnout do simulace. To je provedeno příkazem *Set Core Loss* v nabídce pro buzení – *Excitacion*. Zde je nutno vybrat ty části geometrie, které chceme zkoumat. Je rovněž možné povolit výpočet vlivu ztrát na podobu celkového pole pomocí vybraní možnosti *Consider core loss effect on field*. Tato možnost byla u obou následujících simulací povolena.

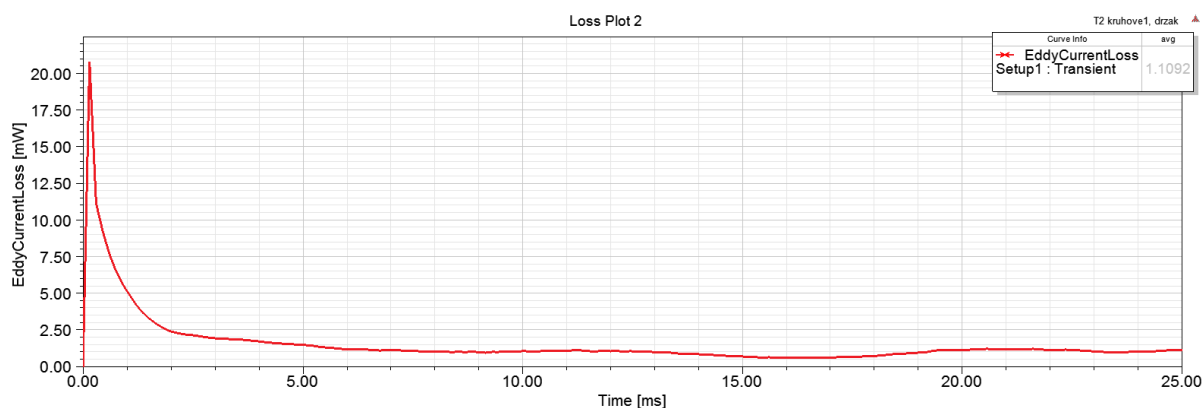
5.7.1 Motor se soustředným vinutím

Výpočet ztrát v železe byl realizován v rotorovém jhu. Na průběhu č. 52 je možné pozorovat skokový nárůst na samém počátku simulace, jenž je způsoben elektromagnetickým přechodným dějem. Ztráty se následně ustálí na hodnotě okolo 37 mW. Jedná se o hodnotu relativně malou. U synchronních strojů s klasicky rozloženým vinutím není z důvodu stejné otáčivé rychlosti rotoru a magnetického pole důvod předpokládat přítomnost ztrát železe. U zkoumaného stroje se soustředným vinutím kvůli rozdílnému počtu magnetů a cívek tato skutečnost neplatí a lze předpokládat jistou hodnotu ztrát v železe.



Obrázek 52 - průběh ztrát v železe u stroje se soustředným vinutím

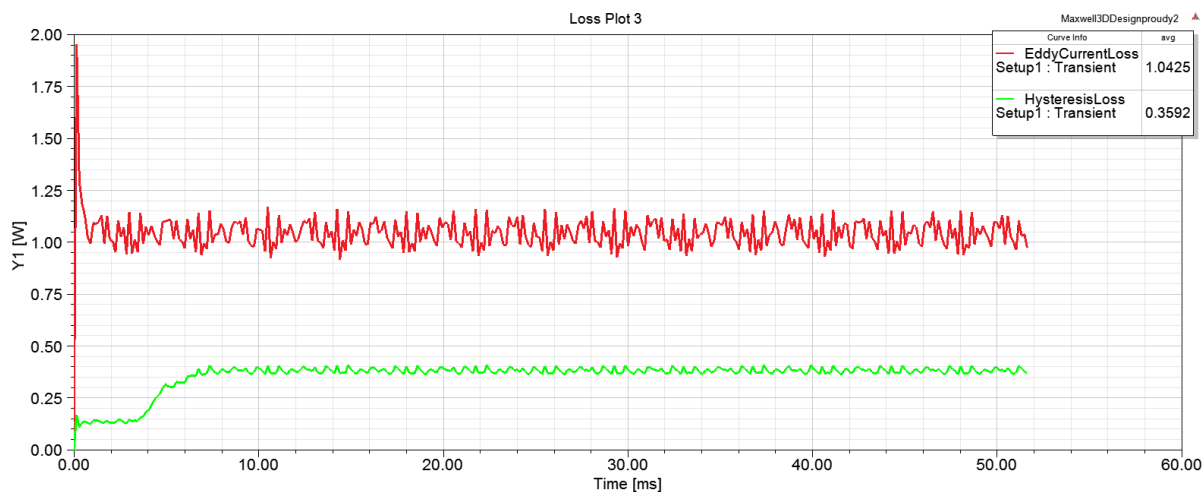
Dále byly vyšetřeny ztráty v přidaném hliníkovém držáku magnetů. Jelikož je hliník magneticky nevodivý, byly vypočteny pouze ztráty vířivými proudy. Jejich hodnota činí pouze 1,1 mW, je tak možné konstatovat, že výměna plastového dílu za díl hliníkový nemá negativní vliv na ztráty.



Obrázek 53 - ztráty vířivými proudy v hliníkovém díle

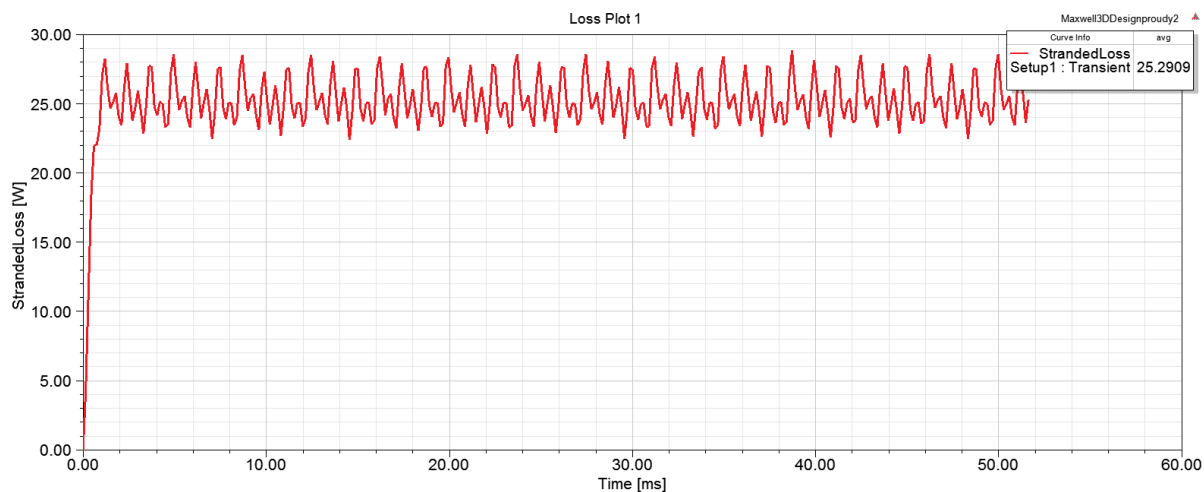
5.7.2 Motor z RMXprt

V případě motoru z RMXprt byly ztráty v železe počítány ve statorovém a rotorovém magnetickém obvodu. Průběh je na obrázku č. 54.



Obrázek 54 - průběh hysterezních ztrát a ztrát vířivými proudy

Ztráty jsou dle očekávání větší než v předchozím případě. Důvodem je přítomnost právě statorového magnetického obvodu, jenž je vystaven střídavému magnetickému poli produkovaném vinutím. Sečtením hysterezních ztrát a ztrát vířivými proudy obdržíme hodnotu 1,4 W.



Obrázek 55 - průběh ztrát ve vinutí

Vyčísleny byly rovněž ztráty ve vinutí, jež dosahují hodnoty 25,3 W. Stejně jako při porovnání momentu ze 3D simulace a analytických výpočtů, i zde jsou hodnoty odlišné. RMXprt uvádí hodnotu 6,3 W. Rozdíl ve ztrátách odpovídá zvýšenému proudu. Pro úplnost je uveden číselný výpočet pro oba případy, jenž orientačně potvrzuje obě získané hodnoty:

$$P_{\text{vinuti analyticky}} = 3 R I^2 = 3 * 3,09 * 0,777^2 = 5,8 \text{ W}$$

$$P_{\text{vinuti simulace}} = 3 R I^2 = 3 * 3,09 * 1,72^2 = 27,1 \text{ W}$$

6 Závěr

Ve své úvodní části práce přináší přehled o velmi perspektivních axiálních motorech. Byla provedena rešerše a sumarizace možných provedení, jak z pohledu celkového uspořádání, tak z pohledu různých typů vinutí. Dle tohoto přehledu je provedeno zařazení zkoumaného motoru mezi odpovídající typy. V práci je rovněž popsána problematika permanentních magnetů, s důrazem zejména na význam jejich katalogových parametrů. Bylo provedeno srovnání vlastností axiálních strojů se stroji radiálními, ze kterého je zřetelná atraktivita axiálních typů.

V další části je práce zaměřena na popis simulačního softwaru ANSYS Electronics. Zjednodušeným způsobem jsou zde popsány základní moduly ANSYS Electronics a jejich jednotlivé možnosti a zaměření. Pozornost je věnována zejména nástrojům Maxwell a RMXprt, neboť s nimi probíhala největší část práce na simulacích.

V praktické části je nejprve popsán postup tvorby modelu. Ten byl postupně tvořen třemi různými způsoby – ručním vymodelováním, vygenerováním z RMXprt a rovněž úpravou z vygenerované geometrie. Každý způsob je detailně popsán, jsou zmíněny výhody a nevýhody daných způsobů, jejich vhodnost pro použití k simulacím či naopak jejich omezení. Cílem samotných simulací bylo jednak pokusit se v ručně vytvořeném modelu vylepšit stávající motor a zároveň navrhnout alternativní stroj za pomoci modulu RMXprt.

Ze statických simulací byla nejprve vyšetřena cesta magnetického indukčního toku pro motor vycházející z předlohy. Pro různé provedení rotoru s permanentními magnety byl vypočten užitečný tok spřažený s vinutím a rovněž ztracený tok nepodílející se na tvorbě momentu. Výsledkem je konstatování, že současná podoba využívá spřažený tok dostatečně efektivně, nevyužitý tok se pohyboval v řádech jednotek procent. K podstatnějšímu nárůstu ztraceného toku by došlo pouze při velmi malé vzdálenosti sousedních magnetů, tu však kvůli přítomnosti držáku magnetů není třeba brát v potaz.

Další simulace ilustruje přehledným způsobem vliv velikosti vzduchové mezery na hodnotu magnetické indukce mezi magnety. Vzduchovou mezeru je možné u reálného motoru v budoucnu o něco zmenšit. Dle mého odhadu je možné zvýšit hodnotu indukce ve vzduchové mezeře zhruba o 10%. Výsledky simulací tak mohou v závislosti na technologických a ekonomických možnostech potvrdit, či vyvrátit vhodnost takové konstrukční úpravy.

V dalších simulacích jsem se zaměřil na podobu statorového vinutí. Zkoumán byl vliv jeho provedení na indukované napětí a zejména na průběh generovaného momentu. Byly navrženy 3 podoby statorového vinutí, čtvrtý typ představuje částečně upravené současné vinutí. Z pohledu tvaru indukovaného napětí jsou vhodné všechny zkoumané typy, THD analýza neodhalila výraznější

nedostatky. Nejvyšších hodnot indukovaného napětí dosahují typy 3 a 4. Z vyšetření průběhů momentů je možné konstatovat, že použitím trojúhelníkového vinutí typu 2 lze zvýšit produkovaný moment zhruba o 12% oproti vinutí kulatému. Toho je dosaženo za cenu mírného zvýšení zvlnění momentu, které dle mého úsudku ovšem není kritické. Typ 2 byl rovněž nasimulován s hliníkovým držákem magnetů, jenž je náhradou za původní plastový díl. V tomto díle byly vyčísleny ztráty vířivými proudy, které činily 1,1 mW - není je tedy třeba pokládat za kritické zhoršení vlastností. Na průběh momentu neměl hliníkový díl významnější vliv.

Za pomoci modulu RMXprt byl vytvořen alternativní stroj identických rozměrů. Jelikož v RMXprt není možné vytvořit stroj v provedení odpovídající předloze, byl vytvořen axiální synchronní stroj s magnetickým obvodem a rozloženým vinutím uloženým ve statorových drážkách. Tento motor dosahuje dle simulací vyššího výkonu – 40W oproti 24W u stroje se soustředným vinutím. Hlavní výhodou tohoto typu je méně zvlněný průběh produkovaného momentu. U obou typů byly vypočteny ztráty v železe, jež činily 37 mW u stroje se soustředným vinutím a 1,4 W u stroje s vinutím rozloženým. Ztráty u druhého typu jsou vyšší kvůli přítomnosti statorového magnetického obvodu.

Celkovým závěrem shrnujícím všechny výsledky je konstatování, že současnou konstrukci lze optimalizovat. I tak ovšem parametry motoru se soustředným vinutím značně překonává navržený stroj s magnetickým obvodem a vinutím uloženým v drážkách. Výrobní náročnost a zejména cena takového motoru by však byla s jistotou o mnoho vyšší než u současné topologie. Domnívám se, že předložené výsledky a srovnání mezi oběma typy mohou přinést užitečné poznatky pro technickou praxi.

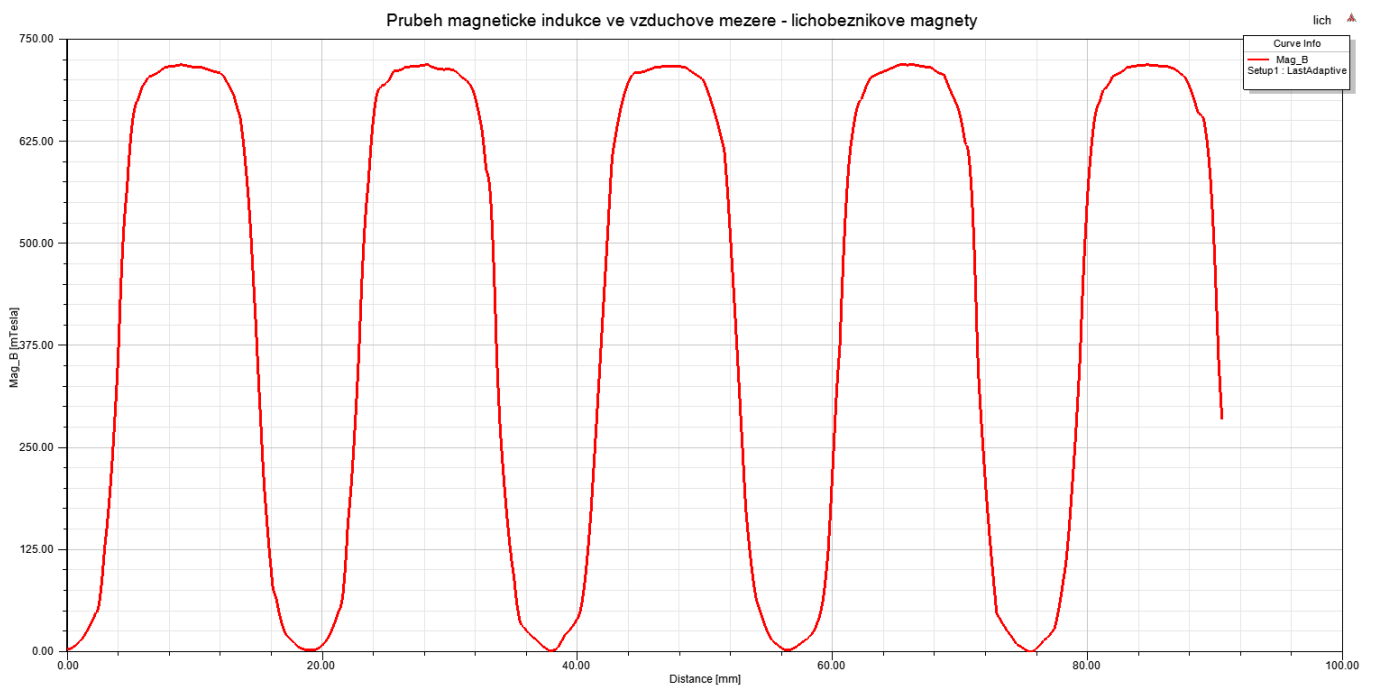
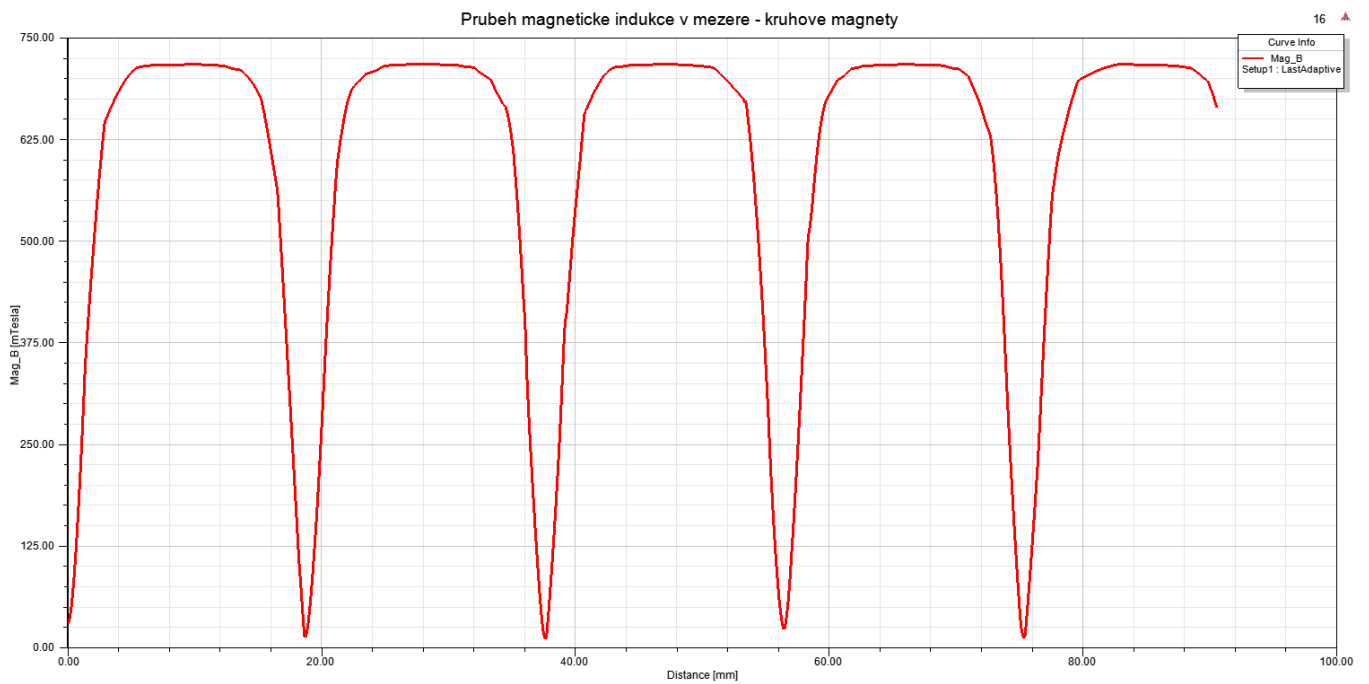
7 Citovaná literatura

- [1] Powerelectronics, „Axial-Flux Motors and Generators Shrink Size, Weight,“ [Online]. Available: <https://www.powerelectronics.com/automotive/axial-flux-motors-and-generators-shrink-size-weight>.
- [2] Pittman-Motors, „COMPARING SLOTTED vs. SLOTLESS BRUSHLESS DC MOTORS,“ [Online]. Available: https://www.haydonkerkpittman.com/-/media/ametekhaydonkerk/downloads/white-papers/comparing_slotted_vs_slotless_brushless_dc_motors%20l.pdf?la=en.
- [3] N. C. Nilssen, „Performance Comparisons Among Radial Flux, Multi-stage Axial Flux and Three-phase Transverse Flux PM Machines for Downhole Applications,“ Trondheim, 2009.
- [4] W. Fei, „Permanent Magnet Synchronous Machines with Fractional Slot and Concentrated Winding Configurations,“ 2011. [Online]. Available: <https://www.google.cz/url?sa=t&rct=j&q=&esrc=s&source=web&cd=2&cad=rja&uact=8&ved=2ahUKEwi3r7TUy5zlAhXQwKQKHZ7qAuEQFjABegQIAxAC&url=https%3A%2F%2Fcore.ac.uk%2Fdownload%2Fpdf%2F140525.pdf&usg=AOvVaw3QVHFurD1FYEIwguFZ2bjH>.
- [5] W. K. Gieras, Axial Flux Permanent Magnet Brushless Machines. 2nd Edition, Springer, 2008.
- [6] L. P. Dück, „Design and Analysis of Axial-Flux Permanent Magnet Synchronous Machines as Traction Drives for Electric Vehicles,“ Hannover, 2016.
- [7] A. Naeini, „New axial flux PM less synchronous machine with concentrated DC field on stator,“ Tehran, 2014.
- [8] G. N. Petrov, Elektrické stroje 2, Praha: ACADEMIA, 1982.
- [9] L. L. Wang, „Winding Design and Analysis for a Disc-Type Permanent Magnet Synchronous Motor with a PCB Stator,“ Tianjin, 2018.
- [10] M. S. H. T. L. Aydin, „Axial Flux Permanent Magnet Disc Machines: A Review,“ University of Wisconsin-Madison, 2004.
- [11] E. E. Yesiblag, „Axial flux PM BLDC motor design methodology and comparison with a radial flux PM BLDC motor,“ Istanbul, 2016.
- [12] YASA, „YASA P400 R Series,“ [Online]. Available: <https://www.yasa.com/yasa-p400/>.
- [13] T. J. V. H. Juha Pyrhonen, Design of Rotating Electrical Machines, John Wiley & Sons, Ltd, 2008.
- [14] ANSYS, „Module 05: Rotational Electric Machines, Introduction to ANSYS Maxwell,“ 18.0 Release.

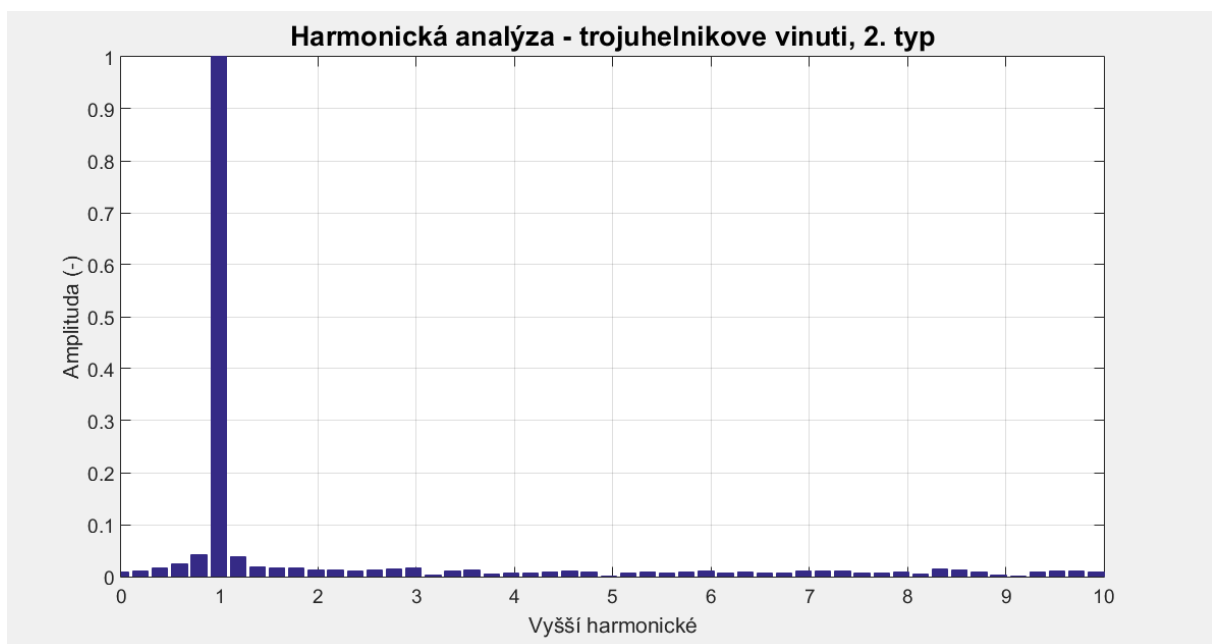
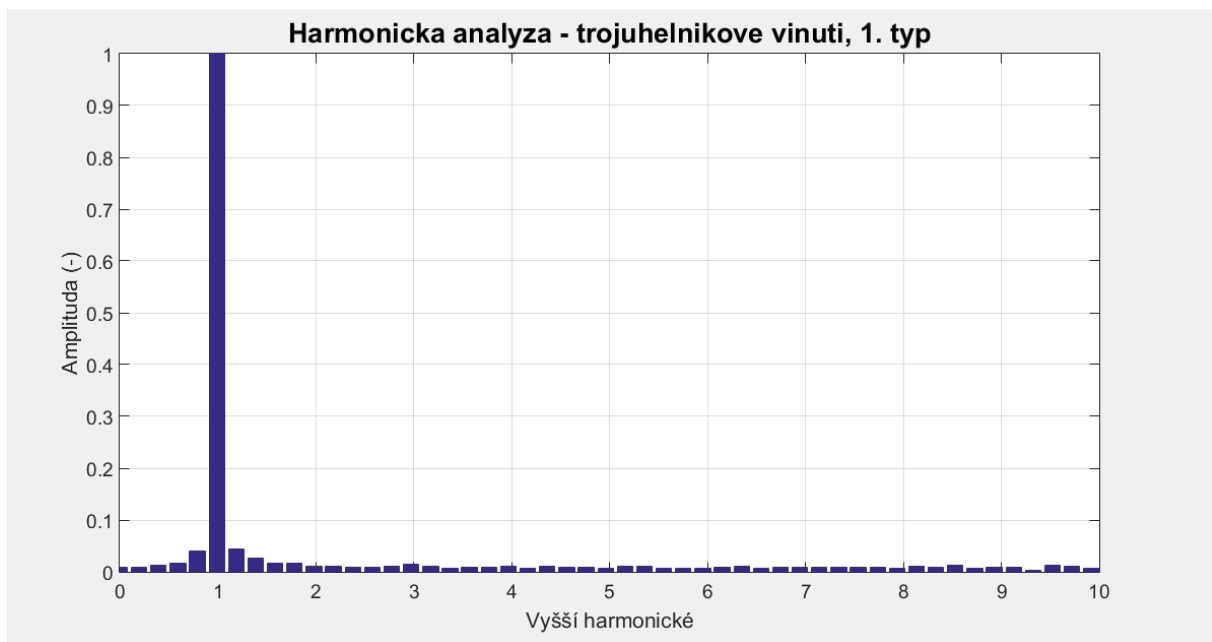
- [15] Sinomag, „Permanentní magnety,“ [Online]. Available:
http://www.sinomag.cz/sinomag.cz/data/sinomag/downloads/Permanentni_magnety.pdf.
- [16] BUNTING, „Magnet Applications,“ Leden 2017. [Online]. Available:
<https://www.magnetapplications.com/news/view/52/>.

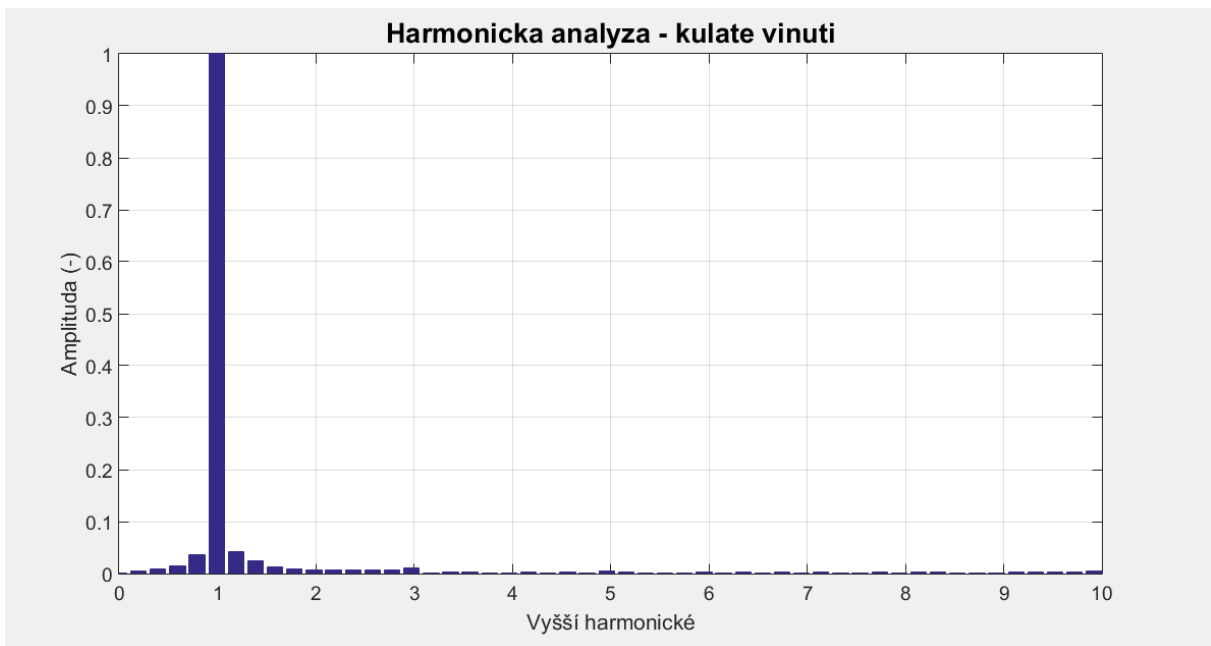
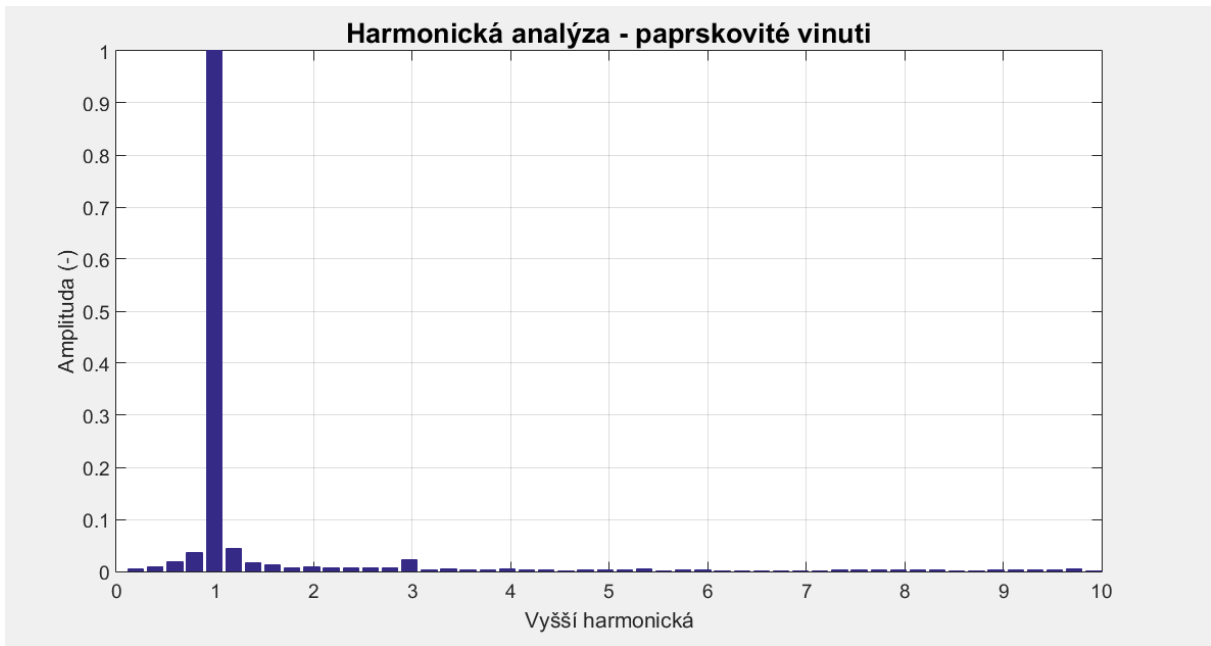
8 Přílohy

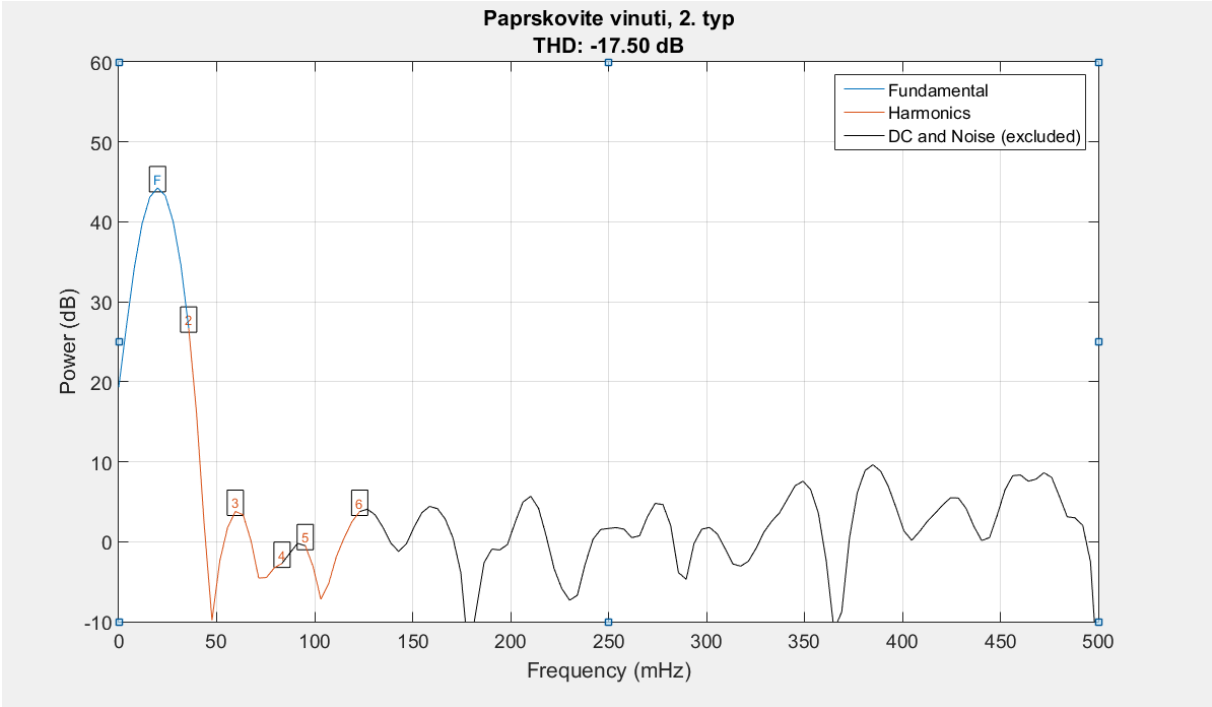
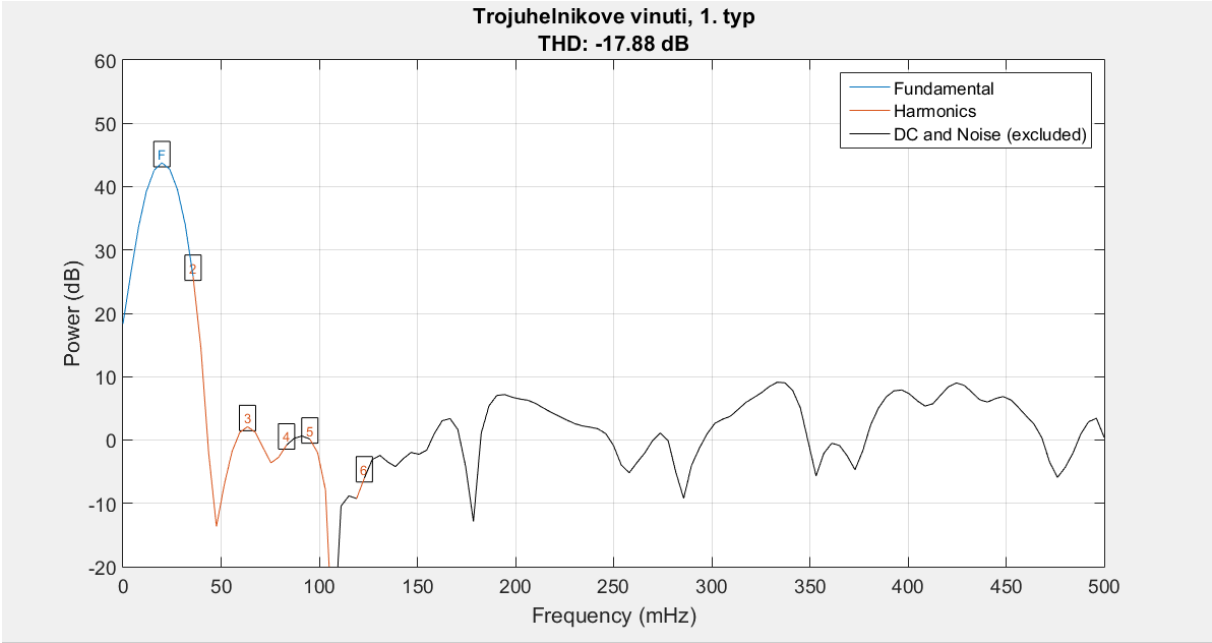
8.1 Magnetická indukce ve vzduchové mezeře

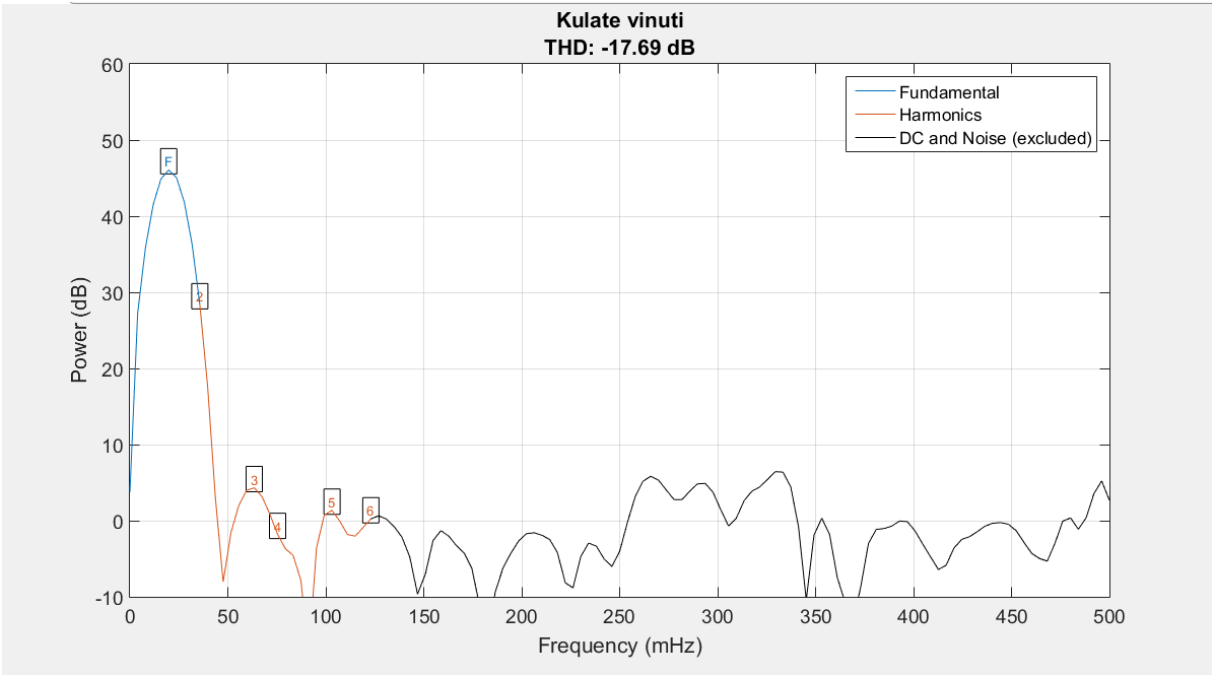
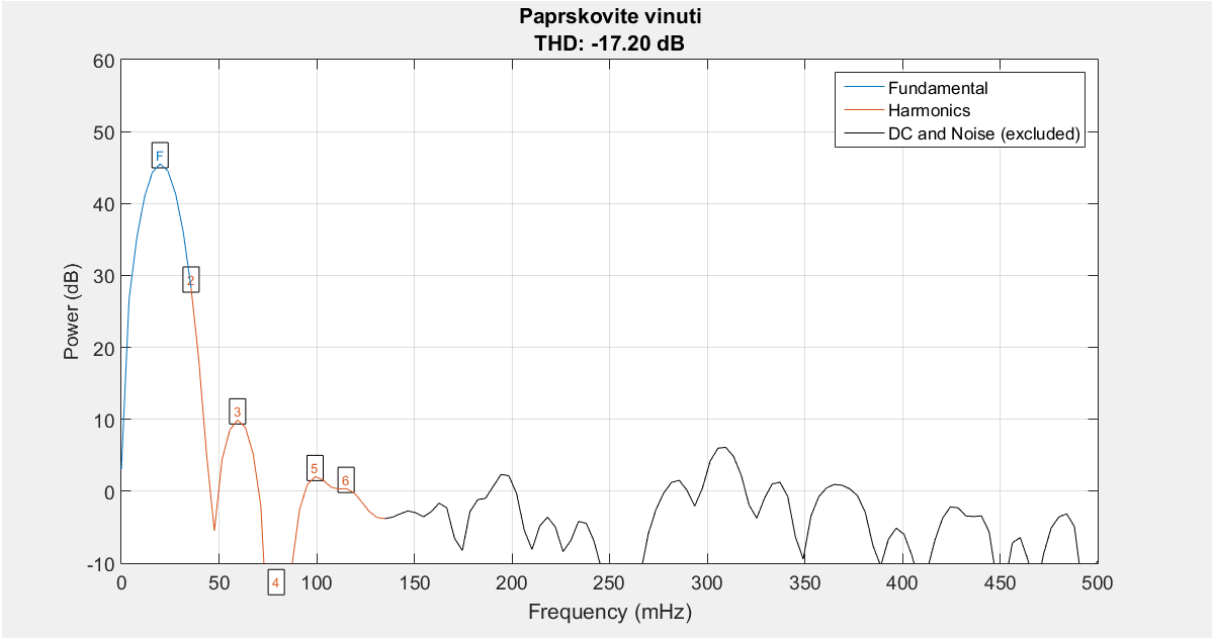


8.2 Harmonická analýza indukovaných napětí









8.3 Kompletní parametry stroje z RMXprt

AXIAL-FLUX ADJUSTABLE-SPEED SYNCHRONOUS MOTOR DESIGN	
File: Setup1.res	
GENERAL DATA	
Operation Type:	Motor
Source Type:	AC
Rated Output Power (kW):	0.025
Rated Power Factor:	0.8
Capacitive Power Factor:	No
Frequency (Hz):	133.333
Rated Voltage (V):	20,00
Load Type:	Const Power
Rated Speed (rpm):	1600,00
Operating Temperature (C):	75,00
Air Gap Length (mm):	0.8
Double-Sided:	None
STATOR DATA	
Stator Core Type:	AXIAL_AC
Stator Position:	Upper
Number of Poles:	10
Outer Diameter of Stator (mm):	85,00
Inner Diameter of Stator (mm):	50,00
Length of Stator Core (mm):	27454,00
Stacking Factor of Stator Core:	0.95
Steel Type of Stator:	M19_24G
Number of Stator Slots:	60
Type of Stator Slot:	1
Stator Slot	
hs0 (mm):	0.1
hs2 (mm):	0.6
bs0 (mm):	0.2
bs1 (mm):	43647,00
bs2 (mm):	27395,00
Top Tooth Width (mm):	0.916798
Bottom Tooth Width (mm):	0.866798

STATOR WINDING DATA	
Number of Phases:	3
Winding Connection:	Y3
Number of Parallel Branches:	1
Number of Layers:	1
Winding Type:	Whole Coiled
Winding Factor:	0.965926
Number of Conductors per Slot:	20
Number of Wires per Conductor:	1
Wire Diameter (mm):	0.34
Wire Wrap Thickness (mm):	0.01
Wedge Thickness (mm):	0.243051
Slot Liner Thickness (mm):	0,00
Layer Insulation (mm):	0,00
Slot Area (mm ²):	3.39175
Net Slot Area (mm ²):	3.16635
Slot Fill Factor (%):	74.438
Limited Slot Fill Factor (%):	75,00
Coil Half-Turn Length (mm):	39.5174
End Length Adjustment (mm):	0,00
End-Coil Clearance (mm):	0,00
Conductor Type of Stator:	copper
Conductor Resistivity at 75C (ohm.mm ² /m):	0.020797
ROTOR DATA	
Rotor Core Type:	AXIAL_PM
Rotor Position:	Lower
Number of Poles:	10
Outer Diameter of Rotor (mm):	80,00
Inner Diameter of Rotor (mm):	45,00
Length of Rotor Core (mm):	3,00
Stacking Factor of Rotor Core:	0.95
Steel Type of Rotor:	M19_24G
Magnet Skew Width (deg):	0,00
Magnet Embrace:	0.65
Magnet Radian Length:	16,00
Magnet Axial Thickness:	2,00

SHAFT DATA	
Magnetic Shaft:	No
Friction Loss (W):	0.1
Windage Loss/Power (W):	0.1
Reference Speed (rpm):	1600,00
PERMANENT MAGNET DATA	
Residual Flux Density (Tesla):	44927,00
Coercive Force (kA/m):	890,00
Maximum Energy Density (kJ/m³):	273.675
Relative Recoil Permeability:	1.09981
Demagnetized Flux Density (Tesla):	0,00
Recoil Residual Flux Density (Tesla):	44927,00
Recoil Coercive Force (kA/m):	890,00
USER DEFINED DATA	
Fractions	1
MATERIAL CONSUMPTION	
Stator Wire Density (kg/m³):	8933,00
Stator Core Steel Density (kg/m³):	7650,00
Rotor Magnet Density (kg/m³):	7400,00
Rotor Core Steel Density (kg/m³):	7650,00
Stator Copper Weight (kg):	0.0384605
Stator Core Steel Weight (kg):	0.0752545
Rotor Core Steel Weight (kg):	0.0749159
Rotor Magnet Weight (kg):	0.0302221
Stator Net Weight (kg):	0.113715
Rotor Net Weight (kg):	0.105138
Stator Core Steel Consumption (kg):	0.101137
Rotor Core Steel Consumption (kg):	0.0749159
UNSATURATED PARAMETERS	
Stator Resistance R1 (ohm):	3.09518
Stator Leakage Inductance L1 (H):	0.00039868

Slot Leakage Inductance Ls1 (H):	0.000243301
End Leakage Inductance Le1 (H):	0.000134707
Spread Harmonic Inductance Ld1 (H):	2.06722e-05
Mutire Slot Leakage Inductance Lsm (H):	0,00
Uniform Air-gap Magnetizing Inductance Lm (H):	0.000848543
D-axis Armature Reactive Inductance Lad (H):	0.000848521
Q-axis Armature Reactive Inductance Laq (H):	0.000848521
D-axis Armature synchronous Inductance Ld (H):	0.0012472
Q-axis Armature synchronous Inductance Lq (H):	0.0012472
NO-LOAD MAGNETIC DATA	
Stator Tooth Flux Density (Tesla):	0.82193
Stator Yoke Flux Density (Tesla):	2.00115
Rotor Yoke Flux Density (Tesla):	1.01678
Magnet Flux Density (Tesla):	0.496688
Air-Gap Flux Density (Tesla):	0.400664
Stator Tooth Ampere Turns (A.T):	0.267339
Stator Yoke Ampere Turns (A.T):	803.891
Rotor Yoke Ampere Turns (A.T):	1.18917
Magnet Ampere Turns (A.T):	-1061.22
Air-Gap Ampere Turns (A.T):	255.859
Saturation Factor:	4.14762
Correction Factor for Magnetic	
Circuit Length of Stator Yoke:	0.675
Correction Factor for Magnetic	
Circuit Length of Rotor Yoke:	0.675
FULL-LOAD ELECTRIC DATA	
Average Input Current (A):	0.777498
Root-Mean-Square Armature Current (A):	0.777498
Armature Thermal Load (A²/mm³):	44.1699
Specific Electric Loading (A/mm):	4.56896
Armature Current Density (A/mm²):	9.66739
Frictional and Windage Loss (W):	0.2
Iron-Core Loss (W):	1.51178
Armature Copper Loss (W):	6.31631
Transistor Loss (W):	0
Diode Loss (W):	0
Total Loss (W):	8.02809
Output Power (W):	25.0068
Input Power (W):	33.0349
Efficiency (%):	75.6982

Torque Angle (elec. degree):	2.99455
Rated Speed (rpm):	1600
Rated Torque (N.m):	0.173157
Fundamental RMS Phase Back-EMF (V):	11.1582
THD of Phase Back-EMF (%):	6.74739
TRANSIENT FEA INPUT DATA	
For Stator Winding:	
Number of Turns:	200
Parallel Branches:	1
Terminal Resistance (ohm):	3.09518
End Leakage Inductance (H):	0.000134707
2D Equivalent Value:	
Equivalent Model Depth (mm):	43602,00
Equivalent Stator Stacking Factor:	0.95
Equivalent Rotor Stacking Factor:	0.95

8.4 Analyticky vypočtené charakteristiky stroje z RMXprt

