



ČESKÉ VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V PRAZE
Fakulta elektrotechnická
Katedra elektrických pohonů a trakce

Modelování a analýza BLDC motoru pro pohon sportovního letadla

Modelling and Analysis of BLDC Motor for Propulsion of Sport Aircraft

Diplomová práce

Studijní program: Elektrotechnika, energetika a management

Studijní obor: Elektrické stroje, přístroje a pohony

Vedoucí práce: doc. Ing. Miroslav Chomát, CSc.

Bc. Daniel Jirát
Praha 2019

I. OSOBNÍ A STUDIJNÍ ÚDAJE

Příjmení: **Jirát** Jméno: **Daniel** Osobní číslo: **435025**
Fakulta/ústav: **Fakulta elektrotechnická**
Zadávající 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:

Modelování a analýza BLDC motoru pro pohon sportovního letadla

Název diplomové práce anglicky:

Modelling and Analysis of BLDC Motor for Propulsion of Sport Aircraft

Pokyny pro vypracování:

1. Proveďte rešerši využití elektrických strojů v letecké technice.
2. Vytvořte FEM model BLDC motoru určeného pro pohon sportovního letadla.
3. Simulujte důležité provozní stavy motoru a zhodnotte vhodnost zvoleného typu motoru pro danou aplikaci.

Seznam doporučené literatury:

- 1) CAO, W. et al.: Overview of Electric Motor Technologies Used for More Electric Aircraft (MEA), IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 59, no. 9, 2012, pp. 3523-3531.
- 2) MĚŘIČKA, J., HAMATA V. a VOŽENÍLEK, P. Elektrické stroje. Praha: Vydavatelství ČVUT, 2001.
- 3) MAYER, D.: Aplikovaný elektromagnetismus. 2. vydání, České Budějovice: KOPP, 2012.
- 4) LIPO, T.A. Introduction to AC Machine Design. Piscataway: IEEE Press, 2017.
- 5) MOHAN, N.: Advanced Electric Drives – Analysis, Control, and Modeling Using MATLAB/Simulink. Hoboken: John Wiley and Sons, 2014.
- 6) BIANCHI, N. Electrical Machine Analysis Using Finite Elements. Boca Raton: CRC Press, 2005.

Jméno a pracoviště vedoucí(ho) diplomové práce:

doc. Ing. Miroslav Chomát, CSc., katedra elektrických pohonů a trakce FEL

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

Datum zadání diplomové práce: **12.02.2019**

Termín odevzdání diplomové práce: _____

Platnost zadání diplomové práce: **20.09.2020**

doc. Ing. Miroslav Chomát, CSc.
podpis vedoucí(ho) práce

podpis vedoucí(ho) ústavu/katedry

prof. Ing. Pavel Ripka, CSc.
podpis děkana(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, 24.5.2019

.....
Daniel Jirát

Poděkování

Rád bych tímto poděkoval v první řadě doc. Ing. Miroslavovi Chomátovi, CSc. za ochotu, čas věnovaný při konzultacích a za cenné rady. Dále bych rád poděkoval panu Ing. Radkovi Fajtlovi za ochotu a rady týkající se programového prostředí. V neposlední řadě bych chtěl poděkovat své rodině, přítelkyni a blízkému okolí za toleranci, morální podporu a motivaci během celého mého studia.

Abstrakt

Diplomová práce se zabývá úvodem do problematiky implementace elektrických motorů do letecké techniky a následnou simulací BLDC motoru určeného do malého ultralehkého letadla. V první části je základní přehled možností implementace motoru do letadla a přehled použitelných motorů. Následuje kapitola týkající se obecných vlastností BLDC motorů. Třetí část práce se zabývá stavbou FEM modelu BLDC motoru za pomoci výpočetního prostředí ANSYS Electronics Desktop. Poslední kapitola práce obsahuje simulace v prostředí Rmxprt a Maxwell 2D, které jsou postupně vyhodnoceny pro dvě různé konfigurace napájení.

Klíčová slova

Bezkartáčový motor, BLDC, PMSM, elektronicky komutovaný motor, synchronní motor s permanentními magnety, ANSYS, Rmxprt, Maxwell 2D, letecký motor, pohon letadla, FEM model, FEA model

Abstract

The master's thesis deals with the introduction to the implementation of electric motors to aircraft technology and the subsequent simulation of BLDC engine intended for small ultralight aircraft. In the first part, there is a basic overview of the possibilities of engine implementation to aircraft and an overview of usable engines. The following is a chapter on the general characteristics of BLDC motors. The third part deals with the construction of the FEM model of the BLDC engine using the computing environment ANSYS Electronics Desktop. The last chapter contains simulations in Rmxprt and Maxwell 2D, which are gradually evaluated for two different power configurations

Key words

Brushless motor, BLDC, PMSM, electronically commutated motor, permanent magnet synchronous motor, ANSYS, Rmxprt, Maxwell 2D, aircraft engine, aircraft propulsion, FEM model, FEA model

Obsah

1.	ÚVOD.....	- 8 -
1.1.	HISTORIE	- 9 -
1.2.	HYBRIDNÍ POHONY	- 10 -
1.2.1.	Sériová hybridní architektura	- 13 -
1.2.2.	Paralelní hybridní architektura	- 14 -
1.3.	PŘEHLED POUŽITELNÝCH ELEKTROMOTORŮ.....	- 15 -
1.3.1.	Reluktanční motory	- 16 -
1.3.2.	Motory s permanentními magnety.....	- 18 -
2.	BLDC MOTORY	- 20 -
2.1.	KONSTRUKCE BLDC	- 20 -
2.1.1.	Stator.....	- 21 -
2.1.2.	Rotor	- 22 -
2.2.	KOMUTACE.....	- 22 -
2.3.	DETEKCE POLOHY.....	- 23 -
2.3.1.	Hallovy senzory	- 23 -
2.3.2.	Optický enkodér.....	- 25 -
2.3.3.	Resolver	- 26 -
2.3.4.	Bezsenzorová detekce polohy.....	- 27 -
2.4.	PARAMETRY A VLASTNOSTI.....	- 28 -
2.4.1.	Elektrické parametry.....	- 29 -
2.4.2.	Mechanické parametry.....	- 30 -
2.4.3.	Srovnání BLDC a indukčního motoru.....	- 31 -
2.5.	MATEMATICKÝ MODEL BLDC	- 35 -
3.	FEM MODEL BLDC MOTORU	- 39 -
3.1.	PROSTŘEDÍ PRO VYTVOŘENÍ MODELU	- 39 -
3.2.	VYTVOŘENÍ MODELU V PROSTŘEDÍ RMXprt	- 40 -
3.2.1.	Obecný návrh stroje a napájecího obvodu.....	- 41 -
3.2.2.	Stator a vinutí.....	- 43 -
3.2.3.	Rotor	- 46 -
3.3.	NASTAVENÍ ANALÝZY A ZOBRAZENÍ VÝSLEDKŮ.....	- 48 -

3.4. MODEL V PROSTŘEDÍ MAXWELL 2D	- 49 -
3.4.1. Halbachovo pole.....	- 50 -
3.4.2. Vytvoření modelu a jeho úprava	- 50 -
4. SIMULACE A VÝSLEDKY	- 57 -
4.1. MODELY V PROSTŘEDÍ RMXprt A JEJICH VÝSLEDKY	- 57 -
4.1.1. Modely v RMXprt s proudovým omezením 220 A	- 58 -
4.1.2. Modely v RMXprt s proudovým omezením 390 A	- 63 -
4.2. SIMULACE V PROSTŘEDÍ MAXWELL 2D	- 67 -
4.2.1. Modely v Maxwell 2D s proudovým omezením 220 A.....	- 68 -
4.2.2. Modely v Maxwell 2D s proudovým omezením 390 A.....	- 74 -
5. ZÁVĚR.....	- 79 -
6. ZDROJE	- 81 -
7. SEZNAM OBRÁZKŮ	- 84 -
8. SEZNAM TABULEK.....	- 86 -
9. SEZNAM POUŽITÝCH SYMBOLŮ A ZKRATEK	- 86 -
10. PŘÍLOHY	- 88 -
10.1. PŘÍLOHA A – OVLÁDACÍ OBVOD CCC PRO SIMULACE	- 88 -
10.2. PŘÍLOHA B – HOTOVÝ MODEL S VIDITELNOU VÝPOČETNÍ SÍTÍ	- 89 -
10.3. PŘÍLOHA C – DESIGN SHEET MODELU Č.1	- 90 -
10.4. PŘÍLOHA D – DESIGN SHEET MODELU Č.2.....	- 92 -
10.5. PŘÍLOHA E – PRŮBĚHY NEVYUŽITÉ PŘI ROZBORU SIMULACÍ.....	- 94 -
10.6. PŘÍLOHA F – DESIGN SHEET MODELU Č.3	- 96 -
10.7. PŘÍLOHA G – DESIGN SHEET MODELU Č.4.....	- 98 -
10.8. PŘÍLOHA H - NASTAVENÍ SIMULACE PRO MAXWELL PROUDY 220 A	- 100 -
10.9. PŘÍLOHA I – MAPY MAGNETICKÝCH POLÍ - SIMULACE 220 A	- 101 -
10.10. PŘÍLOHA J - NASTAVENÍ SIMULACE PRO MAXWELL PROUDY 390 A.....	- 103 -
10.11. PŘÍLOHA K - MAPY MAGNETICKÝCH POLÍ - SIMULACE 390 A	- 104 -

1. Úvod

V současné době je velkou vizí budoucnosti odstranění spalovacích motorů z civilní i nákladní dopravy a nahrazení těchto motorů elektrickými pohony. Obecně bývá tato problematika zahrnována do problematiky elektromobility, jelikož automobily tvoří velkou část všech spalovacích motorů a jsou také nejhojněji využívány veřejností. Avšak každé odvětví dopravy zatěžuje trochu jiná problematika. Ve vlakové dopravě došlo již ve 20. století k úspěšné implementaci elektrických pohonů, ale zde je výhoda předem pevně stanovené trasy soupravy pohybující se po kolejích. Bylo tedy možno vyřešit dlouhodobé napájení elektromotoru z troleje, a i přesto (a nejen pro to) nedošlo k elektrifikaci celé soustavy. Oproti elektromotoru měl spalovací motor výhodu v určité nezávislosti na okolí. Pokud došlo k poruše napájení na úseku trati, kde se nacházel vlak s elektromotorem, zůstal vlak stát na místě a nemohl nikam jet, i když byla porucha na úseku „za vlakem“. Spalovací motor si ovšem na rozdíl od elektromotoru své palivo vezl s sebou v nádrži, čímž byl nezávislý a což umožňovalo využití spalovacího motoru napříč dopravním odvětvím. Elektromotorům chyběla právě takováto nezávislost na okolí díky nedostatečné technologické úrovni baterií. Ty byly velmi těžké a nedokázaly pojmout dostatek energie pro delší jízdu, čímž celkově elektro pohony prohrávaly v poměru velikosti, váhy a ceny na dojezdu. Proto došlo jak v automobilové, tak letecké dopravě k rozvoji především spalovacích pohonů.

Avšak na konci 20. století a s nástupem 21. století se situace začíná měnit. Poměr kapacity baterie ku její váze a velikosti se zvětšuje, díky rozvoji spínaných zdrojů dochází k plynulejšímu a efektivnějšímu řízení motorů a k celkovému rozvoji elektro pohonů jako celku. To umožňuje elektro pohonům pronikat do leteckého a automobilového průmyslu, a to ne pouze v zastoupení unikátních prototypů bez zjevného budoucího komerčního využití. Jak již bylo řečeno, každé odvětví má svou vlastní problematiku a své specifika, my se zde tedy budeme zabývat pouze problematikou elektro pohonů v leteckém odvětví dopravy, a to především pohonů pro malá sportovní letadla se zaměřením na motorovou část pohonu.

1.1. Historie

K prvním experimentům s elektrickým pohonem pro leteckou dopravu došlo již v druhé polovině devatenáctého století, konkrétně se jednalo o pohon vzducholodi. První úspěšný let elektricky poháněné vzducholodi proběhl roku 1883. I přes velikost zdvihové síly vzducholodě docházelo, hlavně vlivem velké hmotnosti akumulátorů potřebné k ukládání elektřiny, k výraznému snížení přepravní rychlosti, a především doletu samotné vzducholodi. [1]

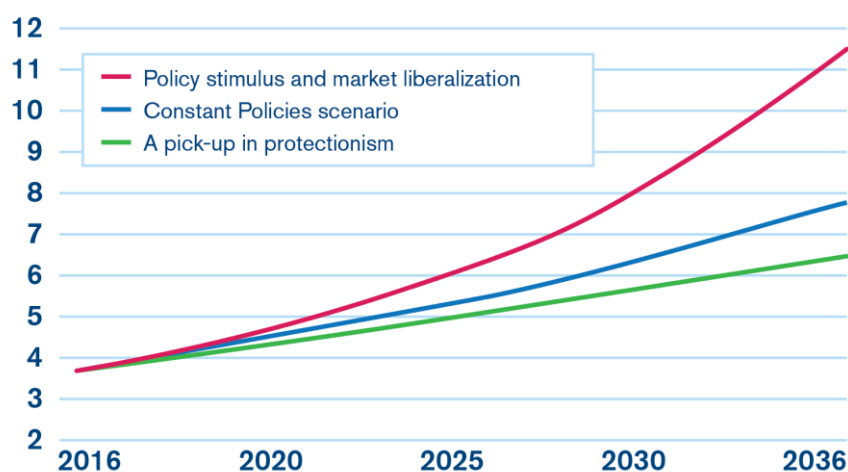
Dalším projektem byla v roce 1917 snaha nahradit klasický horkovzdušný balón pro statické pozorování okolí. Tento balón zůstával přichycen k zemi provazem, aby neodletěl a měl být nahrazen zařízením na bázi helikoptéry. Úkolem helikoptéry bylo vystoupat do požadované výšky a setrvat v ní určitou dobu obdobně jako horkovzdušný balón. Pro projekt byla vybrána rakousko-uherská helikoptéra PKZ-1, která byla osazena speciálně vyrobeným stejnosměrným motorem o výkonu 140 kW, který byl přes kabel napájen z DC generátoru na zemi. Systém měl výhodu především v rychlosti použití, jelikož nebylo nutné před použitím naplnit balón horkým vzduchem. Nicméně elektromotory nebyly tenkrát pro toto využití dostatečně konstrukčně silné a motor po několika letech používání vyhořel. Během následujících let byly učiněny další pokusy o využití elektropohonu ve vzducholodích a motorových letadlech. Tyto pokusy nebyly příliš úspěšné. [1]

První úspěšný let s elektrickým letadlem provedli Militky a Brditschka na podzim roku 1973 s upravenou verzí kluzáku HB-3 označenou jako MB-E1 (Militky-Brditschka-Elektro-1). [1] Letěli až do výšky 300 metrů nad zemí a jejich let trval zhruba 10 minut. Elektrický pohon modelu MB-E1 byl sice v té době revoluční, ale extrémně jednoduchý: technologie baterií se skládala ze čtyř Nikl-kadmiových baterií, které byly dobíjeny 24 hodin a poskytovaly nepřetržitý provoz motoru po dobu 8 minut. Motor byl převzat z vysokozdvížného vozíku a mírně upraven, potřebnou sílu předával na vrtuli pomocí hnacího pásu. Tento nový systém vážil zhruba 440 kg. V době dokončení a prvních úspěšných letů tohoto systému došlo zároveň k první ropné krizi. Díky této krizi vzrostl veřejný zájem o dopravu využívající elektrickou energii, a tedy o elektropohony v letectví jakožto celek. [1][2]

1.2. Hybridní pohony

Vznik potřeby rozvoje nových udržitelných technologií se nedávno nevyhnul ani leteckému průmyslu, kde také vznikla snaha o vývoj ekologicky šetrnějších letounů. Dnes využívají téměř všechny typy letadel určitého druhu spalovacího motoru. Tyto motory spalují fosilní paliva, která mají vysokou hustotu energie, čímž jsou pro letectví výhodná především díky poměru obsažené energie ku váze a objemu.

Global Passengers (billion, segment basis)



Obrázek 1 - Historie a predikce pro využití letecké dopravy

Bohužel, fosilní paliva vysoce znečišťují životní prostředí, neboť během procesu jejich výroby i jeho následného spalování dochází k produkci oxidu uhličitého (CO_2) a jiných škodlivých látek. Obdobně jako v automobilovém průmyslu se i v letectví hledalo řešení tohoto problému, jelikož využití letecké dopravy stále roste (Obr. 1) a zároveň s ním i velikost emisí oxidu uhličitého, který je hlavním plynem zapříčiňujícím globální oteplování. [2][3][22]

Přechod na čistě elektrický pohon s dobrým doletem se zprvu jevil jako příliš obtížný úkol, který sebou přinášel řadu těžko řešitelných problémů. Obdobně jako u historicky starších projektů se jednalo především o absenci úschovného média s dostatečně velkou hustotou uložené energie, při malé váze a objemu. Prvním logickým krokem byl přechod na hybridní pohon, tedy pohon osazený spalovacím motorem a doplněný o motor elektrický. Výhodou elektrického motoru je především efektivita, která je daleko větší než u konvenčních spalovacích pohonů a také celkově tišší provoz motoru. Tento motor generuje nejen méně hluku, ale především vytváří menší vibrace, díky čemuž dochází ke sníženému namáhání úchytných a okolních částí motoru, což zvyšuje životnost karoserie.

Jak již bylo naznačeno, obecným problémem elektromotorů je elektrická energie pro jejich chod, která je uložena v bateriích. Ty mají, oproti fosilnímu palivu, velmi malou energetickou hustotu v poměru na váhu a objem, což je u leteckého průmyslu zásadní požadavek. V posledním desetiletí se sice na trh dostavily baterie na bázi lithia za již investičně rozumné ceny, avšak ani tyto baterie se co do parametrů nemohou rovnat s fosilními palivy. Pro velké dopravní letouny létající dlouhé vzdálenosti je v současné době přechod na čistě elektrický pohon poměrně nelehkým úkolem, především díky váze baterií, kterou by musel být letoun vybaven. Pro menší letadla s jednotkami míst pro pasažéry létajícími krátké vzdálenosti je čistě elektrický pohon reálně uskutečnitelný. Ovšem pohon hybridní, je na rozdíl od pohonu čistě elektrického možné provést napříč téměř celým leteckým segmentem. [2][3][4]

Hybridní pohon zahrnuje vlastnosti jak konvenčních, tak elektrických pohonů a jejich synergie je zpravidla nazývána hybridizací, což znamená integraci pohonného systému jak se zdrojem elektrické energie (akumulátor), tak se zdrojem paliva pro spalovací motor. Stupeň hybridizace vyjadřuje procentuální podíl celkového výkonu požadovaného letadlem (nebo např. autem) z elektrického systému. V literatuře se často používá míra hybridizace pro výkon (H_P) a energii (H_E) [3][4]:

$$H_P = \frac{P_{\text{elektrický}}}{P_{\text{celkový}}} = S \quad (1)$$

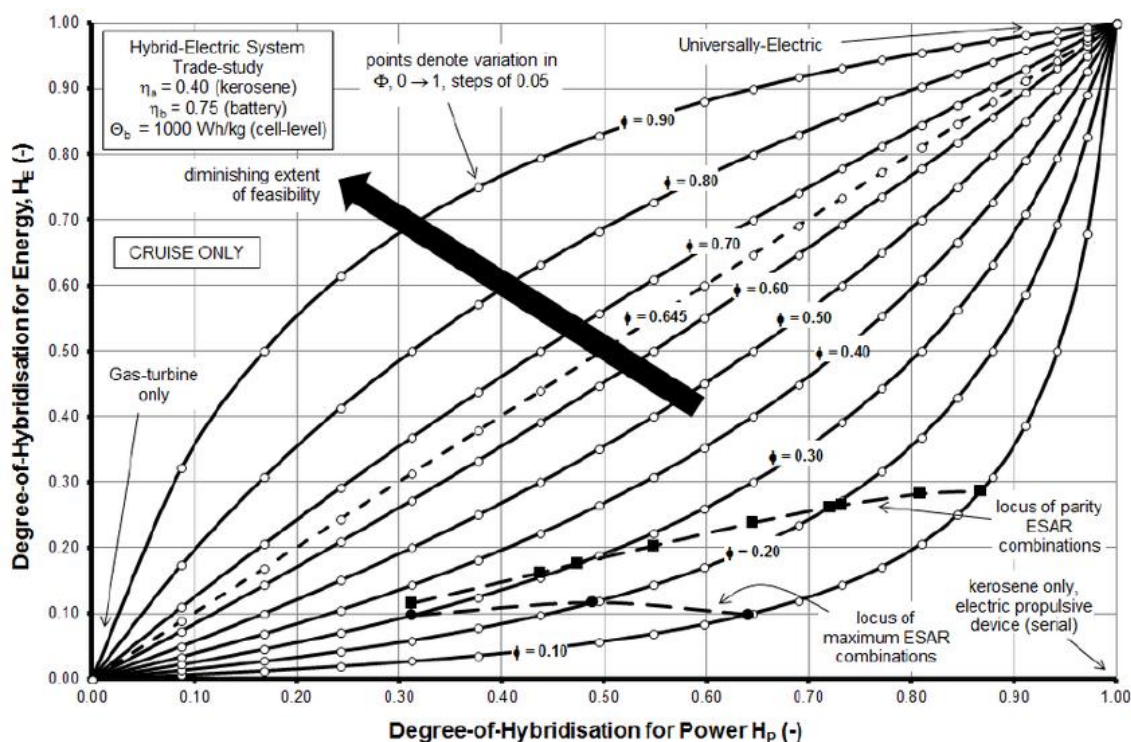
$$H_E = \frac{E_{\text{elektrický}}}{E_{\text{celkový}}} = \Psi \quad (2)$$

Bohužel míra hybridizace výkonů není zcela ideálním parametrem. Uvažujme velký elektrický motor, který je využíván pouze na start, což je vzhledem k celkové době letu krátký okamžik. V tomto případě by byla míra hybridizace výkonů velká, jelikož by byl elektrický motor výkonově daleko větší než spalovací, přesto že by reálně elektrický motor pracoval jen na krátkou chvíli a celkový účel hybridizace by se vytrácel, protože by se „hybridně letělo“ jen velmi krátkou chvíli. Lepším porovnávacím parametrem by byla čistá energie. I zde je ovšem nutno zohlednit fakt, že poměr hustoty a váhy energie fosilního paliva je mnohem větší než v případě energie uložené v akumulátorech, naopak efektivita elektrického systému je značně vyšší než v případě spalovacího systému. To vede k výsledkům, při kterých bývá H_E velmi nízká ($< 0,2$). Proto se zavádí další parametr: dodaný poměr výkonu (Φ). To definuje poměr celkového výkonu elektromotoru ku celkovému výkonu hřídelové síly za celkovou dobu letu. [3][4]

$$\Phi = \frac{E_{em_{celkova}}}{E_{hridel_{celkova}}} \quad (3)$$

Výhodou tohoto zápisu je jeho větší intuitivnost. Hodnota $\Phi = 0$ odpovídá konvenčnímu letadlu, které má pouze spalovací motor, naopak hodnota $\Phi = 1$ reprezentuje čistě elektrický pohon. Příklad tohoto použití je na obrázku 2, kde osa x představuje hybridizaci výkonu a osa y hybridizaci energie. Obrázek 2 je převzat ze studie leteckého pohonu s dvojným ukládáním energie, který má uloženou energii v bateriích a kerosinu (letecký petrolej) a jehož hodnoty byly odvozeny z předpokládaných simulačních hodnot.

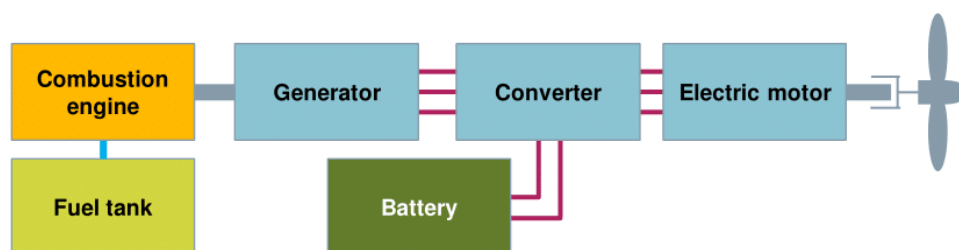
Při návrhu hybridního pohonu, ať leteckého či jiného, existuje spousta různých architektur. Nejčastěji používanou a můžeme říci základní je architektura sériová a paralelní. Obě architektury mají své pro a proti a jsou vhodné pro jiné aplikace. V automobilech například dochází k jejich „přepínání“ dle aktuálního jízdního stavu a výhodnosti zapojení. Jejich provedení a hlavní vlastnosti si probereme v následujících dvou kapitolách. [2][3][4]



Obrázek 2 – Příklad studie míry hybridizace prováděné pro hypotetickou soustavu [27]

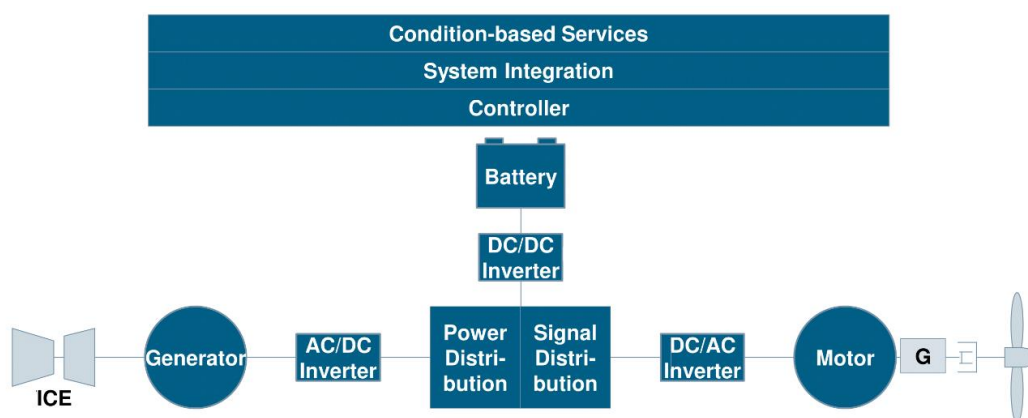
1.2.1. Sériová hybridní architektura

Sériová architektura leteckého hybridního pohonu je složena ze spalovacího motoru s nádrží na fosilní palivo, z generátoru, invertoru, baterie a elektrického motoru na hřídeli spojeného s vrtulí, jak je znázorněno ve zjednodušeném diagramu na obrázku 3. Spalovací motor je na hřídeli spojen s generátorem a je využíván pro jeho pohon. Generátor přenáší vyrobenou elektrickou energii do invertoru, který funguje zároveň jako regulátor pro baterii. Ten posílá energii do elektromotoru a dle aktuálního přebytku nebo nedostatku energie buď energii do baterie dodává nebo odebírá. Regulátor tedy kombinuje oba výkony, jak ze spalovacího motoru, tak z baterie, které poskytují elektromotoru.



Obrázek 3 - Diagram uspořádání sériového leteckého hybridního pohonu [5]

Hlavní výhodou sériové architektury je možnost navržení spalovacího motoru s generátorem tak, aby oba systémy fungovaly při konzistentní a optimální rychlosti motoru, protože spalovací motor nemá přímé mechanické spojení s vrtulí letadla. Také uspořádání může být instalováno v různých pozicích systému letadla. Nevýhodou sériové



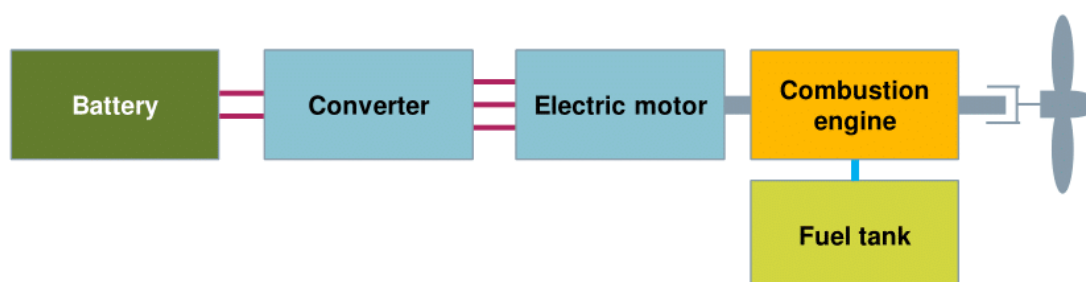
Obrázek 4 - Detailnější uspořádání sériového leteckého hybridního pohonu [5]

architektury je nutnost dimenzace elektromotoru na základě schopnosti poskytnout maximální výstupní výkon které může letadlo potřebovat. Dále také nutnost přítomnosti generátoru, který tak vytváří větší váhu letounu a zvyšuje tak požadavky na konstrukci

a výkon elektromotoru. Výhodou je možnost plně elektrického letu, při kterém je spalovací motor vypnut a veškerá elektrická energie pochází z baterií. To umožňuje let s maximální efektivitou a vede ke zlepšení efektivity využití paliva, a především k nižším emisím CO₂. Tento způsob letu je využíván například při doletech na letiště, kdy víme že dojde po přistání k dobití baterií z elektrické sítě letiště, kde je elektrická energie levnější, a především pochází z elektráren produkujících méně škodlivin na jednotku energie než spalovací motor v letadle. [3][4][7]

1.2.2. Paralelní hybridní architektura

Paralelní architektura na rozdíl od sériové architektury neobsahuje generátor, je zde tedy jen spalovací motor, baterie, invertor a elektrický motor, jak je principiálně znázorněno na obrázku 5. Fosilní palivo se používá k napájení spalovacího motoru a baterie slouží k napájení elektromotoru. Oba motory jsou spojeny jednou hřídelí, přes kterou předávají svůj výkon na vrtuli letadla.



Obrázek 5 - Diagram uspořádání paralelního leteckého hybridního pohonu [5]

V tomto případě je snazší dosáhnout optimálního bodu výkonu, protože je výkon na vrtuli generován společně oběma motory. Používají se různé strategie řízení v závislosti na konstrukci a jmenovitých hodnotách motorů a baterie, a také na předpokládaném letovém plánu. Jednou z takových strategií řízení, často využívanou, je následující.

Pokud je výkon potřebný na vrtuli vyšší než výkon spalovacího motoru, dojde k zapnutí elektromotoru, který dorovná potřebný výkon na vrtuli takovým způsobem, aby oba motory (především ten spalovací) běžely za optimálních provozních podmínek. Pokud je potřebný výkon menší, než je výstupní výkon spalovacího motoru, dojde k zatížení spalovacího motoru elektromotorem, který se stane generátorem a nadbytečný výkon přemění na elektrickou energii dobíjející akumulátor. Velmi často bývá stroj osazen mechanickými spojkami, umožňujícími úplné odpojení jednoho z motorů,

což umožňuje vysokou flexibilitu systému a umožňuje tři možné stavy napájení: čistě spalovací, čistě elektrický nebo hybridní.

Dalším možným dělením je dělení dle M. John Millera [4], který definuje hybridní pohony s trochu jiné perspektivy. Rozděluje paralelní hybridní systémy na *mírný* (*mild*), *pomocný* (*power-assist*) a *duální* (*dual-mode*). Ty jsou klasifikovány na základě velikosti a účasti elektrického motoru. V *mírném* systému je například elektrický motor poměrně malý a je využíván jako výpomoc při akceleraci a využívá přebytečného výkonu spalovacího motoru k dobíjení baterie. Paralelní systém *pomocný* používá k napájení již větší motor a baterie, což umožňuje mírné zmenšení spalovacího motoru. Stejně tak *duální* systém využívá ještě většího motoru a kapacit akumulátorů, což umožňuje osazení daleko menšího spalovacího motoru, který tak může být i výkonově menší než elektrický motor. Jinými slovy, čím vyšší je účast elektromotoru a akumulátorů na celém systému, tím nižší a menší může být spalovací motor. Paralelní architektura je dle Millera považována za výhodnější pro letecký průmysl. [3][4][7]

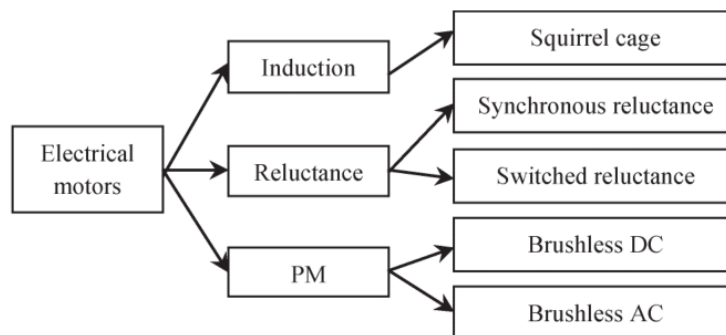
1.3. Přehled použitelných elektromotorů

Elektrický motor je klíčovou součástí, která dělá z obyčejného pohonu hybridní. Proto je třeba vybrat vhodný druh motoru, a to platí dvojnásob pro letecký průmysl, kde jsou kladeny zvýšené požadavky na provoz a bezpečnost. Stroj by tak měl splňovat tyto základní kritéria:

- poměr vysokého točivého momentu ku hmotnosti a poměr vysokého točivého momentu na ampér;
- vysoká hodnota fázové indukčnosti (pro PM motory);
- vysoká účinnost v celém rozsahu otáček.

Tyto požadavky nám vylučují komutátorové a kartáčové stroje vzhledem k vysokým nárokům na údržbu, špatným poměrům momentu a nedostatečné spolehlivosti.

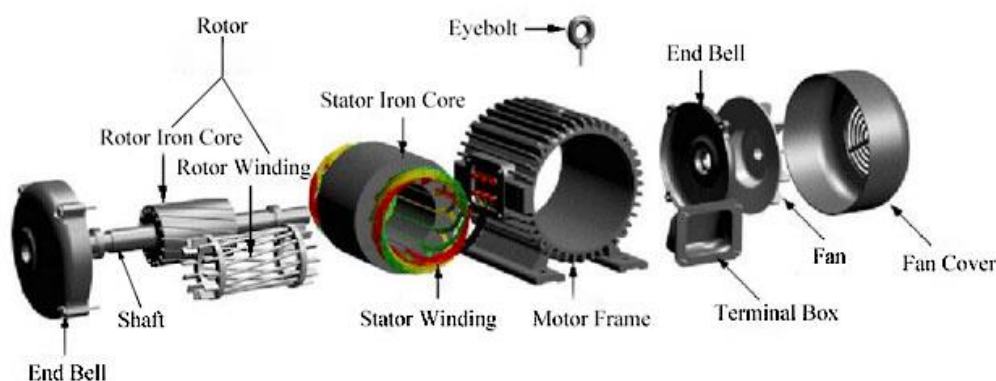
Tím se nám zužuje výběr strojů na motory indukční, reluktanční a motory s permanentními magnety (PM motory). Detailnější rozdělení těchto typů motoru je na



Obrázek 6 - Použitelné typy elektromotorů pro elektrický pohon [2]

obrázku 6, přičemž jednotlivé charakteristické vlastnosti a možnosti použití pro malé sportovní letadlo budou probrány v následujících odstavcích. [2][6]

Indukční motory s kotvou nakrátko jsou proslulé svou jednoduchostí, nízkou cenou, robustností a spolehlivostí. Nicméně, vzájemná svázanost mezi fázemi na statoru a rotorem činí prakticky nemožné rozdělení motoru na magneticky izolované moduly. Přestože se vyskytly specifické konstrukce motorů snažící se vyřešit tento problém, cenou za toto řešení byla zpravidla velká složitost řízení, kterou může být obtížné implementovat a synchronizovat, vzhledem k vysokým požadavkům na spolehlivost oddělených řídicích jednotek pro jednotlivé fáze. Jelikož se tyto motory zatím nejeví jako použitelné pro letectví, a především menší sportovní letadla, nebudeme se jejich detailním popisem již v rámci této práce zabývat. [2][3][4]

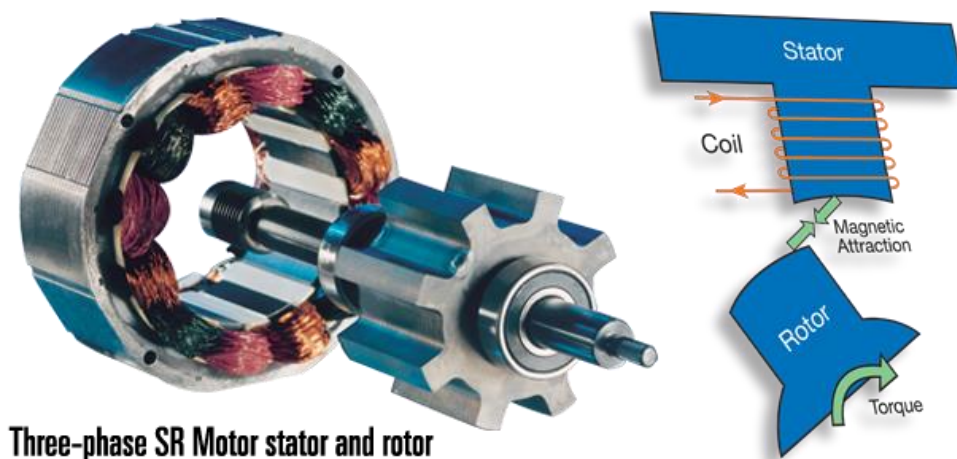


Obrázek 7 - Konstrukce indukčního motoru s rotorem nakrátko

1.3.1. Reluktanční motory

Reluktanční motory jsou stroje s robustním rotorem, který nemá vinutí ani permanentní magnety, ale je složen výhradně z plechů, čímž je schopen odolat velkému tepelnému a mechanickému namáhání. Ty jsou z magneticky měkkého materiálu (např. laminovaná křemičitá ocel) a jsou vyráženy do tvarů s vyniklými póly.

U synchronního reluktančního motoru je rotorová charakteristika dána tvarem a počtem vyniklých pólů (příklad na obrázku č. 8), nebo přidáním vnitřních tokových bariér (Obr. 9), které zajišťují vedení toku podél přímé osy. První typ provedení s vyniklými póly je výhodnější pro provedení s větším počtem pólů a je výrobně jednodušší.



Obrázek 8 -Synchronní reluktanční motor s vyniklými póly

Druhý hlavní typ, využívající tokové bariéry, nachází využití především v aplikacích s malým počtem pólů. Při použití vyniklých pólů při počtu dvou pólů párů by byly póly buď velmi široké, nebo by mezi nimi byly velké mezery, což by vedlo k velkým ztrátám a špatné charakteristice. Typ s tokovou bariérou je ideálním kompromisem, který vytvoří tokové cesty mezi vzdálenými póly, čímž zlepší charakteristiku stroje a zároveň využije vzduchových mezer pro zmenšení ztrát a lepší chlazení. Navíc získá stroj konstantní vzduchovou mezeru mezi státorem a rotorem, což nadále zlepšuje jeho vlastnosti.

Jakmile pracuje rotor na synchronní rychlosti, neindukuje se v něm žádná magnetomotorická síla, díky čemuž může být reluktanční motor efektivnější než motor indukční v důsledku eliminace Joulových ztrát v rotoru. Statorové vinutí je sinusoidně rozloženo podél vzduchové mezery podobně jako u indukčního motoru, čímž vytváří silnou vzájemnou vazbu mezi fázemi.



Obrázek 9 - Příklad provedení reluktančního motoru s vnitřními tokovými bariérami

Spínaný reluktanční motor (SRM) začíná pronikat do leteckých prototypů s nižším rozpočtem, především díky ceně a přirozené odolnosti vůči chybám. SMR má na statoru navzájem nezávislá vinutí, což zajišťují spínané zdroje s dvěma spínači na fázi. Ty umožňují nejen nezávislé zapínání jednotlivých fází, ale i oba směry proudu statorovým vinutím. Pokud dojde ke zkratu na jedné z fází, může SRM stále fungovat s proporcionálním snížením točivého momentu. Často využívanou kombinací nejen v letectví je čtyřfázová 8/6 SRM topologie, která je dobrým kompromisem mezi tolerancí vůči chybám a složitostí. Nicméně, pokud dojde k selhání jedné ze čtyř fází, motor již nebude schopen dodávat stejný konstantní moment ve všech polohách rotoru. To bývá občas problém a je nutné tyto motory dimenzovat takovým způsobem, aby při selhání jedné fáze byl nový maximální konstantní moment dostatečný pro bezpečný sestup letadla a následné přistání. Protože je magnetizační i momentotvorný proud dodáván pouze statorovým vinutím, jsou spínané reluktanční motory přibližně o 50 % větší než motory s permanentními magnety. [2][3][4][8][9]

1.3.2. Motory s permanentními magnety

Obecně můžeme pod synchronní motory s permanentními magnety (PMSM – *Permanent Magnet Synchronous Motor*) zahrnout všechny bezkartáčové střídavé synchronní PM motory, včetně bezkartáčových stejnosměrných a bezkartáčových střídavých motorů napájených s obdélníkových, lichoběžníkových či sinusových proudů. Jsou charakterizovány vysokou hustotou výkonů a účinností, vysokým poměrem točivého momentu ku setrvačnosti a momentu ku objemu a lepší spolehlivostí než kartáčové DC stroje. V podstatě mají bezkartáčové stejnosměrné a bezkartáčové střídavé motory shodnou konstrukci, ale jsou napájeny jinými tvary vstupního napětí, které lze dosáhnout úpravou řídicí strategie v řídicím softwaru. Jelikož jsou oba stroje konstrukčně shodné, není nadále nutno rozlišovat mezi těmito typy.

I když PMSM poskytují obecně vyšší výkonovou hustotu točivého momentu než reluktanční a indukční motory, jsou méně tolerantní vůči chybám. V běžné topografii stroje může proud téci v nesprávném vinutí, a to i když je vinutí odpojeno od napájení, kvůli přítomnosti rotorových permanentních magnetů vyvolávajících zpětné elektromotorické napětí. Je proto nutné motor dimenzovat na krátkodobé chyby způsobené tímto jevem.



Obrázek 10 - Příklad BLDC motoru v provedení inrunner s vyniklými magnety

Poruchy v napájecím obvodu mohou vést ke zkratu na vstupních svorkách stroje. Prostřednictvím volby vhodných indukčností PM motoru můžeme omezit takto vzniklý proud na hodnotu nepřesahující hodnoty jmenovité. Nicméně, při malých rychlostech dochází i přes toto omezení k vytváření velkého točivého momentu. Zbývající zdravé fáze musí být v takovém případě předimenzovány, aby produkovaly dostatek momentu jak pro pohon zátěže, tak pro překonání točivého momentu produkovaného zkratovým proudem při zachování požadovaných otáček.

Obecně řečeno, synchronní stroje s permanentními magnety mohou nabídnout menší rozměry motoru pro stejné aplikace než spínané reluktanční motory, ale řešení závad je složitější. Jelikož se v posledních letech výzkum a vývoj zaobírá především stroji s permanentními magnety, a jelikož jsou pro letectví obecně výhodnější, budeme se v následujících kapitolách zabírat výhradně strojem s permanentními magnety, konkrétně s bezkartáčovým stejnosměrným motorem. [2][3][4][8][9]

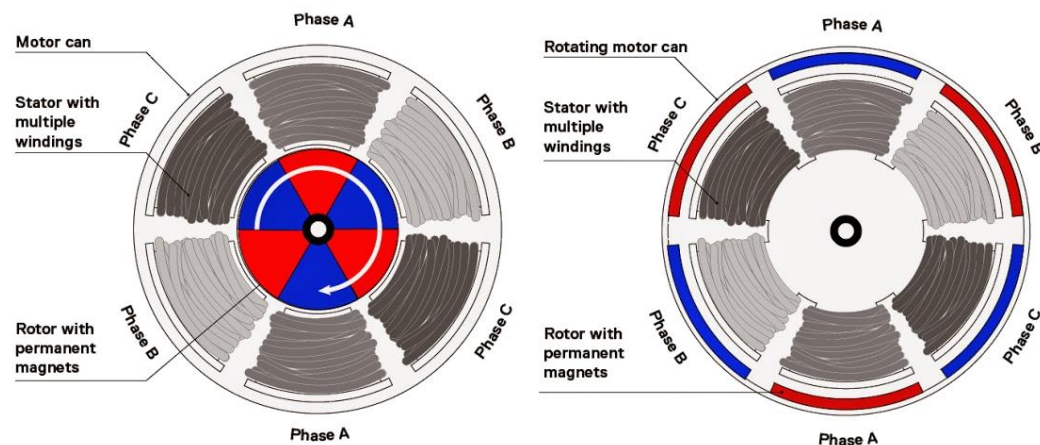
2. BLDC motory

Z pohledu historie se jedná o jeden z novějších druhů motoru, který začíná nacházet uplatnění téměř ve všech výkonových kategoriích. Jak již bylo zmíněno na konci předešlé kapitoly, jedná se o motor s permanentními magnety, konkrétněji o bezkartáčový stejnosměrný motor (*BLDC-Brushless Direct Current motor*), motor je tedy napájen stejnosměrným napětím. Řadí se do skupiny synchronních strojů, jelikož magnetické pole rotoru a statoru rotuje stejnou rychlostí. Zároveň můžeme narazit na jiné označení těchto strojů pod pojmem ECM z anglické zkratky *Electronically commutated motors* neboli elektronicky komutované motory.

Ke svému chodu nezbytně potřebují řídicí jednotku, která zajišťuje právě onu komutaci, tedy elektronické přepínání polarity cívek ve správném pořadí takovým způsobem, aby vytvářeli rotační magnetické pole správného směru, rychlosti a velikosti. Řídicí jednotka bývá často označována obecně jako regulátor, střídač nebo jednoduše měnič. [10][11]

2.1. Konstrukce BLDC

Motor je tvořen státorem z cívek navinutých na pólových nástavcích a z rotoru z permanentních magnetů. Motory se vyrábí ve dvou základních provedeních, a to v takzvaném *Inrunner* a *Outrunner* provedení. Provedení *inrunner* je obvyklé provedení se státorem vně rotoru, tedy provedení, při němž statorové cívky obklopují rotor, který se uvnitř nich otáčí. Druhé provedení *outrunner* má naopak rotor vně statoru, rotor se tedy otáčí po vnějším obvodu statorové konstrukce. Oba typy jsou znátorněny na obrázku 11.

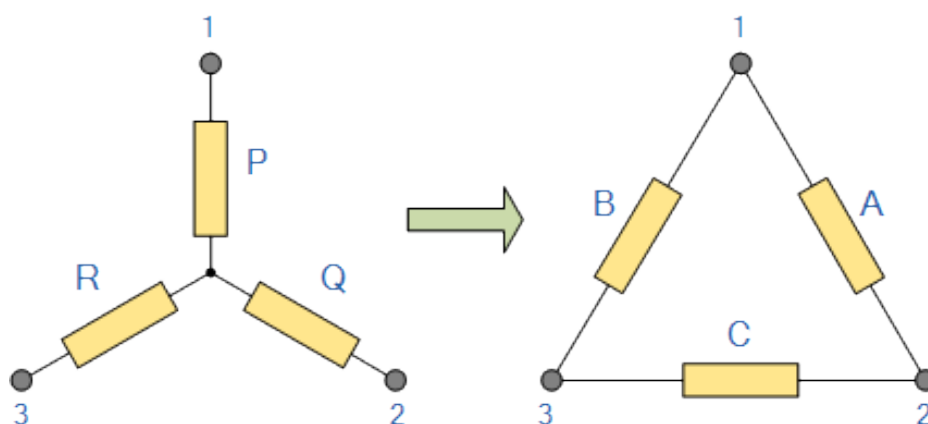


Obrázek 11 - Porovnání konstrukcí: vlevo inrunner, vpravo outrunner

Motory se také rozlišují podle typu vinutí na sinusové nebo lichoběžníkové. Hlavním rozdílem je průběh elektrického napětí na svorkách v generátorickém režimu. U výrobců bývají označovány sinusové motory jako PMSM a lichoběžníkové právě jako BLDC. [10][11][12]

2.1.1. Stator

Stator je složen z cívek. Vinutí je navinuto tak, aby cívky tvořily sudý počet pólů, které přesně odpovídají pólovým párům na rotoru. Stator bývá navinut pro tři fáze, buď do trojúhelníku nebo do hvězdy, avšak můžeme se setkat i s jiným počtem fází. Pro každé vinutí má motor trochu jiné vlastnosti. Obecně má motor s vinutím do trojúhelníku předpoklad k menšímu momentu a větším otáčkám.

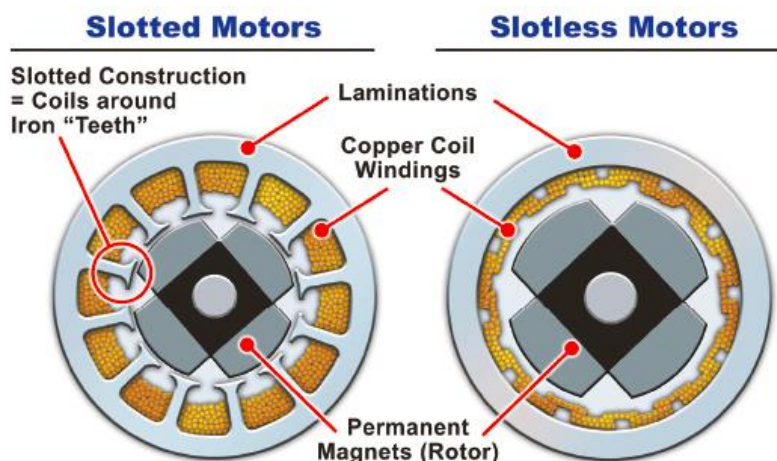


Obrázek 12 - Schématické zapojení: vlevo zapojení do hvězdy, vpravo do trojúhelníku

Druhé vinutí, tedy vinutí do hvězdy má logicky opačné vlastnosti, tedy předpoklad pro větší moment, ale menší otáčky než motor stejného výkonu se zapojením do trojúhelníku.

Vinutí je většinou navinuto na železnou kostru nebo pólové nástavce, které jsou

uchyceny do jha motoru, avšak existují i konstrukce, které zcela postrádají „jádro“ či „kostru“ cívky. Dle přítomnosti kostry rozdělujeme vinutí na *slotted* s kostrou a *slotless* bez kostry, znázorněno na



Obrázek 13 - Konstruktivní porovnání navinutí cívek [8]

obrázku 13. Vinutí bez kostry se vyznačuje poměrně nízkou indukčností, což je dáno právě absencí magnetického jádra. K udržení tvaru a vyztužení cívek je využíváno epoxidové pryskyřice. Obecně pracují takovéto motory s nižšími momenty, avšak pracují poměrně konstantě napříč rychlostmi. Nevýhodou je vyšší cena, jelikož navíjení takových cívek je náročnější a vinutí nesmí obsahovat přílišné vzduchové mezery, jeho uložení na stator je tedy pracnější a tím také nákladnější. Motor s vinutím na kostře dosahuje větších momentů díky magnetickému jádru cívky, ovšem nepracuje konzistentně pro všechny otáčky. Přesto je toto vinutí využívanější, jelikož je levnější na výrobu a pro většinu aplikací dostačující. [10][11][12]

2.1.2. Rotor

Na rotoru se nachází permanentní magnety, které jsou rovnoměrně rozmístěny po obvodu rotoru. Magnetů je sudý počet a jsou umístěny takovým způsobem, aby vedle sebe byly magnety opačných polarit, tedy sever a jih. Dvojce magnetů leží naproti sobě v jedné ose a tvoří jeden pólový pár. Nejčastější počet pól párů je 2 až 8. Jejich počet ovlivňuje vlastnosti motoru podobně jako u jiných motorů, především potom z hlediska jeho momentu a otáček.

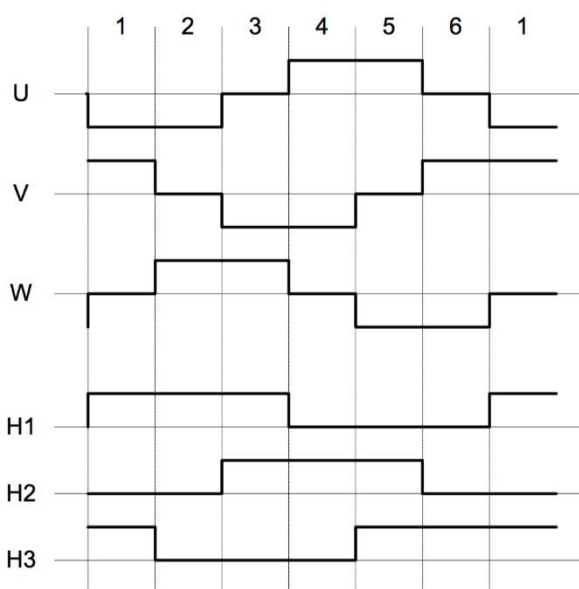
Jak již bylo zmíněno výše, rotor může být konstruován dvojím způsobem, buď *inrunner* nebo *outrunner* (Obr.11). Motory v provedení *outrunner*, tedy s rotorem obklopujícím stator, bývají většinou používány pro motory menších otáček, a především pracovních proudů. Důvodem je odvod tepla. To vzniká především ve statorových cívkách procházených proudem, které vlivem svých ztrát produkují teplo. U provedení *inrunner* je stator vně rotoru a vznikající teplo může přímo předávat vzduchu, který přirozeně proudí okolo povrchu motoru. Avšak v provedení *outrunner* je stator obklopen rotorem a své teplo tedy musí předávat přes vzduchovou mezeru rotoru, který ji teprve na svém povrchu předává do okolí. Celkově je tedy teplo předáváno pomaleji, což vede ke kumulaci tepla uvnitř motoru a celkové vyšší teplotě *outrunner* provedení při stejném zatížení než motoru v provedení *inrunner*. [11][12][13]

2.2. Komutace

Jak již bylo zmíněno dříve, BLDC motory jsou elektronicky komutované motory, k jejich komutaci tedy nedochází přirozeně díky mechanické stavbě motoru, ale pouze za pomoci elektronických řízených součástek. Ty spínají jednotlivé fáze statoru a nechávají fázemi procházet požadovaný směr a velikost proudu. Tím vytvářejí

magnetické točivé pole. Optimálního chodu je dosaženo, jestliže je vektor magnetického pole statoru natočen vůči vektoru magnetického pole rotoru o 90° , tedy jsou-li na sebe tyto dva vektory kolmé. Celkový vektor magnetického pole je určen geometrickým součtem těchto vektorů. Na následujícím obrázku je vyobrazeno jednotlivé spínání fází a odezvy jednotlivých hallových senzorů.

Jednotlivé dílky představují na obrázku rozdíl 30° počínaje nulou. Z průběhů je patrné, že v jeden moment nikdy nevedou všechny tři fáze. V ideálním případě tedy vede každá fáze po dobu 120° z celkových 180° . Způsobu řízení je ovšem více, výše uvedený obrátek představuje princip six-step komutace, dalšími jsou například trapezoidní, sinové nebo třeba vektorové řízení. [11][12][13]



Obrázek 14 - Diagram přepínání fází a signálů hallových senzorů

2.3. Detekce polohy

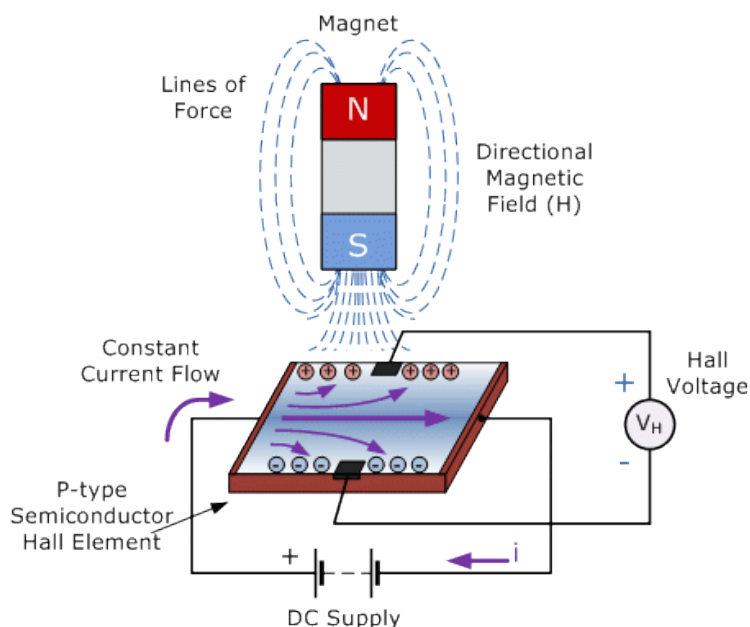
Detekce polohy rotoru je velmi důležitou částí BLDC pohonu, umožňující mu přesnou komutaci a tím i jeho plynulý chod. Existuje hned několik základních metod detekce, lišící se přesností, cenou a způsobem uložení v motoru. Je tedy nutné určit jakou přesnost od měření požadujeme, při jakých otáčkách to požadujeme a nedílnou součástí je bohužel i kolik jsme ochotni za to utratit. Obecně bychom mohli problematiku detekce polohy (ale také například proudů fázemi) rozdělit do dvou skupin, a to na měření sensorová, využívající zabudovaných senzorů a měření bezsensorová, využívající jevů na fázích motoru. [12][14][15]

2.3.1. Hallové senzory

Halovy senzory se staly důležitou součástí v mnoha odvětvích elektrotechniky a nevyhnuly se ani motorům. První pokus o použití v bezkartáčových motorů byl v roce 1962, krátce po představení polovodičových Hallových senzorů, firmou Kearfott Products. Jejich integrace senzorů byla částečně úspěšná, avšak tehdejší Hallové senzory

nebyly dostatečně vyspělé a signály z nich dostatečně rychle vyhodnocované. Dnešní senzory jsou již značně vyspělejší a jejich použití v motorech se stalo standardem.

Princip Hallova senzoru vychází z Hallova jevu. Ten můžeme popsat například takto: „Teče-li vodičem umístěným v magnetickém poli elektrický proud, vzniká působením magnetického pole příčná síla působící na pohybující se elektrické náboje, která je vytlačuje na boční stěnu vodiče.“ [16] Zjednodušeně řečeno, pokud vložíme vodič protékající proudem do magnetického pole tak, aby byl vodič kolmo k siločarám, vygeneruje se na vodiči napětí kolmé jak k směru proudu, tak ke směru magnetických siločar. Dnešní Hallovy senzory mají podobu integrovaných obvodů se zabudovaným sensorovým elementem, které zároveň obsahují obvody pro úpravu signálu nebo například teplotní kompenzaci. [15][16][18]



Obrázek 15 - Princip Hallova jevu

Pro odečet polohy BLDC motorů bývají využívány tzv. Hallovy spínače a přepínače. Jedná se o senzory určené k jednoduché detekci polarit magnetického pole, podle kterého nastaví svůj výstup na určitou logickou úroveň. U menších motorů bývá sonda přímo na statoru, u výkonově a rozměrově větších motorů bývá umístěna mimo stator i rotor. Takové řešení je na obrázku 15, kde jsou senzory umístěné vně motoru a je před nimi umístěný magnetický terčik se stejnou orientací malých magnetů jako na rotoru. Pokud se tedy motor začne otáčet, začnou se měnit magnety pod Hallovyými senzory, což

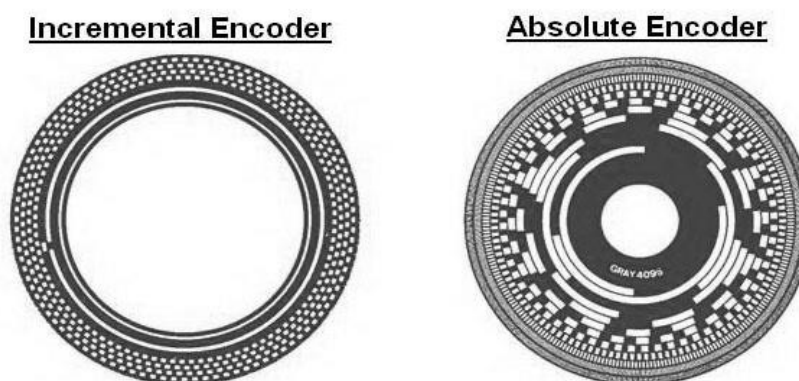
způsobí jejich přechod na jiný logický výstup. Z kombinace tří signálů z Hallových sond lze tedy zjistit v jakém je aktuálním natočení rotoru. [15][16][17][18]



Obrázek 16 - Umístění Hallových senzorů

2.3.2. Optický enkodér

Optický enkodér využívá rotačního pohybu a optoelektronických součástek pro vytváření informace o rychlosti přípravku, na kterém je namontován. Pro svou funkci využívá zdroj světla, kterým je nejčastěji LED dioda, citlivý fotodetektor a speciálně navržený disk. Disk je tvořen průsvitnými a neprůsvitnými segmenty v předem definovaném rozložení. Tím, jak se disk otáčí, dochází mezi zdrojem světla a fotodetektoem ke střídání segmentů disků, což vytváří dva stavy fotodetektoru, ozářený a neozářený. Tyto dva stavy generují na výstupu fotodetektoru pulsní signál, který je následně upraven na signál binární. Druhým používaným způsobem je namísto propustného segmentu vytvořit segment, na němž se světlo odrazí na fotodetektor umístěný na stejné straně jako zdroj světla. Na disku jsou tedy segmenty reflexní a matné. Dle rozložení a segmentů může být disk optického enkodéru rozdělen na inkrementální a absolutní viz obrázek 17. [19][20]



Obrázek 17 - Inkrementální a absolutní typ disku

Inkrementální enkodéry (vlevo) jsou tvořeny čtyřmi mřížkami, které jsou paprskovité, aby měly stejný tvar jako disk a které jsou navzájem posunuty o čtvrtinu dělicí periody. Navíc k těmto čtyřem mřížkám obsahují inkrementální enkodéry navíc tzv. nulový index, který určuje začátek otáčení. Směr otáčení je detekován na základě průběhu kvadratického signálu z enkodéru. Ten má rozdílný průběh náběžných a sestupných hran kanálů pro kladný směr otáčení než pro směr otáčení opačný. Rychlost rotoru musí být dopočítávána pomocí inkrementů za určitý časový úsek. V případě inkrementálního enkodéru je možné zjistit přesnou polohu rotoru, pokud známe počáteční polohu rotoru, nebo využíváme nulového indexu.

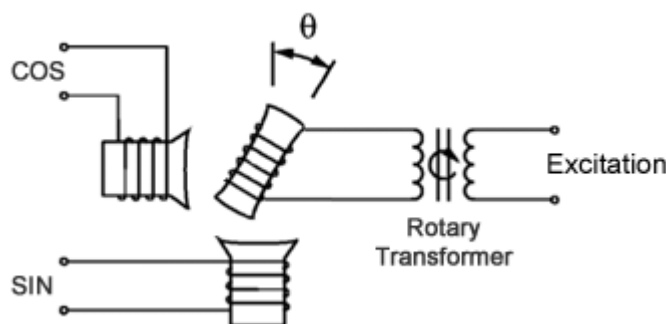
Absolutní enkodér má pro každou polohu unikátní posloupnost segmentů, která bývá často definována Greyovým kódem. Rozlišení enkodérů je dáno počtem kružnic s definovanými obrázky, kde:

$$\text{rozlišení} = 2^{\text{počet kružnic}} \quad (4)$$

Mezi hlavní výhody enkodéru patří okamžitá znalost polohy a při volbě vhodného enkodéru absence post procesního zpracování, jelikož dostáváme přesný binární kód. Nevýhodou enkodéru je nutnost zvýšeného počtu komunikačních vodičů pro přenos informace a větší náklady na výrobu. [19][20]

2.3.3. Resolver

Resolver je méně používané řešení oproti optickému enkodéru. Principem resolveru je převedení mechanického pohybu na elektrický signál pomocí elektromagnetické indukce. Principiální schéma resolveru je zobrazeno na obrázku 18.



Obrázek 18 - Schéma elektrického resolveru

Resolver je tvořen primární rotorovou cívkou napájenou z rotačního transformátoru a dvěma statorovými cívkami vzájemně posunutými o 90° mechanických. Jeli rotorová cívka napájena, dochází ve statorových cívkách k indukovanému napětí, jehož velikost je

přímo úměrná úhlu natočení rotorové cívky. Díky vzájemnému mechanickému posunu statorových cívek dochází v cívkách k indukci sinového napětí, které má sinusový průběh na jedné cívce a kosinový na druhé. Velikosti jednotlivých napětí a úhel natočení rotoru jsou popsány rovnicemi:

$$U_{sin} = K \cdot U_{in} \cdot \sin(\theta) \quad (5)$$

$$U_{cos} = K \cdot U_{in} \cdot \cos(\theta) \quad (6)$$

$$\theta = \tan^{-1} \frac{\sin(\theta)}{\cos(\theta)} = \tan^{-1} \frac{U_{sin}}{U_{cos}} \quad (7)$$

Kde U_{sin} – indukované napětí v sinové statorové cívce

U_{cos} – indukované napětí v kosinové statorové cívce

K – transformační poměr

U_{in} – napětí budící primární cívku

θ – absolutní úhel natočení rotoru

Resolvery mají velký otáčkový rozsah, jsou robustní, odolní proti nečistotám a otřesům a mají zanedbatelnou teplotní citlivost. Těmito vlastnostmi se perfektně hodí pro stroje do těžkého průmyslu, kde se uplatňují daleko více než optické enkodéry, které jsou náchylné na nečistoty. [19][20]

2.3.4. Bezsenzorová detekce polohy

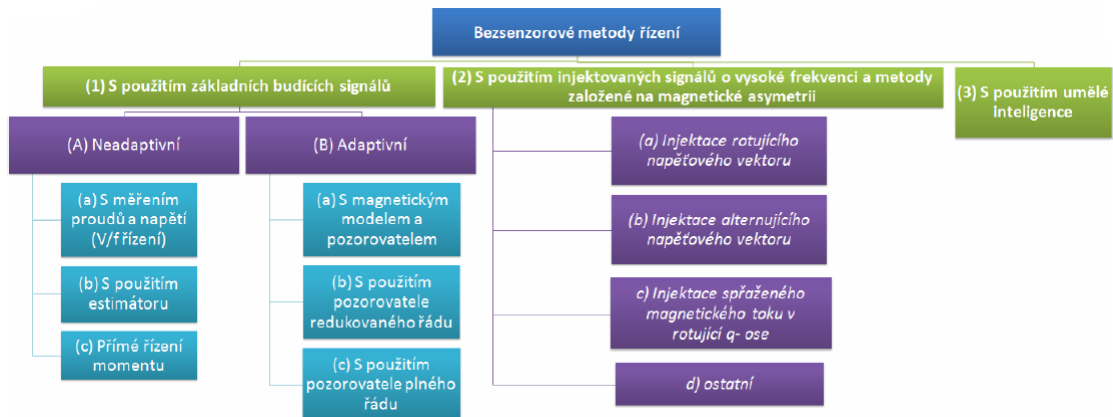
Jak již název této metody napovídá, jedná se o detekci polohy bez využití přídavných senzorů. Bezsenzorová detekce využívá vnitřních jevů v motoru a využívá se převážně pro malé motůrky, u kterých je instalace klasického senzoru obtížná či přímo nemožná. Neméně důležitým faktorem je cena, jelikož u malých motorků je výhodnější zakoupení elektroniky pro bezsenzorovou detekci, než hledání a výroba speciálního senzoru který by pasoval do motorku. Hlavním důvodem, proč nevyužívat bezsenzorovou detekci polohy, je špatná, dokonce až nemožná detekce polohy rotoru při nízkých otáčkách. Druhým důvodem bývá i problematická odezva na proměnlivé zatížení motoru.

Všechny druhy a principy bezsenzorové detekce mají za základ zpětné elektromotorické napětí (*back electromotive force*, dále jen BEMF). Toto napětí vzniká ve vinutí motoru jakožto důsledek Lenzova zákona, který je popsán rovnicí:

$$E = -\frac{d\psi}{dt} = -N \left(\frac{\Delta\Phi}{\Delta t} \right) \quad (8)$$

Tento zápis je obecný, ale je z něj patrné že je závislý na vlastnosti cívky (počtu závitů N) a změně indukčního toku za čas. [15][16]

Metod spadajících pod bezsenzorovou detekci je mnoho a vytvářejí se stále další. Jak již bylo řečeno, všechny staví na BEMF, avšak liší se v algoritmech dopočtu potřebných veličin, v samotné přesnosti pro danou aplikaci a v možnosti následného efektivního řízení. Příklad vybraných používaných možností je na obrázku 19.



Obrázek 19 - Druhy bezsenzorové metody řízení

Tato problematika je tedy velmi široká a nabízí spoustu specifických řešení a problémů. V rámci této práce není nutné zacházet do hloubky této problematiky, která je detailněji popsána v literatuře [21].

2.4. Parametry a vlastnosti

Většina obecných výhod elektronicky komutovaných motorů byla známa již při jejich prvotním vývoji, avšak až nedávný masivní rozvoj spínaných zdrojů a řídicí mikroelektroniky umožnil, především díky poklesu ceny těchto systémů, jejich využití v praktických aplikacích oproti předešlým ryze speciálním projektům. Během let se vyvinuly efektivnější možnosti řízení těchto strojů a došlo k celkovému zjednodušení návrhu jak motoru samotného, tak i ovládací elektroniky. Hlavními přednostmi těchto motorů jsou oproti klasickým komutátorovým strojům [11][12]:

- Vysoká účinnost
- Vysoká dynamika řízení
- Příznivější průběh mechanických charakteristik
- Poměr výkonu, momentu a velikosti ku hmotnosti motoru
- Díky jednodušší konstrukci delší životnost a bezúdržbovost
- Vyšší dosažitelné otáčky

- Tišší chod
- Při vhodně navržené řídicí elektronice menší elektromagnetická interference (EMI)

Tyto vlastnosti umožnily proniknout BLDC motorům do aplikací napříč celým spektrem. Malé BLDC motorky můžeme najít jako malé servopohony a motorky pro nízká napětí, naopak velké motory lze najít jakožto pohony pro těžký průmysl nebo jakožto pohony pro dopravu, v našem případě třeba pro tu leteckou. BLDC těží ve svých aplikacích především z dobrého poměru výkon/hmotnost a z vysoké dynamiky řízení.

Nevýhodou BLDC motorů je vyšší pořizovací cena, která se převážně odvíjí od použití permanentních magnetů na rotoru. Dalším úskalím motoru jsou jeho teplotní limitace, které se především uplatňují v provedení motoru outrunner, kde jsou zhoršené možnosti odvodu tepla. Třetí nevýhodou motoru je možnost demagnetizace permanentních magnetů na rotoru, a to především při poruchových stavech poblíž tepelné využitelnosti motoru. [12]

Vlastnosti BLDC motorů tedy vyzdvihují použití motorů v aplikacích, kde požadujeme lepší poměr výkon/hmotnost a velkou oblast dynamické říditelnosti pro proměnlivé zátěže. Motor je samozřejmě možné použít také pro konstantní průběh zátěže, avšak zde dochází k nevyužití velké přednosti motoru, kterou je říditelnost, ale oproti jiným typům motorů zůstává vyšší pořizovací cena. Pokud tedy návrh pro konstantní zátěž není příliš limitován velikostí a hmotností motoru, dojde většinou k volbě ekonomičtějšího motoru oproti BLDC.

Obecně můžeme vlastnosti a parametry BLDC motoru rozdělit do dvou hlavních skupin, kterými jsou parametry elektrické a mechanické. [11][12]

2.4.1. Elektrické parametry

Elektrické parametry zahrnují základní údaje jako je jmenovité napětí, jmenovitý proud a výkon. Tyto parametry bychom měli bez obtíží zjistit ze štítku stroje. Dalšími parametry, které většinou zjistíme pouze z katalogu či přiložené dokumentace pro stroj, jsou například hodnoty odporu a indukčnosti vinutí, špičkový záběrný proud a proud naprázdno nebo zda je vinutí zapojeno do hvězdy či trojúhelníka, avšak tento údaj bývá občas uveden i na štítku motoru.

Důležitými mechanickými vlastnostmi, které nebývají uvedeny v běžném katalogu jsou konstanty stroje. Důležitá je konstanta motorová (K_M) a rychlostní (K_n). Konstanta motorová, rovnice (9), vyjadřuje schopnost stroje přeměnit elektrickou energii na energii

mechanickou. Konstanta je především využívána při nutnosti výměny jednoho motoru za motor jiný, a to jak za motor jiné velikosti, tak také jiného principiálního druhu.

$$K_M = \frac{M}{\sqrt{P}} \left(\frac{Nm}{W} \right) \quad (9)$$

Kde M – moment motoru

P – rezistivní ztráty motoru

Rychlostní konstanta je velmi důležitá především pro správný návrh řídicího obvodu a následné řízení. Z rovnice (10) vyplývá vzájemný vztah mezi rychlostí rotoru a velikostí zpětného elektromotorického napětí, generovaného na fázích statoru. [12]

$$K_n = \frac{BEMF}{n} \left(\frac{V}{x1000 \text{ } ^\circ t / \text{min}} \right) \quad (10)$$

Kde $BEMF$ – velikost zpětného elektromotorického napětí

n – otáčky v tisících za minutu

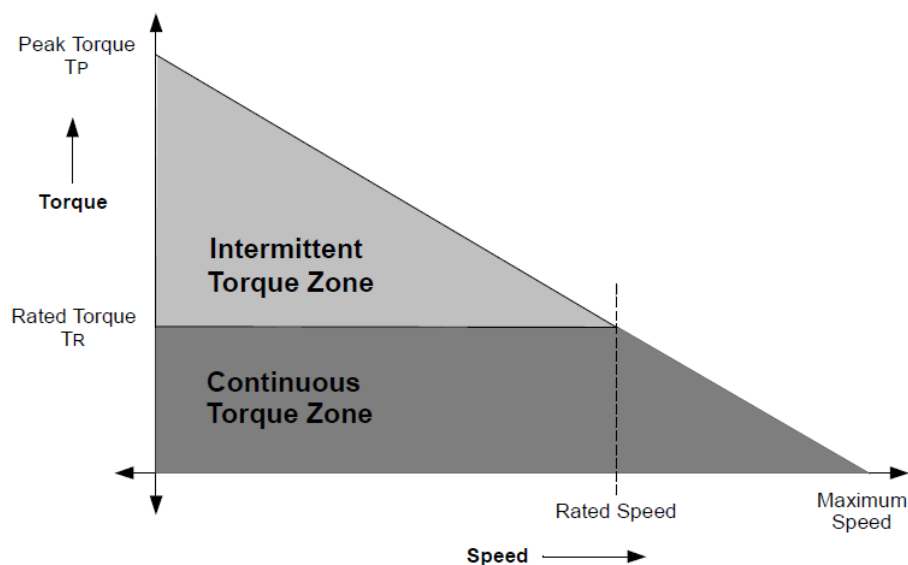
2.4.2. Mechanické parametry

Mechanické parametry zahrnují údaje jako jsou jmenovité otáčky, jmenovitý moment, špičkový moment, moment setrvačnosti, teplotní třída izolace rotoru a jeho provozní teploty. I mechanická část má svou důležitou konstantu, a to konstantu momentovou (K_T). Ta nám udává vztah mezi točivým momentem a odebíraným proudem.

$$K_T = \frac{M}{I_s} \left(\frac{Nm}{A} \right) \quad (11)$$

Jeden způsob zjištění konstanty je její výpočet z křivky konkrétního motoru či měřením momentu a proudu v různých pracovních stavech a následnou vhodnou aproximací. U mechanických vlastností je pro přehled vhodné zmínit momentovou rychlostní charakteristiku, viz Obr. 20. Oblast *Continous Torque Zone* představuje oblast dlouhodobého chodu, která je vymezena jmenovitým momentem a jmenovitými otáčkami. Avšak velká část grafu představuje oblast mimo jmenovité hodnoty. Zajímavá je především oblast *Intermittent Torque Zone*, tedy oblast krátkodobé zatížitelnosti. V této oblasti dokáže motor vyvinout větší moment oproti momentu jmenovitému a je-li rozběh v této oblasti krátký (maximálně jednotky sekund) a pohybuje-li se při rozběhu motor po rychlostní křivce, neměl by být motor ohrožen na živostnosti. Toho se využívá v aplikacích s častými rozběhy nebo v aplikacích s nutností časté a rychlé změny směru

otáčení. Druhou zajímavou oblastí je oblast vyšších rychlostí, kde motor bohužel ztrácí svůj jmenovitý výkon, ale je možné roztočit motor až na 150 % jmenovité rychlosti. [12]

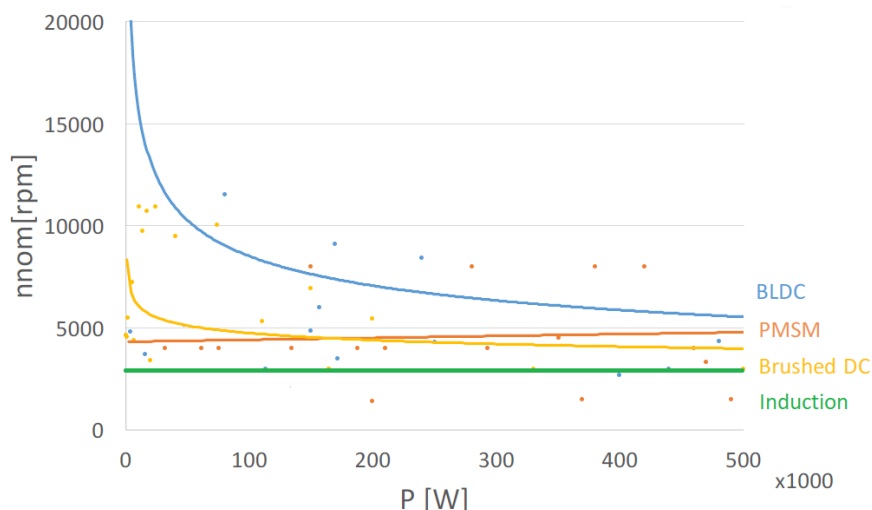


Obrázek 20 - Momentová rychlostní charakteristika BLDC stroje [12]

2.4.3. Srovnání BLDC a indukčního motoru

Motory můžeme srovnávat z mnoha různých hledisek. V této kapitole porovnáme BLDC motor s klasickým komutátorovým DC motorem, s PMSM a s indukčním motorem s kotvou nakrátko. Srovnávané budou z hlediska rychlosti, momentu a ceny. Vše bude na závěr zjednodušeně přeneseno do tabulky, předpokládáme chod pouze v motorickém režimu.

Prvním srovnáním jsou rychlosti. Indukční motor má otáčky závislé na frekvenci napájecího obvodu, pro rozvodnou síť 50 Hz tvoří maximální otáčky 3 000 ot/min. Je třeba si povšimnout, že v rovnici není žádný člen závislý na velikosti, můžeme tedy říci že motor má konstantní jmenovité otáčky při různých výkonech. Kdyby nám otáčky nestačily, bylo by třeba zvýšit frekvenci, jelikož počet pólových dvojic je již minimální. Například v letectví se využívají indukční motory s frekvencí 400 Hz, díky nimž je možno snížit jejich velikost, avšak zároveň se jedná o stroje více pólové. Pro BLDC, PMSM a bezkartáčové stejnosměrné již takto jednoduchý výpočet nefunguje. Tyto motory mají jmenovité otáčky závislé na více faktorech, většinou konstrukčních, ale jedním z faktorů je i výkon motoru, jak je vidět z obrázku 21.



Obrázek 21 - Porovnání jmenovitých otáček různých typů motorů [22]

Porovnáme-li si průběh BLDC a Brushed DC, zjistíme že jejich průběhy jsou si tvarově podobné, ale že kartáčový DC motor nedosahuje takových rychlostí při stejných výkonech jako BLDC. To je hlavně způsobeno komutátorem, který podléhá při velkých rychlostech značnému namáhání a je proto limitujícím prvkem. Naopak BLDC žádný komutátor nemá a tyto limity se u něj neprojevují. Pro menší výkony BLDC motor dosahuje rychlostí větších než 10 000 ot/min, což jsou otáčky bohatě dostačující pro provoz motoru v letectví bez nutnosti využití převodovky.

Moment stroje je neméně důležitým parametrem. V kapitole 2.4.2. je na obrázku 20 zobrazena momentová rychlostní charakteristika BLDC motoru. Je vidět, že od nulových do jmenovitých otáček je moment stále roven jmenovitému a při potřebě je možno krátkodobě využívat momentu většího, především v nízkých otáčkách. PMSM má tyto vlastnosti velmi podobné, naopak charakteristika indukčního motoru je zcela jiná. Nejen, že není lineární, ale její maximum se nachází až okolo 80-90% jmenovitých otáček a při rozběhu dochází navíc nejdříve k mírnému poklesu momentu při zvyšujících se otáčkách. U BLDC motoru můžeme jednoduše měnit otáčky při udržování jmenovitého, či menšího momentu, zatím co u stroje indukčního je takové to řízení velmi náročné a konstrukčně složité.

Posledním velmi důležitým bodem této kapitoly bude cena. Ta hraje opět velmi významnou roli, jelikož vybraný motor musí nejen správně sloužit, ale měl by být co nejlevnější, aby se alespoň tzv. zaplatil. Indukční motory jsou obvykle velmi levné v porovnání s jinými druhy motorů. Je to dáno především jednoduchou konstrukcí a také faktem, že celkově pokrývají velkou část trhu s motory, což umožňuje jejich produkci ve

velkých sériích snižujících tak jejich cenu. Klasické kartáčové DC motory jsou již konstrukčně dražší, především díky komutátoru, který musí být precizně zkonstruován, a navíc podléhají tyto motory větší poruchovosti. Ještě dražšími jsou motory BLDC. Je to dáno především použitím permanentních magnetů ze vzácných slitin, které jsou obecně velmi nákladné a také cenou řídicí elektroniky. Z porovnávaných motorů jsou poté nejdražší PMSM, které musí být oproti BLDC navíc vybaveny enkodéry, které především u menších motorů zvyšují cenu na jednotku výkonu.

Na závěr si vše shrneme do jednoduché tabulky, ve které pro přehlednost neuvedeme PMSM motor, jelikož je konstrukčně natolik podobný, že by se v takto obecném přehledu prakticky nelišil. [12][13][22]

Tabulka 1 - Srovnání BLDC, kartáčového DC a indukčního motoru

Parametry	BLDC motor	Kartáčový DC motor	Indukční motor
Komutace	Elektronická komutace založená na signálech z Hallových senzorů	Komutace zajištěna mechanicky pomocí komutátoru	Zajištěna napájecím zdrojem
Momentová charakteristika	Plochá, umožňující provoz zátěže při různých rychlostech	Převážně plochá – při vyšších rychlostech dochází k zvýšení tření komutátoru čímž se snižuje užitečný točivý moment.	Nelineární – menší moment při menších rychlostech
Efektivita	Vysoká – přesná komutace bez ztrát na kartáčích	Dobrá – oproti BLDC ztráty na kartáčích	Dobrá až vyšší – záleží na konstrukci motoru převážně ztráty vířivými proudy v rotoru
Poměr výkon/hmotnost	Vysoký – ztráty hlavně na statoru, který je většinou umístěn vně motoru, tedy dobrý odvod tepla	Dobry až nižší – Teplo vyrobené kotvou je převážně odváděno do vzduchové mezery, čímž roste teplota uvnitř stroje	Dobry – Při jmenovitém chodu dobrý odvod tepla pryč ze stroje

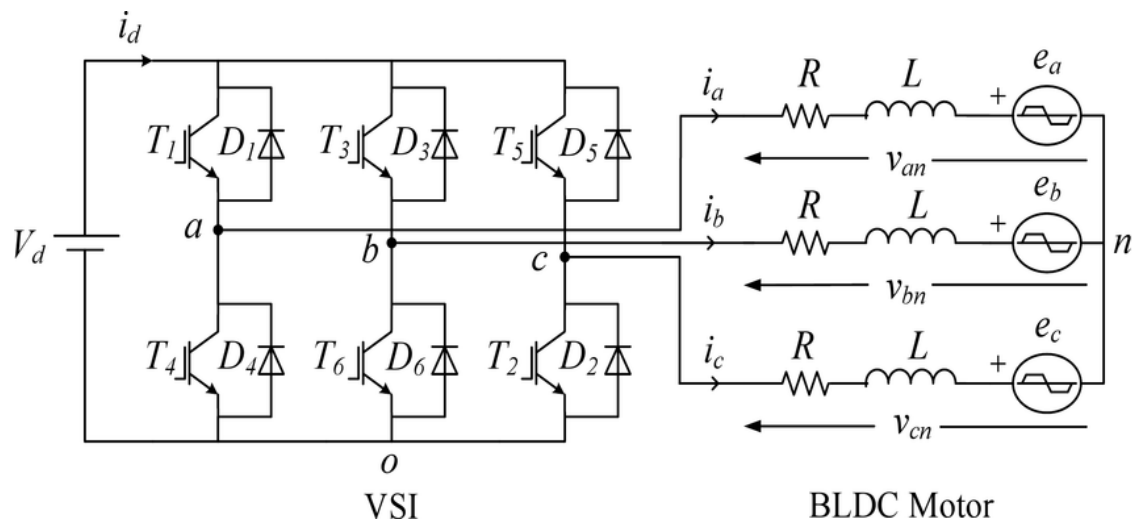
2. BLDC motory

Parametry	BLDC motor	Kartáčový DC motor	Indukční motor
Rychlostní rozsah	Vysoký – není limitován komutátorem a obzvláště malé motorky dosahují i 20 000 ot/min	Dobry – limitace především konstrukcí komutátoru	Nižší – dán především napájecí frekvencí
Skluz	Mezi statorom a rotorem není skluz – otáčí se synchronně	/	Rotor zaostává za magnetickým polem statoru. Rozdíl definován skluzem
Údržba	Nizká – absence komutátoru	Vyšší – periodické prohlídky opotřebení komutátoru	Nizká
Životnost	Dlouhá – závislé na PM, zatím dlouhodobé zkoumání, zda nemůže vlivem času docházet k demagnetizaci PM	Kratší – opotřebení komutátoru	Dlouhá
Požadavky na řízení	Nutnost řídicí elektroniky pro chod motoru. Elektroniku možno využít k řízení na různé otáčky	Pro jmenovité rychlosti není vyžadováno řízení, pro proměnlivé rychlosti stačí jednoduchá elektronika	Pro jmenovité rychlosti není vyžadováno řízení, pro proměnlivé rychlosti vyžadován frekvenční měnič
Hluk motoru	Nizký	Vysoký kvůli hlučnosti kartáčů mechanického komutátoru	Nizké
Cena motoru	Vysoká – dáno cenou permanentních magnetů	Nižší – dáno především cenou komutátoru	Nizká

2.5. Matematický model BLDC

Matematický model motoru je důležitá věc pro efektivní vývoj motoru. Motor je díky němu popsán soustavou rovnic, které umožňují motor počítačově nasimulovat. Díky simulacím je možno otestovat nově navržený systém ještě před výrobou prvního prototypu, na již pokročilých modelech vyvíjet nové či inovované druhy řízení, nebo ověřovat chování motoru při nejrůznějších stavech, jak ustálených, tak především přechodových.

Matematický model vychází z náhradního schématu motoru a je následně upravován pomocí transformací do podob výhodnějších pro výpočet a především implementaci. Často používanými transformacemi u synchronních pohonů je transformace Clarkova a transformace Parkova. První zmíněná, tedy Clarkova, převádí třífázový systém na systém dvoufázový, který je závislý na čase a rychlosti. Závislost na rychlosti otáčení systému není ještě zcela vhodná pro implementaci, proto následuje transformace Parkova, která převádí rotující dvoufázový systém do systému stacionárního vůči vybranému členu, například statoru. Zmíněný postup transformací je poté využíván především v řízení samotného motoru, kde jsou odečítány jen některé veličiny z třífázové soustavy, ale výpočty a řízení probíhá v systému po obou transformacích.



Obrázek 22 - Náhradní schéma BLDC motoru

Pro odvození budeme uvažovat následující předpoklady [10]:

- Uvažujeme třífázový dvou pólový BLDC motor
- Statorové vinutí motoru je spojeno do hvězdy

- Vinutí statoru má konstantní odpor, vlastní indukčnosti i vzájemnou indukčnost ve všech fázích, které jsou vůči sobě pootočený o 120° elektrických.
- Magnetický obvod je nenasycený
- Všechny fáze mají stejný průběh BEMF.
- Výkonové polovodiče ve střídači jsou ideální a jsou zanedbány ztráty vířivými proudy a hysterezní ztráty.

Začneme od jednoduché rovnice pro fázové napětí každého vinutí

$$u_x = R_x \cdot i_x + e_{\psi x} \quad (12)$$

Kde x – representuje jednotlivé fáze a, b, c

u_x – napětí vinutí x (A)

R_x – odpor vinutí x (Ω)

i_x – proud vinutím x (A)

e_{ψ} – indukované elektromotorické napětí (V)

Indukované elektromotorické napětí (EMF) každé fáze můžeme zapsat jako

$$e_{\psi x} = \frac{d\Psi_x}{dt} \quad (13)$$

Sprážený magnetický tok Ψ rozepíšeme do jednotlivých fází

$$\Psi_a = L_a \cdot i_a + M_{ab} \cdot i_b + M_{ac} \cdot i_c + \Psi_{pm}(\theta) \quad (14)$$

$$\Psi_b = L_b \cdot i_b + M_{bc} \cdot i_c + M_{ba} \cdot i_a + \Psi_{pm}(\theta) \quad (15)$$

$$\Psi_c = L_c \cdot i_c + M_{cb} \cdot i_b + M_{ca} \cdot i_a + \Psi_{pm}(\theta) \quad (16)$$

Kde $L_{a,b,c}$ – vlastní indukčnost příslušného vinutí (H)

$i_{a,b,c}$ – proud příslušnou fází (A)

M_{xy} – vzájemná indukčnost mezi vinutím x a vinutím y (H)

Ψ_{pm} – magnetický tok PM svázaný s danou fází (Wb)

θ – úhel natočení rotoru (rad)

Dosadíme rovnice (14) až (16) do rovnice (13), pomocí které vyjádříme z rovnice (12) vzorce pro jednotlivé fáze

$$u_a = R_a \cdot i_a + \frac{d}{dt}(L_a \cdot i_a + M_{ab} \cdot i_b + M_{ac} \cdot i_c) + e_a \quad (17)$$

$$u_b = R_b \cdot i_b + \frac{d}{dt}(L_b \cdot i_b + M_{bc} \cdot i_c + M_{ba} \cdot i_a) + e_b \quad (18)$$

$$u_c = R_c \cdot i_c + \frac{d}{dt}(L_c \cdot i_c + M_{cb} \cdot i_b + M_{ca} \cdot i_a) + e_c \quad (19)$$

Pro symetrický BLDC motor bude platit

$$M_{ab} = M_{ac} = M_{bc} = M_{ba} = M_{ca} = M_{cb} = M \quad (20)$$

$$L_a = L_b = L_c = L \quad (21)$$

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (22)$$

Potom budou mít upravené rovnice tvar

$$u_a = R_a \cdot i_a + (L - M) \frac{di_a}{dt} + e_a \quad (23)$$

$$u_b = R_b \cdot i_b + (L - M) \frac{di_b}{dt} + e_b \quad (24)$$

$$u_c = R_c \cdot i_c + (L - M) \frac{di_c}{dt} + e_c \quad (25)$$

Různé konstrukční provedení motoru mají různá elektromotorická napětí e . V tomto modelu si popíšeme nejčastější vinutí, kterým je trapézové vinutí. Pro toto vinutí a rotorovou pozici θ platí rovnice dle zdroje [10]

$$e_a = \Psi_m \cdot \omega_e \cdot f_a(\theta_e) \quad (26)$$

$$e_b = \Psi_m \cdot \omega_e \cdot f_b\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (27)$$

$$e_c = \Psi_m \cdot \omega_e \cdot f_c\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (28)$$

$$\omega_e = \left(\frac{p_p}{2}\right) \omega_m \quad (29)$$

Kde Ψ_m – maximální hodnota magnetického toku PM (Wb)

ω_e – elektrická rychlost rotoru ($rad \cdot s^{-1}$)

p_p – počet pólů motoru

ω_m – mechanická rychlost rotoru ($rad \cdot s^{-1}$)

$f_a(\theta_e), f_b(\theta_e), f_c(\theta_e)$ – trapézové funkce motoru

Dosadíme-li (29) do rovnice (26) až (28) a zavedeme-li konstantu $K_b = P \cdot \Psi_m$ dostaneme soustavu rovnic

$$e_a = \omega_m \cdot \left(\frac{K_b}{2}\right) \cdot f_a(\theta_e) \quad (30)$$

$$e_b = \omega_m \cdot \left(\frac{K_b}{2}\right) \cdot f_b\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (31)$$

$$e_c = \omega_m \cdot \left(\frac{K_b}{2}\right) \cdot f_c\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (32)$$

Trapézové funkce nabývají hodnot od -1 do 1 a své hodnoty mají rozdělené do šesti úseků, kde jsou v závislosti na elektrickém úhlu natočení rotoru θ_e buď konstantní, rostoucí nebo klesající. Příklad těchto funkcí může být nalezen ve zdroji [10] a nebude zde uveden.

Elektromagnetický moment stroje M_{em} můžeme popsat jako

$$M_{em} = \frac{e_a \cdot i_a + e_b \cdot i_b + e_c \cdot i_c}{\omega_e} = K_T \cdot I_{DC} \quad (33)$$

Kde K_T – konstanta jmenovitého momentu ($\text{Nm} \cdot \text{A}^{-1}$)

I_{DC} – stejnosměrný proud mezi napájecími svorkami (A)

Celkový produkovaný moment na hřídeli dostaneme z pohybové rovnice

$$M_m = M_{em} - J \cdot \frac{d\omega_m}{dt} \quad (34)$$

Kde J – moment setrvačnosti rotujících hmot rotoru ($\text{kg} \cdot \text{m}^2$)

M_m – mechanický moment na hřídeli (Nm)

3.FEM model BLDC motoru

V této kapitole se budeme zabývat vytvořením modelu BLDC motoru v programu ANSYS, konkrétně v programovém prostředí Electronics 2019 R1. Vytvářený model má předlohu v existujícím prototypu BLDC motoru pro malé sportovní letadlo, jehož geometrii poskytla pro účely této práce firma PureFlight. Tento motor je již starším modelem, který byl nahrazen novějším prototypem a v současné době již není aktivně využíván. V rámci práce budeme analyzovat hlavně elektrické vlastnosti motoru, vlastnosti tepelné, mechanické a jiné nebudou předmětem zkoumání.

Původní motor byl 45 drážkový, 30 pólový, 13 kW BLDC motor v inrunner provedení, který byl napájený měničem 60 V. V době psaní této práce firma uvažuje o znovu využití tohoto prototypu jakožto 30 kW BLDC motoru, který bude napájen z měniče 400 V s dlouhodobým provozním proudem 220 A a s krátkodobou možností přetížení měniče proudem 390 A.

3.1. Prostředí pro vytvoření modelu

Pro vytvoření FEM modelu využijeme již zmíněného programu Electronics 2019 R1 od společnosti ANSYS. Tento program je v době psaní této práce nejnovější verzí, pro kterou poskytuje ČVUT školní studentskou licenci. Program má celou řadu prostředí pro výpočty elektrických strojů a zařízení, například prostředí pro řešení zjednodušených ostrovních systémů s fotovoltaickými panely, prostředí pro řešení vysokofrekvenčních elektromagnetických dějů při záření a šíření vln od antén, ale také prostředí pro návrh a analýzu nízkofrekvenčních točivých a netočivých strojů. Právě poslední zmíněná skupina návrhových prostředí bude využita v této práci, konkrétně prostředí RMxprt pro rychlý návrh BLDC motoru a následně prostředí Maxwell 2D ke konečnému zpřesnění návrhu a jeho následné detailní analýze. Prostředí Maxwell nabízí i možnost 3D simulace, avšak pro takovéto simulace je potřeba výkonného počítače, který nebyl při psaní této práce k dispozici.

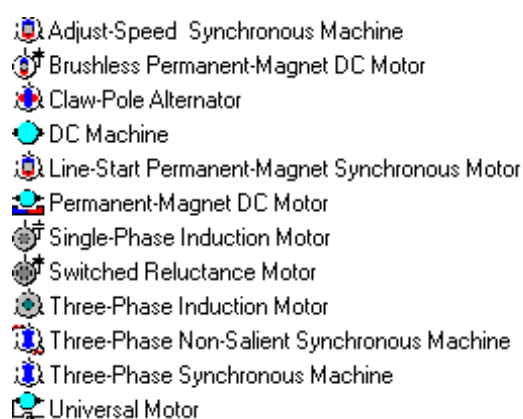
RMxprt je prostředí využívající předem definovaných šablon pro různé typy točivých strojů. Každá šablona má definované prvky, pro které je třeba zadat příslušné rozměry, materiály a další parametry. Pro reluktanční motor je třeba zadat tvar statorových a rotorových plechů společně s jejich materiálem, a navíc parametry pro vinutí, zatímco pro BLDC motor je již třeba zadat pro stator nejen jeho velikost, ale především typ

statorových drážek a jejich rozměry, parametry vinutí, pro rotor vybrat správný typ magnetů, a především jejich provedení. Každá taková to šablona má tedy svá specifika a přímo odkazuje na matematický model, pomocí kterého je následně stroj analyzován. Nutno podotknout, že se jedná opravdu pouze o zjednodušený návrh, v kterém se nedají dělat složitější geometrie, například jako bude ta zde modelovaná.

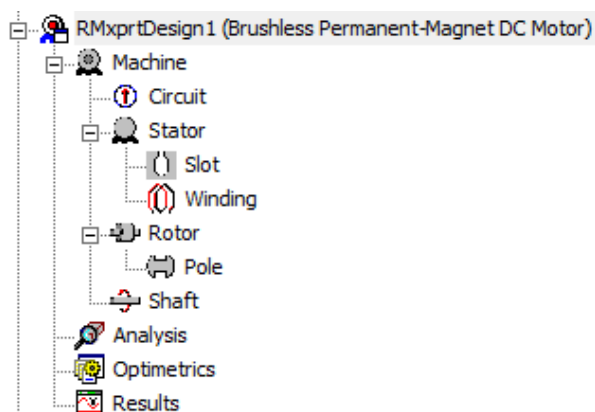
Pro vytvoření přesné geometrie bude nutné využít programového prostředí Maxwell 2D, ve kterém necháme RMXprt automaticky vygenerovat dříve navrhnoutou jednoduchou geometrii. Tu poté upravíme do finální podoby a necháme v prostředí Maxwell analyzovat. V rámci analýzy bude využito jednoduchého obvodu simulujícího napájení měničem, jehož činnost je udávána pozicí rotoru. Výsledkem analýzy může být například průběh momentu a průběhy proudů jednotlivých fází v čase, nebo třeba grafické vyobrazení rozložení magnetického toku ve stroji v určité chvíli.

3.2. Vytvoření modelu v prostředí RMXprt

V novém nebo již stávajícím projektu v programu Electronics vybereme záložku *Project* a v ní možnost *Insert RMXprt design*. Tím se nám vytvoří nový RMXprt projekt a zároveň se objeví tabulka s výběrem šablon různých strojů (Obr. 23). V našem případě je důležitá druhá položka tohoto výběru *Brushless Permanent-Magnet DC motor*. Po potvrzení výběru se nám v *Project Manageru* vytvoří Rmxprt návrh (Obr. 24), v němž jsou vytvořeny záložky pro všechny jednotlivé komponenty, které je nutné specifikovat. Kdybychom při výběru vybrali jinou šablonu, než jsme původně chtěli, je možné v liště RMXprt zvolit změnu typu šablony.



Obrázek 24 – Výběr motoru, který chceme navrhnout



Obrázek 24 – Project manager po výběru motoru

V záložce *Machine* postupně zadáme všechny klíčové rozměry a vlastnosti statoru a rotoru, v záložce *Analysis* zvolíme, pro jaké hodnoty a jaké řízení chceme daný motor

analyzovat a v záložce *Results* se následně podíváme na výsledky provedené analýzy. Záložka *Optimetrics* umožňuje nastavit parametrickou analýzu, která je vhodná například při návrhu vinutí, kdy si počet závitů nastavíme jako parametr, kterému v *Optimetrics* přiřadíme určitý krok a následně provedeme analýzu. Takovýchto parametrů je možné přiřadit více najednou a provést poté analýzu všech jejich kombinací.

3.2.1. Obecný návrh stroje a napájecího obvodu

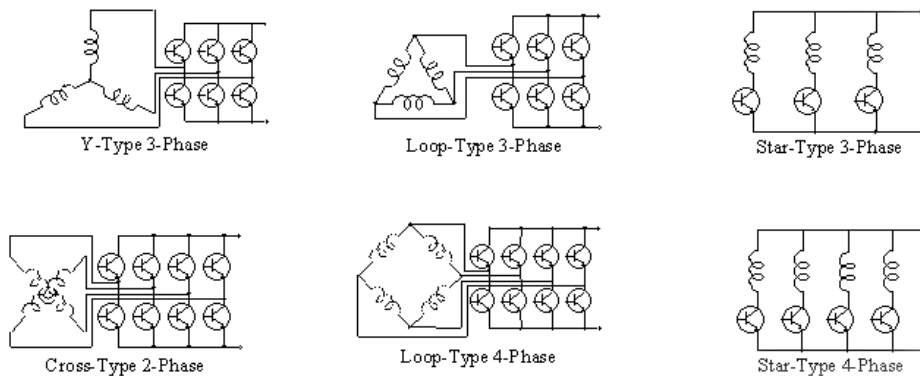
První záložku, kterou je třeba nastavit je *Machine* (Obr. 25). V prvním řádku je vidět, jaký typ stroje jsme si vybrali pro návrh. V druhém řádku si zvolíme kolika pólový stroj navrhujeme a ve třetím řádku v jakém provedení BLDC motor je. Následující dva řádky

Name	Value	Unit	Evaluated Value	Description
Machine Type	Brushless Permanent-Magnet DC Motor			
Number of Poles	30			Number of poles of the machine
Rotor Position	Inner Rotor			Inner rotor or outer rotor
Frictional Loss	20	W	20W	The frictional loss measured at the reference speed
Windage Loss	100	W	100W	The windage loss measured at the reference speed
Reference Sp...	3000	rpm		The reference speed at which the frictional and windage losses are measured
Control Type	CCC			Control Type: DC, CCC (chopped current control)
Circuit Type	L3			Drive circuit type

Obrázek 25 - Záložka *Machine*

představují ztráty třením a ventilátorové ztráty, které byly naměřeny při referenční rychlosti, kterou zadáme do šestého řádku.

Tyto ztráty jsou následně přepočteny na rychlost, která nám ze simulace vyjde pro plně zatížený motor, přičemž ztráty třením jsou s rychlostí přepočítávány lineárně a ztráty ventilátorové využívají kvadratický přepočet. V předposledním řádku volíme způsob řízení stroje, a to buď DC anebo CCC. Obvody se od sebe liší pouze možností proudového omezení v CCC obvodu, který bude pro naše simulace preferovaný, jelikož známe maximální dovolené proudy reálného měniče. V posledním řádku je třeba zvolit způsob napájení motoru, který musí přímo odpovídat způsobu zapojení statorového



Obrázek 26 - Možnosti řízení motoru – Y3, L3, S3; C2, L4, S4

vinutí. Náš motor má vinutí do trojúhelníku, proto jsme vybrali možnost „L3“. Všechny možnosti zapojení jsou vidět na obrázku 26.

Máme-li vybraný řídicí obvod a vyplněny všechny řádky záložky *Machine*, přejdeme k záložce *Circuit* nastavující vlastnosti řídicího obvodu. V prvním řádku je možnost nastavit spínací úhel součástek v elektrických stupních. Při ponechání hodnoty v řádku na nule necháme RMXprt, aby dle námi zadané geometrie určil nejlepší úhel spínání. V druhém řádku nastavujeme elektrický úhel, o který jsou jednotlivé fáze posunuty, avšak tuto hodnotu není typicky nutné měnit, jelikož RMXprt nastaví tuto hodnotu na základě námi vybraného způsobu napájení tak, aby byl motor symetrický. Pro námi použité třífázové zapojení do trojúhelníku je tedy fázový posun 120°.

Name	Value	Unit	Evaluated Value	Description
Lead Angle of ...	0	deg	0deg	Lead angle of trigger in electrical degrees
Trigger Pulse ...	120	deg	120deg	Trigger pulse width in electrical degrees
Transistor Drop	2	V		Voltage drop of one transistor
Diode Drop	2	V		Voltage drop of one diode, or the total voltage for start-type circuits, in the discharge loop
Maximum Curr...	220	A	220A	Maximum current for chopped current control
Minimum Current	210	A	210A	Minimum current for chopped current control

Obrázek 27 - Záložka *Circuit*

Ve třetím a čtvrtém řádku zadáme napěťový pokles na jednom tranzistoru a jedné diodě. Poslední dva řádky jsou přítomné pouze u CCC řízení, jelikož se jedná o již zmíněné proudové omezení. Pokud bychom použili řízení DC, model by toto proudové omezení neměl a maximální dodávaný proud by byl omezen pouze odpory a indukčnostmi statorového vinutí. Důsledkem by byl záběrný proud v řádech kA, který by v prvních desítkách až stovkách otáček poklesnul do hodnot v řádech stovek A, kde by ovšem stále nebylo zaručeno, že se bude motor pohybovat v oblasti proudů, které jsou reálné pro námi zadaný měnič. Proto zvolíme řízení CCC a maximální proud nastavíme na 220 A. Při dosažení maximálního proudu dojde v napájecím obvodu k přepnutí tranzistoru do opačného stavu, a to až do chvíle, dokud není dosaženo proudu minimálního. Pokud bychom nechali minimální proud roven nule, pro budoucí simulaci by to znamenalo skokové přepínání mezi proudem 220 A a 0 A, což je samozřejmě nepoužitelné. Musíme tedy nastavit takový proud, aby mezi maximálním a minimálním proudem nebyl příliš velký rozdíl, jelikož by byly výsledky nepřesné. Pokud bychom nastavili mezi proudy pouze velmi malou odchylku, výraznější chyby bychom se nedopustili, avšak budoucí simulace budou nuceny pracovat s menším krokem výpočtu, čímž sice dojde k určitému zpřesnění výsledků, ale především k výraznému zvýšení

časové náročnosti na výpočet. V námi prováděných simulacích bude nastaven rozdíl na proud 10 A, minimální proud bude tedy nastaven na 210 A.

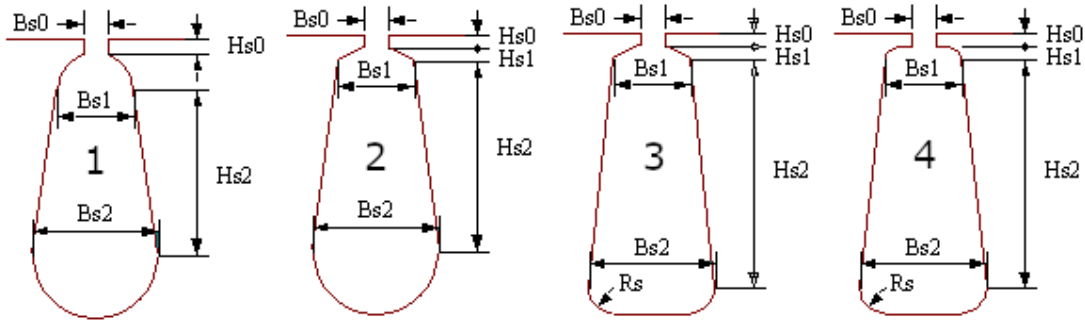
3.2.2. Stator a vinutí

V předešlé kapitole jsme nastavili kolika pólový motor navrhujeme, v jakém má být provedení a jakým obvodem má být ovládaný v příslušném zapojení. V této kapitole již zadáme konkrétní rozměry a materiály statoru, nadefinujeme tvar statorových drážek a samotného vinutí v nich uložených.

Name	Value	Unit	Evaluated Value	Description
Outer Diameter	248	mm	248mm	Outer diameter of the stator core
Inner Diameter	175	mm	175mm	Inner diameter of the stator core
Length	40	mm	40mm	Length of the stator core
Stacking Factor	0.95			Stacking factor of the stator core
Steel Type	M19_29G			Steel type of the stator core
Number of Slots	45			Number of slots of the stator core
Slot Type	4			Slot type of the stator core
Skew Width	0		0	Skew width measured in slot number

Obrázek 28 - Záložka Stator

V prvních třech řádcích definujeme rozměry motoru, prvně vnější průměr, poté vnitřní průměr, a nakonec délku statoru. Následující dva řádky se zabývají materiálem, ze kterého je stator vytvořen. Prvním údajem je *Stacking Factor*, který určuje způsob laminování statorových plechů. Pokud by byl tento údaj rovný jedné, byl by stator vyroben z jednoho masivu definovaného materiálu. To je samozřejmě nepřípustné především z hlediska ztrát, které by se v materiálu vytvářely vířivými proudy. Druhým údajem je informace o samotném materiálu, který by měl reprezentovat zadaný materiál M270-35A tl. 0,35 mm. V integrovaných knihovnách programu můžeme najít materiál M19-29G, kde označení M19 odpovídá evropskému značení elektrické oceli M270-35A a označení 29G představuje rozměr 29 Gauge, což odpovídá tloušťce plechů 0,35 mm. Pro tyto plechy je doporučený stacking factor 0,95. Šestý řádek záložky nastavuje počet statorových drážek a v sedmém řádku nastavíme jeden z typů statorové drážky, které jsou na obrázku 29.



Obrázek 29 - Typy statorových drážek nastavitelných v modelu

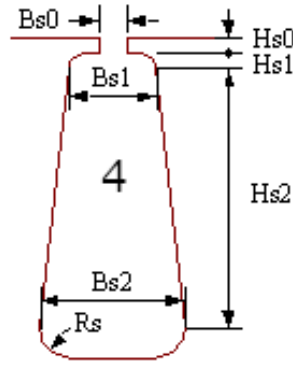
Posledním řádkem nastavujeme zešíkmení, lépe řečeno úhel sklonu statorových drážek. Pokud necháme hodnotu na nule, dostaneme rovné statorové drážky. Ovšem pokud zadáme hodnotu například rovnou jedné, bude mít drážka posun jedné své drážkové šířky, začínat bude tedy na stejném místě, ale končit o jednu svou šířku mimo svůj původní konec, viz (Obr. 30). Tato úprava se provádí především u rychloběžných motorů, jelikož je tímto faktorem možno regulovat nejen točivý moment, ale také vibrace a hlučnost motoru. Především vibrace jsou pro rychloběžné aplikace, jakým je třeba ukládání energie v setrvačniku (anglicky *Flywheel*), velmi zásadní a k jejich potlačení je využíváno i této metody. [24]



Obrázek 30 - BLDC stator se zešíkmenými drážkami

Další záložkou pro nastavení jsou samotné rozměry statorových drážek. RMXprt zde nabízí možnost automatického návržení statorových drážek, které ovšem při použití v tomto konkrétním případě nastavilo rozměr Hs2 na 30,3 mm oproti námi zadaným 23,3 mm. To vede k tomu, že šířka statorových drážek zabere celou šířku statoru a mezi vnější stěnou statoru a stěnou drážky zůstane 2,37 mm oceli, což by pravděpodobně neobstálo v mechanických parametrech.

Name	Value	Unit
Auto Design	<input type="checkbox"/>	
Parallel Tooth	<input type="checkbox"/>	
Hs0	0.95	mm
Hs1	1.13	mm
Hs2	23.3	mm
Bs0	2.45	mm
Bs1	6.8	mm
Bs2	10.13	mm
Rs	2.056	mm



Obrázek 31 - Provedení statorových drážek

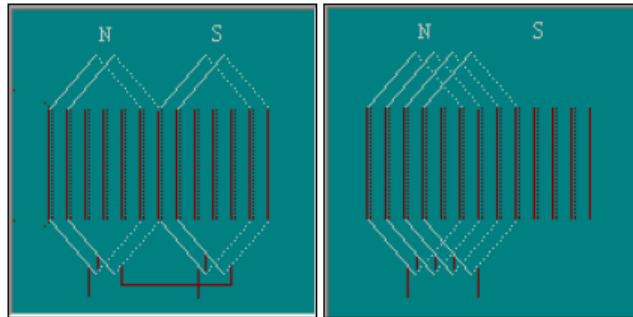
Poslední záložkou pod parametry statoru je nastavení vinutí. V prvním řádku zvolíme počet vrstev vinutí, v našem případě ponecháme původní nastavení dvouvrstvého vinutí.

Name	Value	Unit	Evalu...	Description
Winding Layers	2			Number of winding layers
Winding Type	Whole-Coiled			Stator winding type
Parallel Branch...	1			Number of parallel branches of stator winding
Conductors pe...	10		10	Number of conductors per slot, 0 for auto-design
Coil Pitch	1			Coil pitch measured in number of slots
Number of Stra...	66		66	Number of strands (number of wires per conductor), 0 for auto-design
Wire Wrap	0	mm		Double-side wire wrap thickness, 0 for auto-pickup in the wire library
Wire Size	Diameter: 0.404mm			Wire size, 0 for auto-design

Obrázek 32 - Záložka Winding

Na následujícím řádku vybereme typ provedení statorového vinutí, kde máme na výběr mezi *Whole-Coiled* a *Half-Coiled*.

Na třetím řádku volíme maximální počet paralelních větví jednoho vinutí. Ve čtvrtém řádku nastavujeme počet závitů na cívku, přičemž při dvouvrstvém vinutí musíme zadat hodnotu



Obrázek 33 - *Whole-Coiled* (vlevo) a *Half-Coiled*(vpravo)

dvojnásobnou. *Coil Pitch* v pátém řádku představuje krok vinutí. Při zadání hodnoty jedna bude cívka začínat v první drážce a končit v drážce vedlejší, je tedy v podstatě navinuta na statorovém zubu. Pokud bychom zadali například hodnotu dva, cívka by začínala v první drážce, ale končila v drážce třetí, uložení cívek by tedy bylo značně odlišné. V řádku *Number of Strands* nastavujeme počet vodičů, z kterých je vytvořen jeden svazek. V předposledním řádku volíme sílu izolace svazku, kdy při ponechání

hodnoty na nule dojde k automatickému vybrání síly z interních knihoven. Posledním řádkem je průměr vodiče, z něhož bude vytvořen výsledný svazek.

Na závěr si shrneme výsledný design statoru. Náš model statoru má rozměry 248x175x40 mm, je vytvořen z materiálu M19-29G, stacking factorem 0,95, což odpovídá materiálu M270-35A v tl. 0,35 mm. Má 45 statorových drážek, jejichž rozměry jsou na obrázku 31. Motor má dvouvrstvé trojfázové vinutí spojené do trojúhelníku, navinuté pěti závitů okolo jednoho statorového zubu, které jsou vytvořeny svazkovým vodičem tvořeným 66 vodiči průměru 0,4 mm.

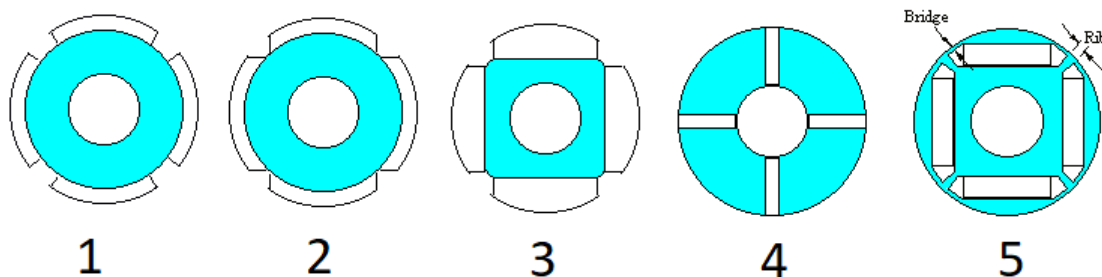
3.2.3. Rotor

Poslední částí motoru, kterou zatím nemáme definovanou je rotor. Jeho nastavení je obdobné jako u statoru. V prvních řádcích zadáme vnější a vnitřní obvod rotoru a jeho délku. Je důležité nezapomenout, že nastavujeme průměr rotoru, pokud tedy chceme milimetrovou mezeru mezi státorem a rotorem, je potřeba zadat hodnotu vnějšího průměru menší o dvojnásobnou hodnotu vzduchové mezery, tedy o dva milimetry.

Name	Value	Unit	Evaluated Value	Description
Outer Diameter	173	mm	173mm	Outer diameter of the rotor core
Inner Diameter	143	mm	143mm	Inner diameter of the rotor core
Length	40	mm	40mm	Length of the rotor core
Steel Type	M19_29G			Steel type of the rotor core
Stacking Factor	0.95			Stacking factor of the rotor core
Pole Type	2			Pole type of the rotor

Obrázek 34 - Záložka Rotor

Čtvrtým řádkem nastavíme materiál a v pátém řádku jeho stacking factor. Šestý řádek určuje provedení rotorových pólů. Jednotlivé typy jsou na obrázku 35. Pro první tři typy vypadá záložka nastavení pólů stejně jako na obrázku 36, typ čtvrtý a pátý mají každý svou specifickou záložku.



Obrázek 35 - Možnosti provedení rotorových pólů

První řádek obrázku 36 přímo určuje poměrnou šířku, kterou bude pól zabírat. Magnety osazené na rotoru mají mít rozměr 10x10x40 mm, potřebujeme tedy vypočítat takovou *Embrace*, která odpovídá šířce jednoho pólu rovné deseti milimetrům:

$$Embrace = \frac{1}{\pi \cdot d} \cdot p_p \cdot \text{šířka} = \frac{1}{\pi \cdot 173} \cdot 30 \cdot 10 = 0,552 \quad (35)$$

Kde d – průměr rotoru

p_p – počet pólů

Druhým řádkem nastavujeme odsazení středu pólového oblouku od středu rotoru. Předposlední řádek nastavuje materiál magnetů, přičemž je možno dosadit z knihovny pouze materiál, který má identifikátor *Magnet* a poslední řádek nastavuje tloušťku magnetu.

Name	Value	Unit	Evaluated Value	Description
Embrace	0.552		0.552	Pole embrace
Offset	0	mm	0mm	Pole-arc center offset from the rotor center...
Magnet Type	Amold_Magnetics_N52_80C			Magnet type
Magnet Thick...	10	mm	10mm	Maximum thickness of magnet

Obrázek 36 - Záložka Pole

Dle zadání mají být na rotoru neodymové magnety v kvalitě N52. V knihovně se tyto magnety nachází hned v několika provedeních s různými stupni odolnosti vůči teplotě, pro náš motor vybereme obyčejný magnet N52-80C. Kdyby bylo za číslem magnetu ještě nějaké písmeno, například N52M, znamenalo by to, že takovýto magnet má odolnost až do 100 °C a ne do 80 °C jako námi vybraný. Druhý parametr je označení v interní knihovně programu, které říká, na jakou teplotu byla BH křivka materiálu upravena, v knihovně tedy najdeme varianty také pro 60, 40 nebo třeba 20 °C. Pro naši simulaci využijeme magnetu s křivkou pro 80 °C, jelikož nepředpokládáme, že by se motor nacházel za touto teplotní hranicí, ale zároveň nás zajímají vlastnosti zahřátého, ideálně mírně přehřátého motoru, jelikož zjištěné údaje budou tvořit spodní hranici průběhů, které budou udržitelné po celou dobu provozu motoru.

Poslední záložkou, kterou je třeba nastavit je záložka *Shaft*, ve které máme pouze jedinou zaškrtnutou položku, a to, zda má být hřídel uvažována jako magnetická nebo nemagnetická. Náš motor má většinu vnitřního prostoru tvořen hliníkovým nosníkem složitější geometrické konstrukce, která není součástí výpočtu, proto zvolíme možnost nemagnetické hřídele.

3.3. Nastavení analýzy a zobrazení výsledků

Máme-li připravený model, je ještě třeba nastavit parametry analýzy. V prvním řádku si můžeme změnit jméno dané analýzy a v druhém řádku zvolit, zda se má toto nastavení vypočítat. Oboje je důležité především proto, že je možné mít pod jednou záložkou *Analysis* celou řadu nejrůznějších nastavení. Kliknutím pravým tlačítkem myši na záložku jedné určité analýzy dostaneme možnost spočítat jen toto konkrétní řešení, pod lištou RMxprt najdeme tlačítko na vypočtení všech povolených analýz. Třetí řádek nemůžeme měnit, je pevně nastaven na analýzu motoru.

	Name	Value	Unit	Evaluated Value	Description
	Name	Setup1			
	Enabled	<input checked="" type="checkbox"/>			
	Operation Type	Motor			Motor or generator
	Load Type	Const Speed			Mechanical load type
	Rated Output ...	30000	W	30000W	Rated mechanical or electrical output power
	Rated Voltage	400	V	400V	Applied rated AC (RMS) or DC voltage (see circuit type)
	Rated Speed	3200	rpm	3200rpm	Given rated speed
	Operating Tem...	80	cel	80cel	Operating temperature

Obrázek 37 - Nastavení analýzy

Na čtvrtém řádku můžeme vybrat hned několik typů zátěže:

- *Constant Speed* – Rychlost motoru je konstantní
- *Constant Power* – Výkon na hřídeli je konstantní
- *Constant Torque* – Moment zůstává stejný nezávisle na otáčkách
- *Linear Torque* – Moment se zvyšuje lineárně s rychlostí ($M_z = M_n \cdot \frac{n}{n_n}$)
- *Fan Load* – Moment se zvyšuje dle ventilátorové křivky ($M_z = M_n \cdot (\frac{n}{n_n})^2$)

Jelikož modelujeme pohon vrtule, zvolíme si možnost Fan Load. Naše volba má následně vliv v prostředí Maxwell, kde dle stylu zvolené zátěže dojde k vytvoření funkce, která by měla reprezentovat námi zvolenou zátěž. Nutno podotknout, že všechny funkce mají v nastavení Maxwellu stejný zápis a liší se mezi sebou jen číselně, pokud tedy chceme otestovat motor na jiný typ zátěže, není třeba vytvářet nový model, ale postačí pouze vhodně přepsat tuto podmínku.

V posledních čtyřech řádcích zadáme jmenovitý výkon motoru, jmenovité otáčky, napájecí napětí a teplotu. Napájecí napětí je především důležité, jelikož motor bude mít nejen velmi rozdílný výkon při napájení 400 V a 200 V, ale také bude dosahovat zcela jiných maximálních otáček a celkově jiné křivky účinnosti. Jmenovité otáčky by pro

účely vytvoření Maxwell designu měly být nastaveny na otáčky, při kterých by měl být na hřídeli námi definovaný výkon. Při vytvoření nastavení analýzy je políčko teploty automaticky vyplněno na 75 °C, avšak námi provedený model bude mít teplotu 80 °C především kvůli rotorovým magnetům, které mají přesně definovanou BH křivku pro tuto teplotu.

Po nastavení analýzy a jejím spuštění dojde k rychlému výpočtu. Výsledky si můžeme prohlédnout pod záložkou *Results*. Možností zobrazení je hned několik, první z nich je *RMxprt Report*, ve kterém můžeme zobrazit například grafický průběh proudu ze zdroje v závislosti na elektrickém úhlu, ale stejně tak můžeme získat tento průběh v podobě tabulky. Avšak pro náš návrh nás bude zajímat především souhrn průběhů, který najdeme v nabídce *Results*→*Solution Data*. Jsou zde tři hlavní záložky:

- *Performance* – Nabídka obsahuje tabulky se shrnutím designu
 - Obsahuje: *FEA Input Data, Full-Load Operation, Material Consumption, No-Load Operation, Permanent Magnet, Rotor Data, Stator Slot, Stator Winding, Steady State Parameters*
- *Desing Sheet* – Soubor obsahující všechny tabulky z *Performance* v podobě listu
- *Curves* – Zobrazuje grafické průběhy důležitých veličin
 - Obsahuje: *Input DC Current vs Speed, Efficiency vs Speed, Ratio of air-gap torque to DC current vs Speed, Output Power vs Speed, Output Torque vs Speed, Coggign Torque in Two Teeth, Induced Coil Voltages at Rated Speed, Air-Gap Flux Density, Induced Winding Phase Voltage at Rated Speed, Winding Current under Load, Phase Voltage under Load*

Spousta z těchto tabulek a grafů bude využita pro zhodnocení výsledků simulací a jejich porovnání ve čtvrté kapitole.

3.4. Model v prostředí Maxwell 2D

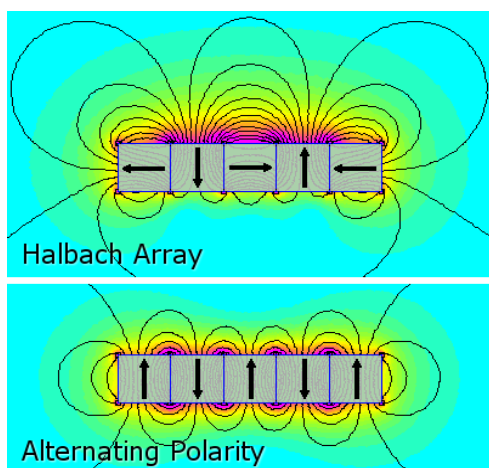
Náš model je již definovaný v *RMxprt*, avšak v *RMxprt* není možné zadat přesnou geometrii, kterou potřebujeme. Důvodem je možnost definování pouze jednoho typu rotorových magnetů. Námi zadaná geometrie bude mít na rotoru dvě různé velikosti rotorových magnetů, první magnety, které budeme nazývat „Hlavní magnety“, již byly definovány v *RMxprt*, mají velikost 10x10x40 mm a jsou magnetované v ose X. Druhé magnety, které budeme nazývat „Pomocné magnety“, jsou umístěny mezi hlavními

magnety, mají velikost 5x10x40 mm a jsou magnetovány v ose Y. Výsledkem kombinací těchto magnetů je Halbachovo pole.

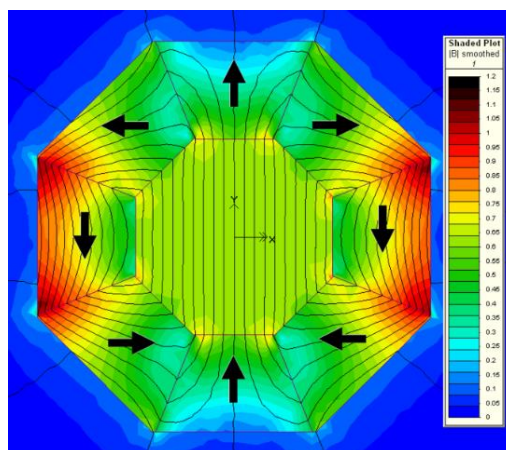
3.4.1. Halbachovo pole

Jak bylo zmíněno na předešlých řádcích, na rotoru modelovaného motoru bude vytvořeno Halbachovo pole. Jedná se o magnetické pole vytvořené orientovanými permanentními magnety, které jsou poskládány definovaným způsobem, podle toho, zda chceme posílit magnetické pole nad permanentními magnety (Obr. 38) nebo pod permanentními magnety [24].

Jak je možno vidět na obrázku, výsledné pole je nehomogenní, naopak je rozloženo silně nerovnoměrně. Pro točivé stroje je ovšem typická cylindrická (válcová) soustava, která je vidět na obrázku 39. Nejznámějším příkladem využití Halbachova pole je



Obrázek 38 - Halbachovo pole pro posílení magnetického pole nad magnety



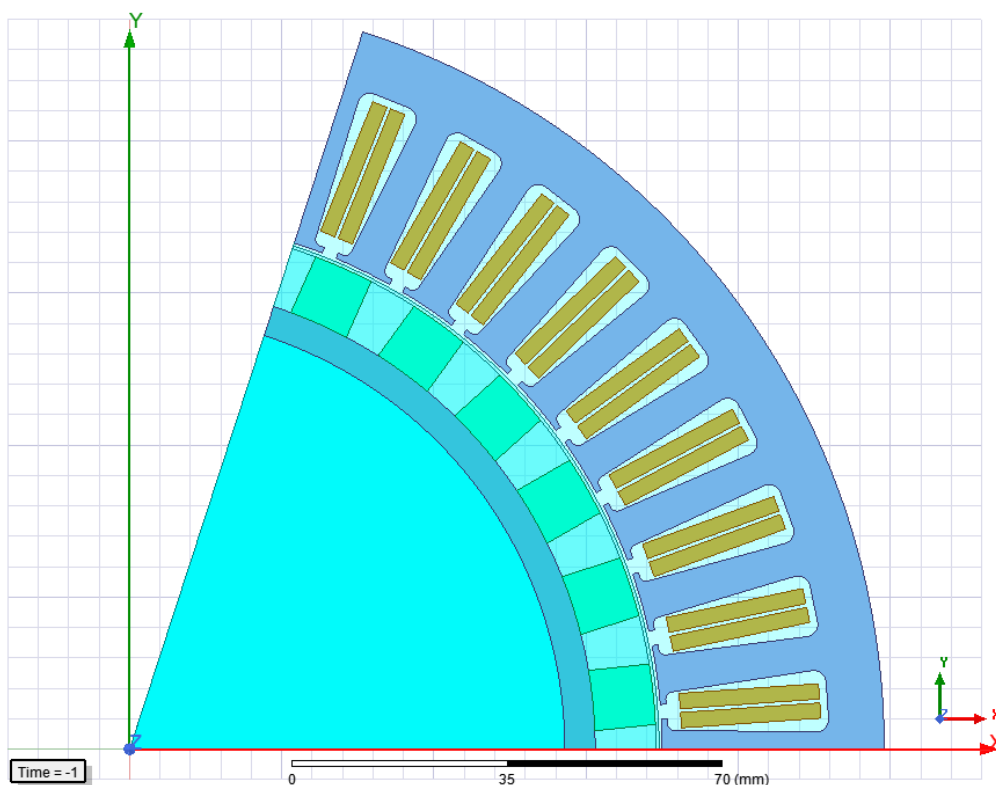
Obrázek 39 - Cylindrické rozložení Halbachova pole

Inductrack Maglev, vlak využívající levitace, který má na spodní straně vlaku vytvořené Halbachovo pole, které při svém pohybu indukuje napětí do speciálního kolejiště, v němž je integrovaný vodič, okolo kterého vlivem elektromagnetické indukce vzniká magnetické pole, ta působí proti změně jenž jí vyvolala a snaží se tedy vlak odpuzovat, čímž ho udržuje v levitaci. [24]

3.4.2. Vytvoření modelu a jeho úprava

K vytvoření modelu použijeme automatického vytvoření Maxwell 2D designu na základě analýzy provedené v prostředí Rmxprt. Na základě výsledků analýzy si vybereme nám vyhovující nastavení analýzy, v nabídce *Rmxprt* → *Analysis Setup* zvolíme položku *Create Maxwell Design...*, typ zvolíme *Maxwell 2D Design* a vybereme správný

Solution Setup, tedy námi dříve vybrané nastavení analýzy. Po potvrzení výběru začne celý proces stavby modelu nejprve návržením ovládacího obvodu, který je v příloze A. Po jeho návržení začne algoritmus automaticky stavět námi zadanou geometrii, kterou vytváří z *User Defined Primitive* → *RMxprt*, které najdeme pod nabídkou *Draw*. Pokud bychom si tedy chtěli vytvořit náš model bez použití *RMxprtu*, nebo nějakou část dokreslit, je možno využít této knihovny, v níž se nacházejí všechny potřebné šablony pro stavbu všech šablonových nabídek *RMxprtu*. Během automatické stavby modelu algoritmus zároveň předpřipraví některé základní grafické přehledy pro moment, proud vinutími, nebo například průběh řízení proudu v osách dq.



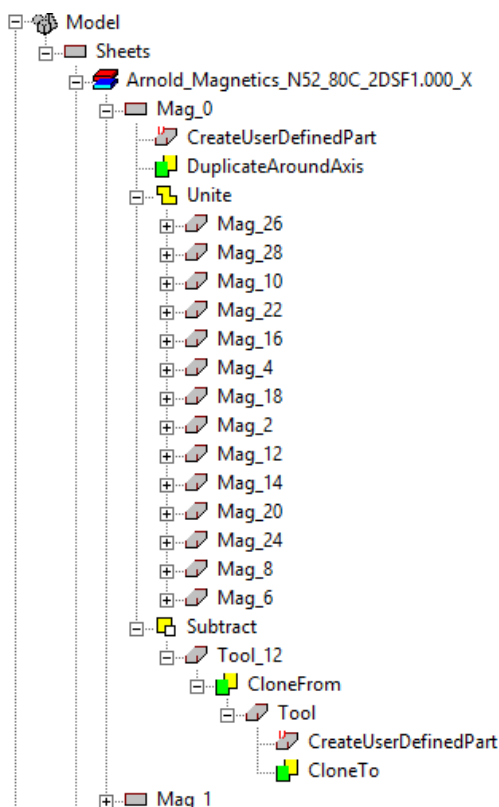
Obrázek 40 - Neúplný model v pětinnovém řezu

Po ukončení automatické výstavby modelu dostaneme náš model v patnáctinnovém řezu, jelikož program najde nejmenší možnou symetrii motoru. Výhodou takto malého modelu je rychlost jeho řešení, avšak pro vyobrazení polí v motoru bude názornější model pětinnový. Proto klikneme levým tlačítkem myši na záložku celého designu v *Project manageru* a v záložce *Properties* změníme položku *fractions* z hodnoty 15 na hodnotu 5. Tím dostaneme model do pětinnového řezu, který je na obrázku 40.

Jak již bylo několikrát zmíněno, námi požadovaný model má mít na rotoru magnety dvou různých velikostí a orientací. Je tedy nutno do tohoto modelu dodat další sadu

permanentních magnetů a přiřadit jim poté správnou orientaci. Jelikož jsou již přítomné magnety vytvořeny pomocí programem definovaných šablon (*CreateUserDefinedPart*), které lze po otevření jejich vlastností libovolně modifikovat, využijeme je pro stavbu druhých magnetů. Na obrázku 41 můžeme vidět příklad automaticky vygenerovaného magnetu. První položka je modifikovatelná šablona, která byla následně duplikována okolo osy Z, čímž vznikly na rotoru ostatní magnety stejné orientace. Následně program sjednotil (*Unite*) všechny tyto magnety, aby byly brány jako jeden celek.

Poslední položkou je odečtení (*Subtract*) položky „Tool_12“ od rotorových magnetů, přičemž tato položka je pouhým klonem originální položky „Tool“, která představuje vnější region okolo našeho motoru. Právě v této položce, tomto nástroji, je definována proměnná *fraction*, pomocí které jsme měnili řez z patnáctinového na pětinový. Pokud bychom se tedy rozhodli tvořit pomocné magnety od začátku, museli bychom magnet nadefinovat, naklonovat, sjednotit a propojit s vnějším regionem. Jelikož budeme dělat několik různých simulačních modelů a chceme si ušetřit práci, zvolíme elegantnější a rychlejší přístup. V nabídce na obrázku 41 vybereme položky „Mag_0“ a „Mag_1“ a pomocí zkratk CTRL+C a CTRL+V je zde nakopírujeme.

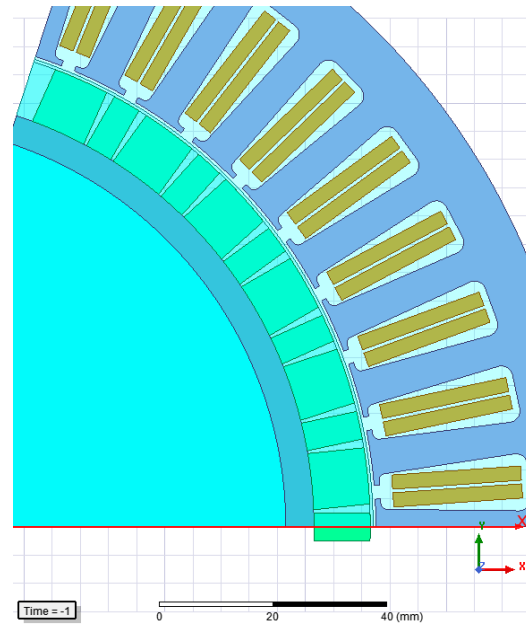


Obrázek 41 – Přehled součástí modelu

V přehledu součástí modelu vzniknout další dva magnety stejných vlastností a stejné pozice, proto je třeba tyto magnety pootočit podél osy Z tak, aby byly přesně mezi hlavními magnety. Pro náš model je tento úhel -6° . Po pootočení magnetů zbývá pouze změnit jejich velikost na námi požadovanou šířku 5 mm, což změníme dvojitým klikem levého tlačítka myši na *CreateUserDefinedPart* a změněním hodnoty *Embrace* z hodnoty 0,552 na hodnotu 0,276. Tu jsme vypočítali opět za využití rovnice 35. Model by měl v tuto chvíli odpovídat obrázku 42. Na něm je vidět, že jeden magnet přesahuje hranici výpočetního řezu, naopak na horním okraji modelu část magnetu chybí. Proto vybereme všechny magnety a pootočíme je všechny o 2° okolo osy Z. Výsledný

model již pohledově odpovídá námi simulované geometrii, avšak stále na svém rotoru z magnetů není utvořeno Halbachovo pole.

Pro vytvoření Halbachova pole ve společném souřadnicovém systému budeme muset změnit směr magnetování materiálu pro pomocné magnety. Vybereme oba magnety a zvolíme možnost *Assign Material*, která vyvolá tabulku s výběrem materiálu. V současné době mají magnety přiřazeny materiál N52-80C, což je správně, avšak materiál je magnetován v ose X. Tímto způsobem mají být magnetovány hlavní magnety, pomocné magnety mají být magnetovány v ose Y. Zvolíme tedy možnost klonování materiálu a v novém materiálu změním směr magnetování z osy X (nastavíme 0) na osu Y (nastavíme 1) a vše potvrdíme.



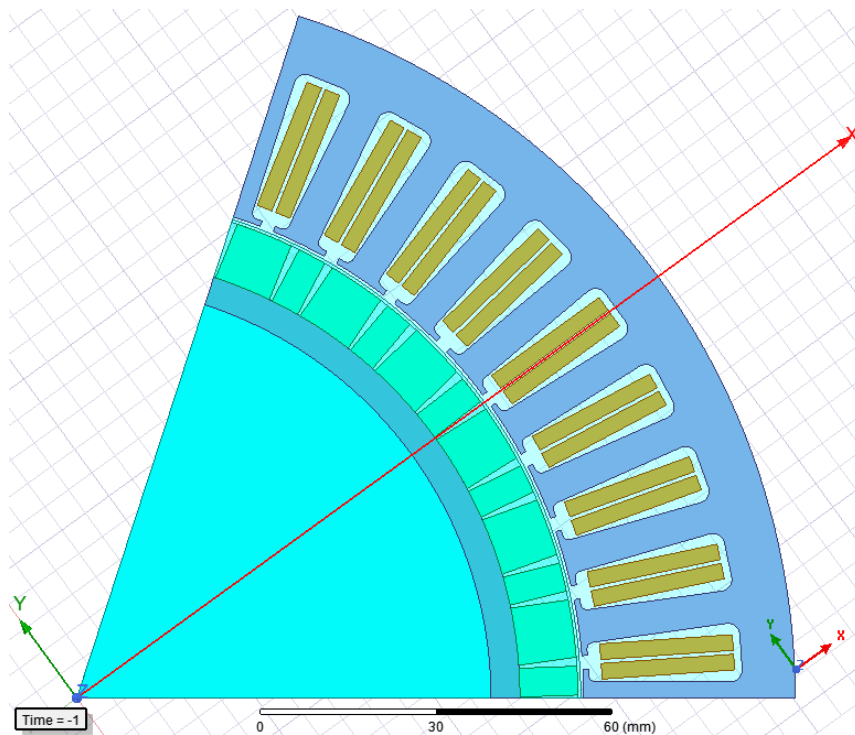
Obrázek 42 - Mezifáze stavby modelu

Name	Type	Value	Units
Relative Permeability	Nonlinear	B-H Curve...	
Bulk Conductivity	Simple	555555.5556	siemens/m
Magnetic Coercivity	Vector		
- Magnitude	Vector Mag	-880000	A_per_meter
- X Component	Unit Vector	0	
- Y Component	Unit Vector	1	
- Z Component	Unit Vector	0	
Core Loss Model		None	w/m ³
Mass Density	Simple	7500	kg/m ³
Composition		Solid	
Young's Modulus	Simple	0	N/m ²
Poisson's Ratio	Simple	0	
Magnetostriction	Custom	Edit...	
Inverse Magnetostriction	Custom	Edit...	

Obrázek 43 - Tabulka nastavení materiálových vlastností magnetu

Nyní máme pro všechny magnety přiřazené správné magnetování, nyní je třeba nastavit souřadnicový systém. Výběrem *Modeler*→*Coordinate System*→*Create*→*Relative CS*→*Rotated* začneme vytvářet nový koordinační systém. Ten má pevně daný bod v počátku souřadnic a druhý určí uživatel. Náš koordinační systém povede skrz střed modelu, čehož dosáhneme nalezením středu vnější strany statoru, což je indikováno

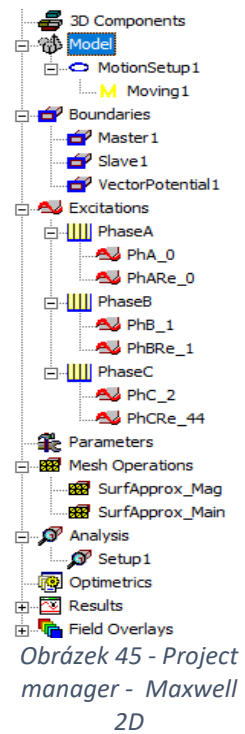
změnou koncového bodu pod myší na tvar trojúhelníku. Tím vytvoříme systém souřadnic (*Relative1*) vedoucí středem našeho modelu, nicméně oba magnety mají nastavenou magnetizaci pouze v kladném směru osy X nebo Y, jinými slovy, můžeme mít magnety orientované „jen na sever a východ“. Abychom mohli nastavit všechny čtyři směry magnetizace, vytvoříme ještě jeden identický souřadnicový systém (*Relative2*), kterému poté změním v jeho vlastnostech hodnoty koncového bodu na záporné, díky čemuž budou mít obě osy opačný směr. Nyní již stačí magnetům nastavit nové souřadnicové systémy podle kterých mají být magnetovány takovým způsobem, aby tvořily Halbachovo pole se silnou stranou směrem ke statoru, tedy stejně jako je na obrázku 38. Pokud bychom nastavili Halbachovo pole opačným způsobem, došlo by k oslabení výsledného pole mezi státorem a rotorem, což by snížilo moment stroje. Pokud nám v budoucí analýze vyjde moment menší, než moment v matematickém modelu, měli bychom přezkontrolovat směry magnetování pomocných magnetů. V tuto chvíli je z geometrického hlediska náš model hotový (Obr.44).



Obrázek 44 - Hotový model BLDC stroje s Halbachovým polem

Geometricky model již máme, nicméně je stále potřeba nastavit posledních pár věcí, než budeme moct prohlásit model za připravený k simulacím. Na obrázku 45 vidíme *Project Manager* pro Maxwell 2D, kde jsou různé podmínky pro nastavení, které bychom měli zkontrolovat. První z nich je *MotionSetup* pod záložkou modelu. V tomto nastavení je definován rotační pohyb rotoru, počáteční natočení rotoru a rychlost otáčení.

Především pro výpočet ustáleného stavu je důležité, aby počáteční natočení rotoru bylo takové, jaké napájecí obvod očekává díky návrhu z RMxpřtu. Ten nastavil hodnotu na 2° , nicméně při stavbě našeho modelu došlo k posunutí všech magnetů v kladném směru otáčení o 2° , magnety jsou tedy již ve správné pozici a počáteční hodnota natočení rotoru má být rovna nule. V záložce *Bounderies* najdeme okrajové podmínky, které musí obepínat celý model. Podmínka *VectorPotential* má být nastavena na okraj statoru, kde zabraňuje šíření magnetického pole vně statoru. Jelikož nás v simulaci zajímá jen průběh magnetického pole uvnitř stroje, není potřeba tuto podmínku nějak upravovat. Další podmínkou je *Master* a s ním spjatý *Slave*. Na jedné hraně řezu modelu by měla být podmínka *Master*, na hraně druhé podmínka *Slave* a obě podmínky by měly mít svůj směr směřující vně stroje.



Tyto podmínky vytvářejí výpočetní iluzi celého motoru, jednoduše řečeno, kde končí *Master* začíná *Slave*, a tak stále dokola dokud se kruh neuzavře. Reálně se tedy počítá pouze pětina motoru, ale po projití výsledků simulace automatickými post-procesy dostaneme hodnoty pro celý motor.

V záložce *Excitations* dochází k nastavení napájení motoru. RMxpřt při svém návrhu automaticky vytvoří jednotlivé cívky, které následně sjednotí do vstupů (např. PhA_0) a výstupů (např. PhARe_0), které následně přiřadí pod jednotlivé fáze (PhaseA) a celé napájení propojí s napájecím obvodem (Příloha A). Pokud změníme velikost modelu, je třeba přenastavit počet vodičů v cívkách. Při původním patnáctinovém modelu byla v modelu pouze jedna cívka od každé fáze, jejíž hodnota byla automaticky nastavena na hodnotu 5 (počet závitů na cívku). Nicméně změnou velikosti našeho modelu došlo také k navýšení počtu viditelných cívek jednotlivých fází na 3. Jelikož jsou všechny cívky stále sjednoceny a představují jeden vstup a výstup, je třeba změnit počet vodičů v cívkách na 15. Tak bude, pro trojnásobnou viditelnou plochu jedné cívky, stále dodržena stejná proudová hustota přes jednotku délky.

Předposlední věcí, kterou je třeba řádně nastavit, je hustota sítě (*Mesh*). Pokud budeme mít síť příliš hustou, bude výpočet sice velmi přesný, ale zdlouhavý. Naopak při řídké síti budou výsledky zatíženy větší chybou, ačkoliv výsledek bude podstatně rychlejší. Pro prvotní výpočty, kdy pouze ověřujeme, zda vše funguje správně, je rozhodně

výhodné použít řídkou síť, jelikož potřebujeme rychle odhalit všechny důležité chyby. Při finální simulaci, ze které budeme dělat závěry, je třeba síť zhustit. Model vytvořený z RMXprtů má již definované dvě nastavení síťování. Obě nastavení jsou typu *Surface Approximation* které je vhodné pro výpočet točivých strojů. Nastavení nabízí dvě možnosti zadání hustoty sítě. Prvním je slider s hodnotami 1-9 dle námi požadované hustoty, druhou možností je manuální zadání rozměrů a úhlů oka. Jedno automaticky vytvořené nastavení síťování zahrnuje pouze permanentní magnety, zatímco druhé nastavení popisuje parametry sítě pro zbytek modelu. Námi vytvořené magnety ovšem v síťování magnetů obsaženy nejsou, je třeba oba pomocné magnety vybrat, kliknout pravým tlačítkem myši na nastavení síťování pro magnety a zvolit položku *Reassign*, čímž je do tohoto síťování přidáme. Pro naši simulaci postačí nastavení hustoty sítě pomocí sliderů, kde síť pro magnety zahustíme na číslo 9 a síť pro zbytek stroje postačí zahustit na hodnotu 7. Výsledný model s viditelnou výpočetní sítí je v příloze B.

Posledním krokem je nastavení analýzy. V ní je třeba nastavit čas celé simulace, její krok a pokud si v budoucnu budeme chtít zobrazit magnetické pole v nějakém okamžiku motoru, je nutné nastavit ukládání polí. Poslední položka, kterou není nutné vybrat, se skrývá pod záložkou *Solver*, kde v nabídce *Nonlinear Residual* vybereme možnost *Smooth BH Curve*. Ta nám pomůže, aby se nám ve výsledcích méně objevovaly výpočetní špičky, které by tam být neměly. Tímto výběrem máme nastavený celý model a připravený pro simulace.

4. Simulace a výsledky

V předešlé kapitole jsme sestavili FEM model, jehož obrázek s viditelnou sítí najdeme v příloze B. Připomeňme si, že model reprezentuje 30 kW BLDC motor v innerrunner provedení s 45 drážkami, v kterých je vinutí s pěti závitů na cívku spojené do trojúhelníku, které jsou vytvořeny svazkem 66 vodičů velikosti 0,4 mm. Na rotoru najdeme dvojí velikost neodymových permanentních magnetů kvality N52 vytvářejících svou orientací Halbachovo pole. Celý model je napájen CCC obvodem (Příloha A) s napájecím napětím 400 V s omezením proudu na 220 A, popřípadě 390 A při stavu přetěžování motoru.

Zadaný model má za úkol simulovat vybrané stavy, které svým nastavením reprezentují významné stavy leteckého motoru. Jelikož se jedná stále jen o prototyp motoru ve vývoji, bude součástí těchto simulací nejen ověření charakteristik současného modelu, ale také pokus o jeho částečnou optimalizaci. Ta proběhne nejprve v prostředí RMXprt, kde dojde k porovnání výsledků pro rozsah otáček 0-3200 ot/min, a poté v prostředí Maxwell 2D, kde bude motor simulován za stejných podmínek zatížení, rychlosti a napájení. Výsledkem simulací bude vzájemné porovnání průběhů mezi stávajícím a částečně optimalizovaným modelem z hlediska využitelnosti pro malé sportovní letadlo.

4.1. Modely v prostředí RMXprt a jejich výsledky

V kapitole číslo 3 byl popsán celý proces stavby modelu, který zde budeme využívat. Avšak jak již bylo řečeno, součástí simulací bude také pokus o optimalizaci tohoto modelu. Ta proběhne v oblasti statorového vinutí, kterému bude upraven počet závitů a počet vodičů ve svazku takovým způsobem, aby nedošlo k významné změně zaplnění statorových drážek, ale aby motor poskytoval větší výstupní výkon při podobných výkonových ztrátách. V následující tabulce najdeme přehled modelů a jejich změnách parametrů oproti modelu popsanému v 3 kapitole, které budeme hodnotit.

Tabulka 2 - Specifika simulačních modelů

Číslo modelu	Proudové omezení	Počet závitů	Počet vodičů svazku
1	210-220 A	5	66
2	210-220 A	8	40
3	370-390 A	5	66
4	370-390 A	8	40

Hodnotit budeme 2 různé modely s dvěma hodnotami nastavení proudového omezení. **Model č. 1 a č. 3 odpovídá původnímu zadání, model č.2 a č.4 představují model upravený.** Všechny výsledky a průběhy simulací budeme hodnotit v rozmezí rychlostí 0-3200 ot/min (anglicky *RPM*), jelikož nemá smysl posuzovat model v otáčkách vyšších, neboť by při vyšších otáčkách motoru přesahovala obvodová rychlost vrtule její limity. Z těchto RMxprt modelů následně sestavíme modely v prostředí Maxwell 2D.

4.1.1. Modely v RMxprt s proudovým omezením 220 A

V této kapitole se budeme zabývat modely č.1 a č.2. Model číslo 1 přesně odpovídá modelu sestavenému v třetí kapitole a bude proto při porovnávání referenčním modelem. Model číslo dva má odlišnost ve statorovém vinutí, konkrétně došlo ke zvýšení počtu závitů cívek a snížení počtu vodičů ve svazku takovým způsobem, aby zůstalo zachováno procentuální vyplnění statorové drážky. Nastavení pro oba modely je na obrázku 46.

Name	Value	Unit	Evaluated Value
Name	Setup1		
Enabled	<input checked="" type="checkbox"/>		
Operation Type	Motor		
Load Type	Fan Load		
Rated Output ...	30000	W	30000W
Rated Voltage	400	V	400V
Rated Speed	3200	rpm	3200rpm
Operating Tem...	80	cel	80cel

Name	Value	Unit	Evaluated Value
Name	Setup1		
Enabled	<input checked="" type="checkbox"/>		
Operation Type	Motor		
Load Type	Fan Load		
Rated Output ...	30000	W	30000W
Rated Voltage	400	V	400V
Rated Speed	2820	rpm	2820rpm
Operating Tem...	80	cel	80cel

Obrázek 46 – Analýza s omezením 220 A – model č.1 vlevo, model č.2 vpravo

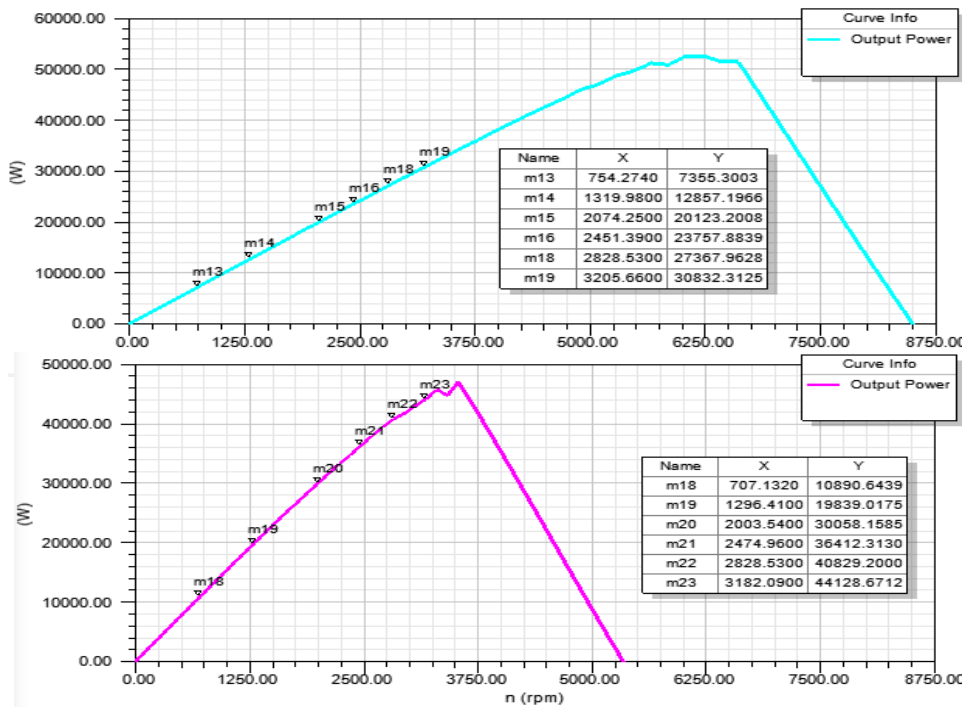
Rozdíl referenční rychlosti v nastavení analýzy modelu č.2 oproti prvnímu modelu je způsoben tím, že se snažíme přimět RMxprt k vypočtení bodu plného zatížení ve stejném místě jako ho má položený referenční model. Výsledky analýzy pro referenční model nalezneme shrnuté v podobě Design Sheetu v příloze C, pro model č. 2 v příloze D.

Prvně se podívejme na výsledky vypočtené pro plné zatížení modelů (Obr. 47). V prvním řádku tabulky najdeme průměrnou hodnotu DC proudu dodávanou zdrojem, která je nižší pro referenční model než pro model upravený. To je dáno logikou řízení CCC obvodu, který postupně zvyšuje průměrný dodávaný proud do motoru až do bodu dosažení referenční rychlosti. Ta je u referenčního modelu dosti vzdálená od 3 200 ot/min, na rozdíl od upraveného modelu, který má tyto otáčky velmi blízko, což bude vidět na dalších obrázcích. Druhý řádek představuje efektivní hodnotu proudu ve vinutí. Třetí řádek udává hodnotu tepelného zatížení statoru, které je zhruba dvojnásobné u modelu č.2 než u referenčního modelu. To je dáno větším proudem druhého modelu, který prochází přes menší počet paralelních vodičů, tedy přes větší ekvivalentní odpor.

	Name	Value	Units		Name	Value	Units
1	Average Input Current	84.3354	A	1	Average Input Current	118.211	A
2	RMS Armature Current	99.5048	A	2	RMS Armature Current	93.016	A
3	Armature Thermal Load	957.891	A ² /mm ³	3	Armature Thermal Load	2209.77	A ² /mm ³
4	Specific Electric Loading	81445.8	A_per_meter	4	Specific Electric Loading	121815	A_per_meter
5	Armature Current Density	11761100	A_per_m2	5	Armature Current Density	18140300	A_per_m2
6	Frictional and Windage Loss	147.559	W	6	Frictional and Windage Loss	144.993	W
7	Iron-Core Loss	909.249	W	7	Iron-Core Loss	901.617	W
8	Armature Copper Loss	592.239	W	8	Armature Copper Loss	1366.24	W
9	Transistor Loss	593.12	W	9	Transistor Loss	652.499	W
10	Diode Loss	266.425	W	10	Diode Loss	190.686	W
11	Total Loss	2508.59	W	11	Total Loss	3256.04	W
12	Output Power	31225.5	W	12	Output Power	44028.6	W
13	Input Power	33734.1	W	13	Input Power	47284.6	W
14	Efficiency	92.5636	%	14	Efficiency	93.114	%
15	Rated Speed	3239.9	rpm	15	Rated Speed	3218.96	rpm
16	Rated Torque	92.0343	NewtonMeter	16	Rated Torque	130.614	NewtonMeter
17	Locked-Rotor Torque	93.0923	NewtonMeter	17	Locked-Rotor Torque	147.227	NewtonMeter
18	Locked-Rotor Current	3.65731	A	18	Locked-Rotor Current	6.17582	A
19	Maximum Output Power	52627.7	W	19	Maximum Output Power	47045.7	W

Obrázek 47 - Výsledky modelů pro plné zatížení: model č.1 vlevo, model č.2 vpravo

Na řádcích 6 až 11 najdeme rozepsané ztráty motorů. Jak je vidět, ztráty statorových plechů zůstávají dle očekávání stejné, hlavní změna nastává právě v oblasti vinutí. Jak již bylo řečeno, větší odpor a větší protékající proud vinutím upraveného modelu značně zvedne ztráty ve vinutí, což se následně projevilo v již zmíněném tepelném zatížení statoru. Je tedy jasné že druhý model produkuje více tepla než model první, avšak důležité je, podívat se za jakých podmínek. K tomu poslouží zbylé řádky tabulky. V řádcích 11 až 13 nalezneme hodnoty vstupního a výstupního výkonu, a hlavně výslednou efektivitu. Zde vidíme, že oproti referenčnímu modelu, má upravený model vyšší výstupní výkon a lepší efektivitu, a to i přes obrovské zvýšení ztrát ve vinutí. Zvýšení výkonu je dáno navýšením točivého momentu z původní hodnoty 92 Nm na hodnotu 130 Nm. V posledním řádku tabulky vidíme teoretický maximální výstupní výkon modelu. Ten je větší pro model referenční, zatím co pro model upravený není hodnota příliš odlišná od hodnoty plného zatížení. K objasnění poslouží obrázek 48.



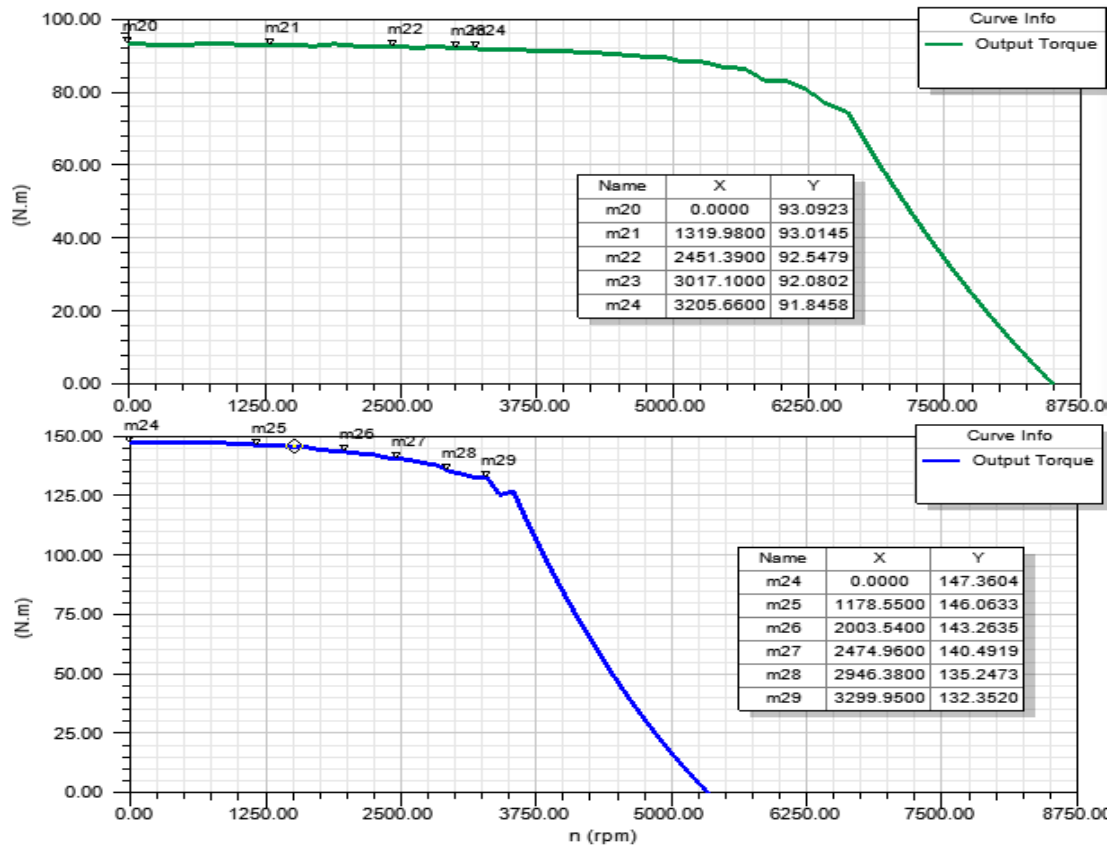
Obrázek 48 - Výstupní výkon vs. otáčky – model č.1 nahoře, model č.2 dole

Z obrázku jsou jasně vidět rozdílné průběhy výstupního výkonu. Zde se dostáváme k podstatě úpravy referenčního modelu. Referenční model má totiž maximální otáčky 8500 ot/min a jmenovité otáčky zhruba 6250 ot/min. Avšak motor bude využíván pouze do 3200 ot/min. Proto jsme se pokusili motor optimalizovat zvýšením počtu závitů vinutí tak, aby došlo ke snížení jmenovitých otáček, ale zároveň ležely tyto otáčky za oblastí provozních otáček. Zvýšením počtu závitů došlo také ke zvýšení indukčnosti vinutí¹, čímž došlo ke zvýšení jmenovitého momentu, pro stejné otáčky, čímž dle rovnice (36) dojde ke zvýšení celkového výstupního výkonu.

$$P_{out} = M_{em} \cdot \omega = M_{em} \cdot \frac{n \cdot 2\pi}{60} \quad (36)$$

Jak již bylo zmíněno, vlivem úpravy vinutí došlo ke změně točivého momentu. Na následujícím obrázku 49 věnujme pozornost především vneseným bodům v legendě. Pro první model nedochází během celého hodnoceného rozsahu otáček k výraznější změně momentu. Moment je při nulových otáčkách roven 93,09 Nm a pro horní hranici otáček roven 91,84 Nm.

¹ Viz příloha C a D → No-Load Operation

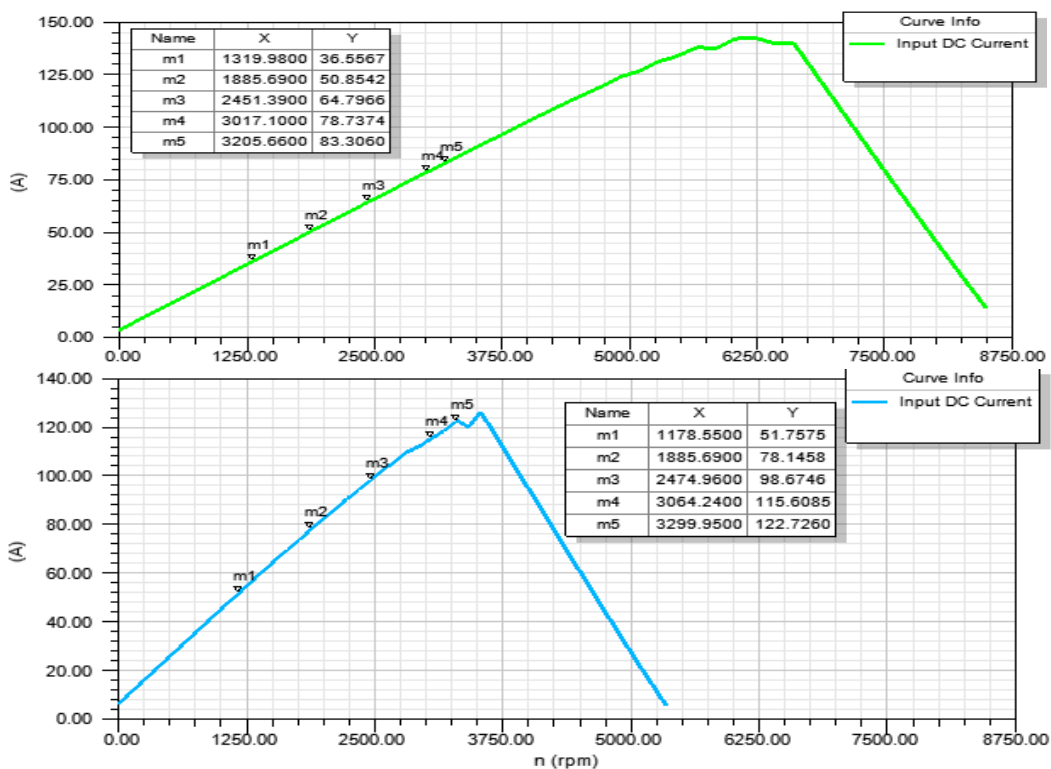


Obrázek 49 - Moment vs. otáčky – model č.1 nahoře, model č.2 dole

Můžeme říct, že motor má přes celý interval konstantní moment. Model č.2 má moment vyšší, avšak již nemůžeme říct, že je konstantní. Hodnota při nulových otáčkách dosahuje 147,36 Nm a při 3200 ot/min dosahuje moment 132,35 Nm. Jelikož má motor kratší rozsah otáček, a především jelikož jsou jmenovité otáčky velmi blízko, dochází na hodnoceném rozsahu k malému poklesu momentu. Pro model č. 2 je také dobře vidět průběh momentu za jmenovitými otáčkami, kde začne moment rychle klesat z rostoucími otáčkami, což odpovídá teoretickému rozboru motoru v druhé kapitole, konkrétně obrázku 20.

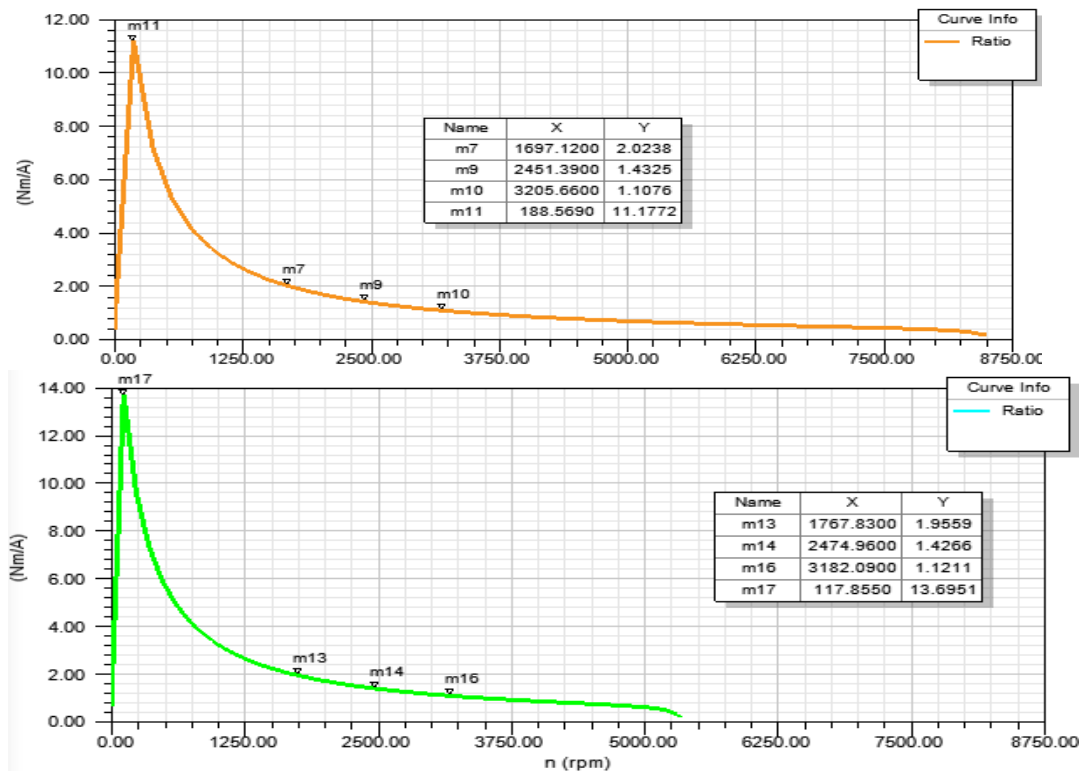
Dalšími průběhy, které si zobrazíme jsou průběhy proudu. Ty mají téměř stejné tvary průběhů jako výstupní výkon. Důvod vychází z matematického modelu stroje, jelikož výstupní výkon je dle rovnice (36) součinem momentu a úhlové rychlosti a moment je dle rovnice (33) součinem momentové konstanty a proudu.

4. Simulace a výsledky



Obrázek 50 – DC proud vs. otáčky – model č.1 nahoře, model č.2 dole

Posledním, avšak neméně důležitým grafem je poměr momentu ku ampéru v závislosti na otáčkách motoru, tedy vynesení velikosti momentové konstanty napříč otáčkami.



Obrázek 51 - Poměr moment/ampér vs. otáčky – model č.1 nahoře, model č.2 dole

Čím vyšší je tento poměr, tím dostaneme větší moment na jeden ampér. To je velmi důležité především proto, proto že je náš motor poháněn z baterií, které mají omezenou kapacitu. Čím je poměr vyšší, tím méně proudu (potažmo výkonu) vyčerpáme z baterií pro vytvoření stejného točivého momentu. Důsledek může být dvojího typu. Buď dojde ke zvýšení doletu, nebo dostaneme možnost zmenšit počet baterií a tím snížit váhu letounu. Optimum bude ležet někde mezi těmito dvěma možnostmi, avšak výběr motoru by měl mít ve svém výsledném posouzení zahrnut i poměr na následujícím obrázku.

Ostatní průběhy z RMxpřtu, které zde nejsou ukázány, najdeme v přílohách E (model č.1) a F (model č.2), přičemž průběhy modelu č.2 odpovídající průběhům modelu č.1 nebudou v příloze uvedeny.

4.1.2. Modely v RMxpřt s proudovým omezením 390 A

Name	Value	Unit	Evaluated Value	Name	Value	Unit	Evaluated Value
Name	Setup1			Name	Setup1		
Enabled	<input checked="" type="checkbox"/>			Enabled	<input checked="" type="checkbox"/>		
Operation Type	Motor			Operation Type	Motor		
Load Type	Fan Load			Load Type	Fan Load		
Rated Output ...	30000	W	30000W	Rated Output ...	30000	W	30000W
Rated Voltage	400	V	400V	Rated Voltage	400	V	400V
Rated Speed	2660	rpm	2660rpm	Rated Speed	2730	rpm	2730rpm
Operating Tem...	80	cel	80cel	Operating Tem...	80	cel	80cel

Obrázek 52 - Analýza s omezením 390 A – model č.3 vlevo, model č.4 vpravo

Nyní se podíváme na modely č. 3 a č. 4. Ty mají parametry motoru totožné jako předešlé dva modely, avšak došlo ke změně omezení proudu napájecího CCC obvodu. Nyní budeme uvažovat krátkodobé napájecí možnosti reálného měniče, které jsou omezeny na proud 390 A. Jelikož chceme modely porovnávat nejen mezi sebou, ale také s modely z předešlé kapitoly, abychom mohli říct jakou změnu vyvolá téměř zdvojnásobení proudu, je třeba nastavit analýzu takovým způsobem, aby byly matematické výsledky při plném zatížení počítány opět při otáčkách 3 200 ot/min. Výsledky v podobě *Design Sheetu* nalezneme v příloze F pro model č.3 a v příloze G pro model č.4.

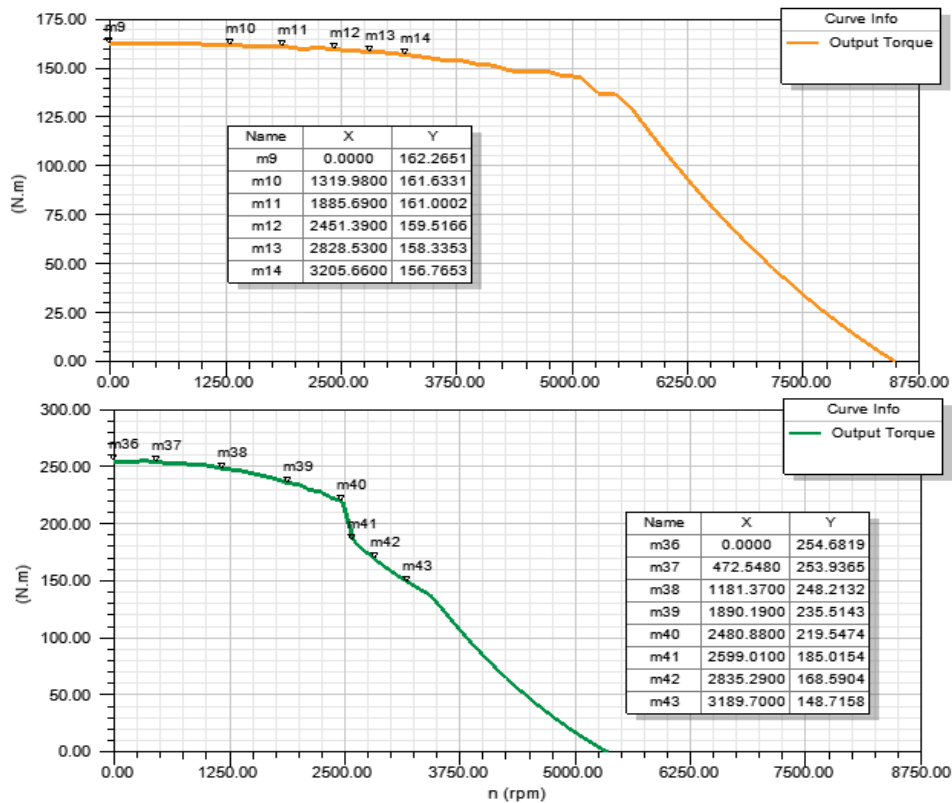
Jako v případě předešlé kapitoly začneme od výsledků pro plném zatížení. Z nich je vidět, že proudy dodávané zdrojem nejsou příliš rozdílné, zatím co efektivní hodnota proudu ve vinutí je již značně odlišná. Následující řádky jsou si opět velmi podobné, avšak určitou změnu můžeme pozorovat u řádků 9 a 10. Zde jsou ztráty na tranzistorech a diodách, které jsou pro model č.4 menší, ač jsou proudy v prvním řádku relativně podobné.

	Name	Value	Units		Name	Value	Units
1	Average Input Current	142.845	A	1	Average Input Current	133.997	A
2	RMS Armature Current	172.922	A	2	RMS Armature Current	110.108	A
3	Armature Thermal Load	2892.86	A ² /mm ³	3	Armature Thermal Load	3096.47	A ² /mm ³
4	Specific Electric Loading	141538	A_per_meter	4	Specific Electric Loading	144199	A_per_meter
5	Armature Current Density	20438700	A_per_m2	5	Armature Current Density	21473600	A_per_m2
6	Frictional and Windage Loss	143.775	W	6	Frictional and Windage Loss	146.14	W
7	Iron-Core Loss	897.967	W	7	Iron-Core Loss	905.04	W
8	Armature Copper Loss	1788.58	W	8	Armature Copper Loss	1914.47	W
9	Transistor Loss	1035.43	W	9	Transistor Loss	774.481	W
10	Diode Loss	483.565	W	10	Diode Loss	248.875	W
11	Total Loss	4349.32	W	11	Total Loss	3989	W
12	Output Power	52788.9	W	12	Output Power	49609.7	W
13	Input Power	57138.2	W	13	Input Power	53598.7	W
14	Efficiency	92.3881	%	14	Efficiency	92.5576	%
15	Rated Speed	3208.93	rpm	15	Rated Speed	3228.36	rpm
16	Rated Torque	157.092	NewtonMeter	16	Rated Torque	146.743	NewtonMeter
17	Locked-Rotor Torque	162.265	NewtonMeter	17	Locked-Rotor Torque	255.204	NewtonMeter
18	Locked-Rotor Current	8.55265	A	18	Locked-Rotor Current	16.499	A
19	Maximum Output Power	78294.1	W	19	Maximum Output Power	57340	W

Obrázek 53 - Výsledky modelů pro plné zatížení: model č.3 vlevo, model č.4 vpravo

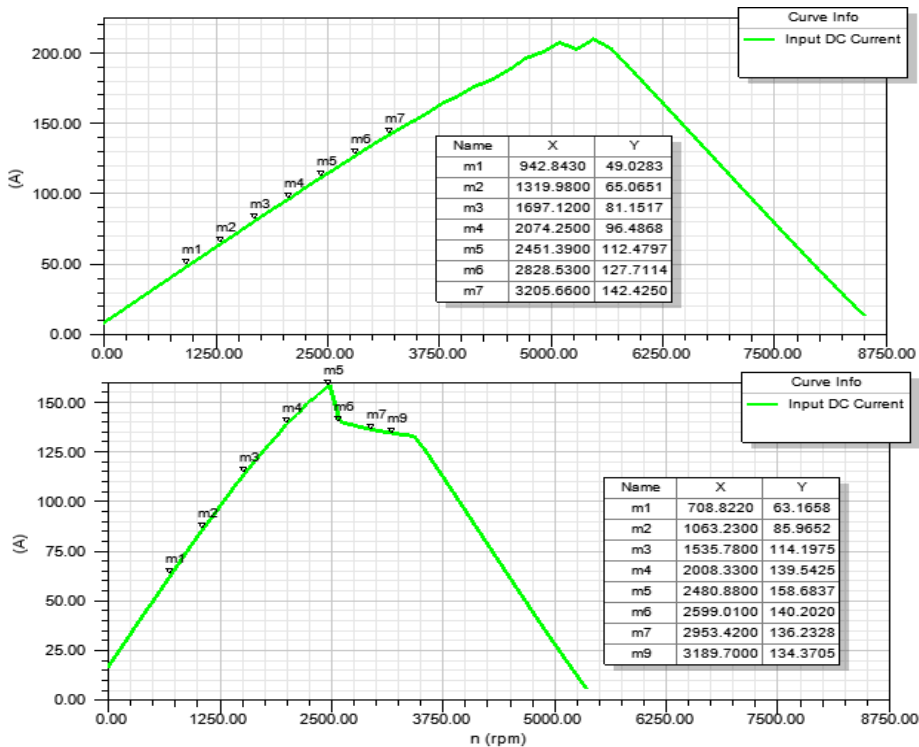
To by znamenalo, že pro model č.4 dochází k menšímu počtu sepnutí tranzistorů, tedy pozdějšímu dosažení regulačních mezí, čemuž zároveň odpovídá menší hodnota efektivního proudu vinutím oproti třetímu modelu. Nyní se zaměříme na samotný moment obou modelů. Budeme-li vycházet z výsledků analýzy pro modely v předešlé kapitole, budeme očekávat, že moment modelu č.4 bude větší než modelu č.3. Z výsledků ovšem vidíme, že model č.4 nemá větší moment než model č.3, tím pádem ani větší výkon. Jeho výstupní výkon v těchto otáčkách představuje 49,6 kW a v předešlé kapitole leželo maximum jeho výkonu těsně za hranicí 3 200 ot/min. Zobrazený maximální výkon představuje 57,3 kW, otázkou tedy zůstává, zda je možné, aby motor získal přírůstek 8 kW na úseku změny o přibližně 200 ot/min. V předešlé kapitole potřeboval tento optimalizovaný motor na přírůstek výkonu okolo 6 kW zhruba 400 ot/min. Odpovědí na tuto otázku je obrázek 54 s průběhy výkonů, z kterého je vidět, že model č.4 dosáhne svého maximálního výkonu ještě před dosažením požadovaných otáček. Oproti tomu model č.3 dosáhne dle očekávání svého maxima opět daleko za námi definovaným maximem využitelných otáček. Pádným argumentem však může být lineárnost tohoto nárůstu, kterou model č. 4 zcela očividně postrádá. Jak již bylo naznačeno dříve, průběhy proudu a výkonu jsou si velmi podobné.

4. Simulace a výsledky



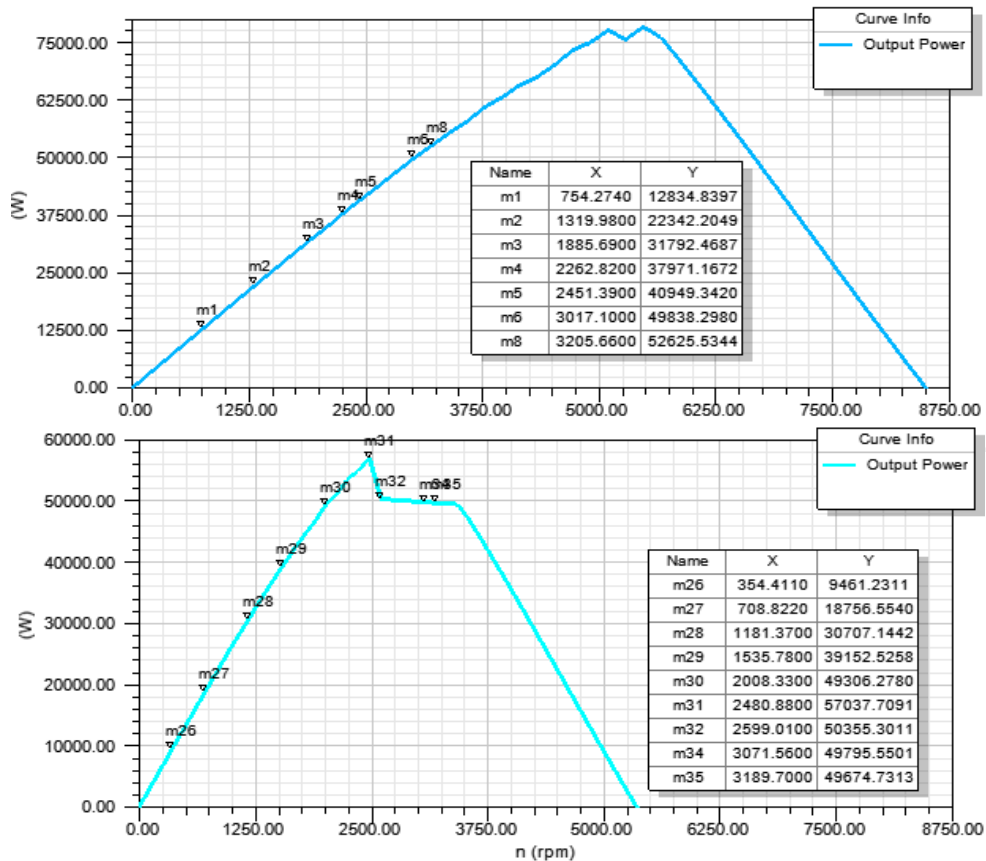
Obrázek 54 - Moment vs. otáčky – model č. 3 nahoře, model č. 4 dole

Na obrázku 55 jsou vyneseny proudy v závislosti na otáčkách a z prvního průběhu je jasně vidět, že model č.3 dokáže dosáhnout vyšších proudů než model č.4, avšak opět v otáčkách nevhodných pro naše kritéria.



Obrázek 55 - DC proud vs. otáčky – model č.3 nahoře, model č.4 dole

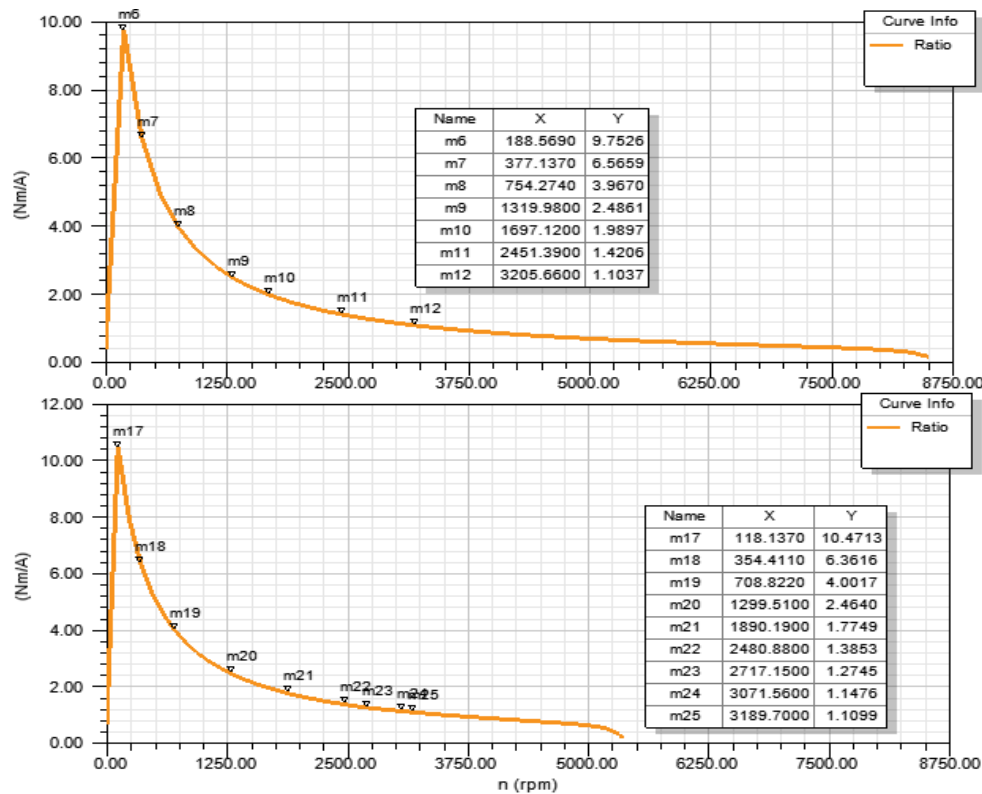
Oproti tomu model č.4 vyčerpá potenciál CCC zdroje již při 2 500 ot/min a je nucen snížit svůj výkon. V následné oblasti vidíme jak na proudu, tak především na výkonu oblast, která jen nepatrně klesá až do momentu jmenovitých otáček modelu č. 4. Nemůžeme-li již zvyšovat proud a máme-li výkon modelu téměř konstantní i když se nám stále zvětšují otáčky, musí pro zachování rovnosti v rovnici (36) docházet k výraznému snižování momentu, což je vidět na obrázku 56.



Obrázek 56 - Výstupní výkon vs. otáčky – model č.3 nahoře, model č.4 dole

Ve chvíli dosažení maximálního proudu dochází k velkému poklesu momentu. Výsledkem je tedy rozdíl 106 Nm mezi počátečním momentem a momentem při 3 200 ot/min, což je v porovnání větší moment, než jaký má model č.1 při napájení 220 A a nulových otáčkách. Zároveň je třeba si povšimnout, že hodnoty momentu modelu č.3 nejsou příliš vzdálené od hodnot modelu č. 2, který je napájen pouze 220 A, lze proto předpokládat že při napájení například 260 A by model č.2 již mohl poskytnout větší moment než model č.3 při napájení 390 A.

Posledními průběhy tohoto bloku simulací budou velikosti momentové konstanty pro různé otáčky (Obr. 57). Zbylé průběhy nalezneme v příloze E.



Obrázek 57 - Poměr moment/ampér vs. otáčky – model č.3 nahoře, model č.4 dole

4.2. Simulace v prostředí Maxwell 2D

V této části simulací již přejdeme k ověření výsledků matematického modelu v prostředí Maxwell 2D. První dva modely, s proudovým omezením napájecího CCC obvodu nastaveným na 220 A, budou simulovány v ustáleném stavu 1 500 ot/min. Při této simulaci odpovídá proud napájecího obvodu dlouhodobě využitelným parametrům měniče, ustálený stav v zadaných otáčkách simuluje let na jedné letové hladině. Modely číslo 3 a 4 budou simulovány při proudovém omezení 390 A s ustálenými otáčkami na hodnotě 3 200 ot/min. V této simulaci představuje napájecí obvod krátkodobě přetížený měnič, který poskytuje 390 A pro motor, který využívá ustálených maximálních povolených otáček. Celé nastavení simulace představuje úsek, v němž letadlo rychle stoupá na svou letovou hladinu.

Maxwell nabízí dvě hlavní možnosti simulace. První je nastavení otáček rotoru na pevně danou hodnotu, která se během simulace nemůže změnit. V druhém námi použitém nastavení využívá simulace jednoduchého nastavení zatížení, v němž specifikujeme počáteční rychlost rotoru, moment setrvačnosti, tlumení a zatížení. Počáteční rychlost bude u modelů zadána o jednotky otáček menší, než jsou otáčky požadované, aby se model sám dostal do ustáleného stavu. Funkce zatížení bude

uvažovat stejný předpis pro zatížení při nedosažení požadovaných otáček, avšak předpis pro zátěžný moment po překročení požadovaných otáček bude odlišný. Důvodem jsou odlišné momenty všech modelů, kde například model č.1 stačí zatížit 120 Nm, aby nepokračovalo zvyšování otáček stroje, avšak pro model č.3 je již třeba tuto hodnotu zvýšit. Pokud bychom pro modely zvolili jednotné velké zatížení, docházelo by pro momentově slabší modely ke zvětšenému kolísání okolo požadovaných otáček, což by vedlo ke zbytečnému snížení kroku a zvýšení času potřebnému pro výpočet celé simulace.

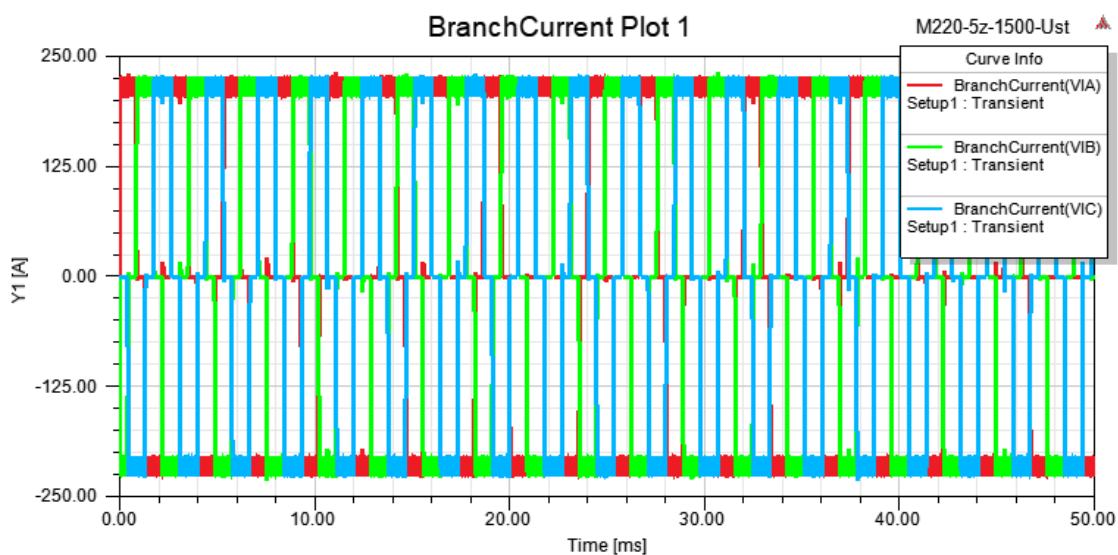
Při vytvoření modelu nám RMXprt spočte hodnotu momentu setrvačnosti pro zadanou geometrii rotoru. Ta ovšem nerespektuje moment setrvačnosti hřídele a samotné vrtule. Hřídel tohoto motoru má průměr 6 cm, délku budeme uvažovat 1 m a materiálem bude ocel 11 500. Hmotnost hřídele je při této konfiguraci 21,7 kg, což představuje moment setrvačnosti $0,039 \text{ kgm}^2$. Setrvačnost samotné vrtule již nejde jednoduše vypočítat a najít konkrétní hodnoty momentu setrvačnosti je velmi obtížné. Námi zvolený moment byl určen odhadem na základě zdrojů [26] a [27] na hodnotu momentu setrvačnosti rovnou $0,6 \text{ kgm}^2$. Zvolená hodnota by měla představovat hodnotu dostatečně velikou, aby respektovala moment setrvačnosti reálně namontované vrtule.

4.2.1. Modely v Maxwell 2D s proudovým omezením 220 A

Začneme opět od modelů č. 1 a č. 2, které budou v této části simulovány pro 1 500 ot/min. Jak již bylo zmíněno, simulace má představovat dlouhodobý chod motoru při letu na jedné letové hladině, kde nedochází ke změnám otáček. Simulace zároveň předpokládá stálost okolních podmínek, jelikož bude motor při otáčkách zatížen neproměnným momentem. Detail modelu najdeme v příloze B, kde je viditelný i s výpočetní sítí, v příloze A najdeme schématické zapojení napájecího obvodu modelů. Detaily nastavení simulací najdeme v příloze I.

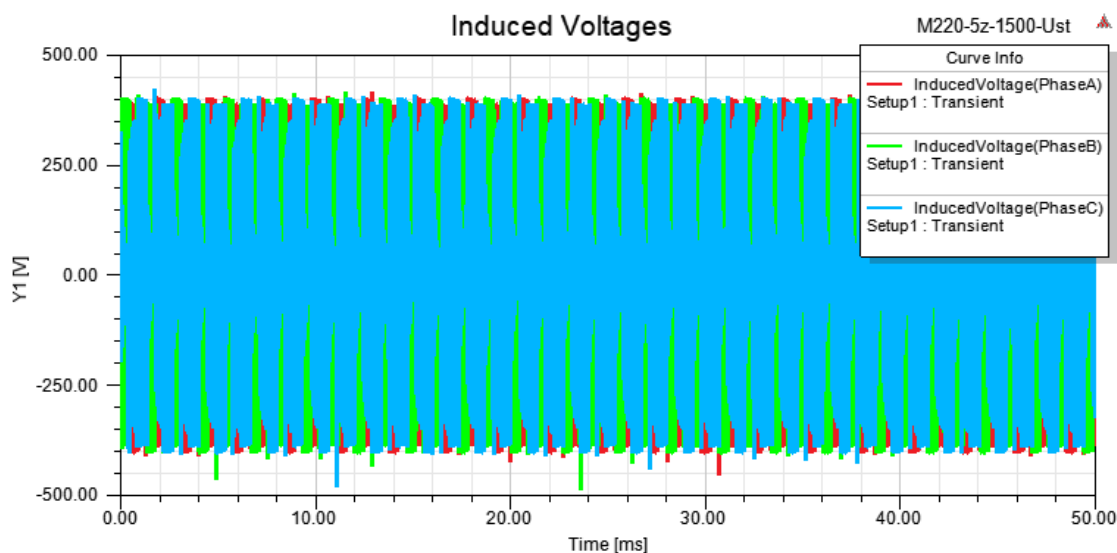
Doba obou simulací byla nastavena na 50 ms, což je pro námi simulovaný ustálený čas doba dostatečně dlouhá, aby došlo k zániku jakýchkoliv přechodných dějů. Prvními průběhy, na které se podíváme budou průběhy proudů dodávané zdrojem. Jelikož je rychlost otáčení konstantní, jsou průběhy obou modelů jsou si navzájem natolik podobné, že není nutno vynášet oba dva. Jak již bylo řečeno ve třetí kapitole, napájecí obvod je modelován za pomoci dvou sad tranzistorů. První sada tranzistorů tvoří tvar průběhu a připojuje či odpojuje napětí na svorky motoru dle toho, zda má být v daném momentě

cívka napájena, druhá sada tranzistorů rozpíná a spíná obvod ve chvíli, kdy proud překročí nastavené meze 210-220 A. Toto spínání druhých tranzistorů vytváří ona hustá pásma na vrcholcích průběhů proudů.



Obrázek 58 - Průběh proudů na výstupu napájecího obvodu pro oba modely

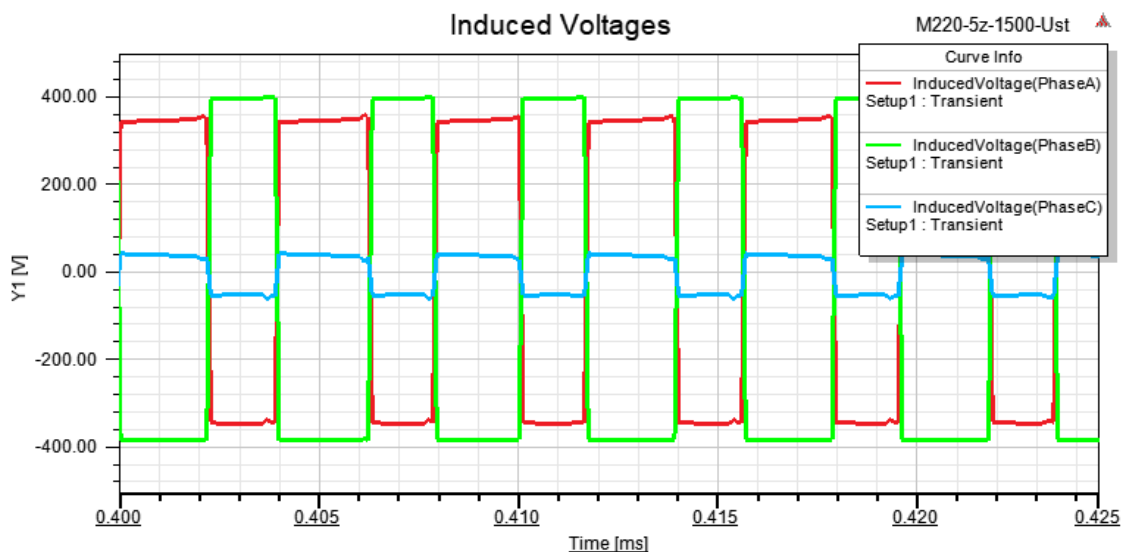
Avšak při každém sepnutí a rozepnutí dojde na straně motoru k připojení a následnému odpojení celého napětí 400 V. Výsledný průběh napětí je vidět na následujícím obrázku. Četnost spínacích procesů při simulaci je obrovská a řídí se především nejmenším povoleným krokem simulace.



Obrázek 59 - Závislost indukovaného napětí na čase pro model č.1

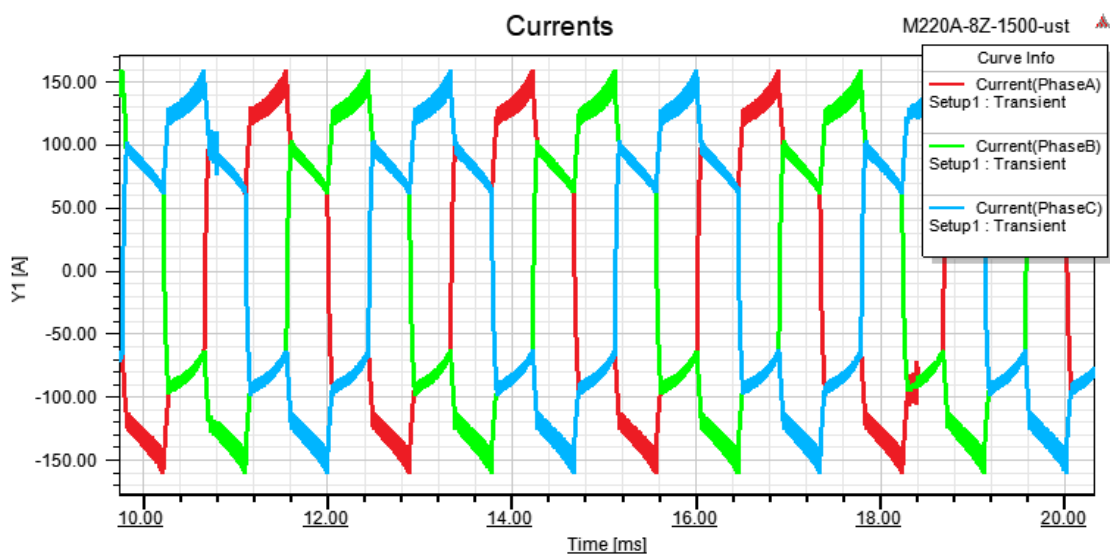
Na obrázku 60 můžeme vidět v detailu vliv tohoto spínacího procesu na indukované napětí pro dobu 25 μ s. Vidíme, že plně otevřená cesta vede přes fázi C napájecího

obvodu, zatímco na zbylých fázích je indukované napětí rozloženo nerovnoměrně (dáno aktuální pozicí rotoru a jeho magnetickým polem).



Obrázek 60 - Detail indukovaného napětí v závislosti na čase

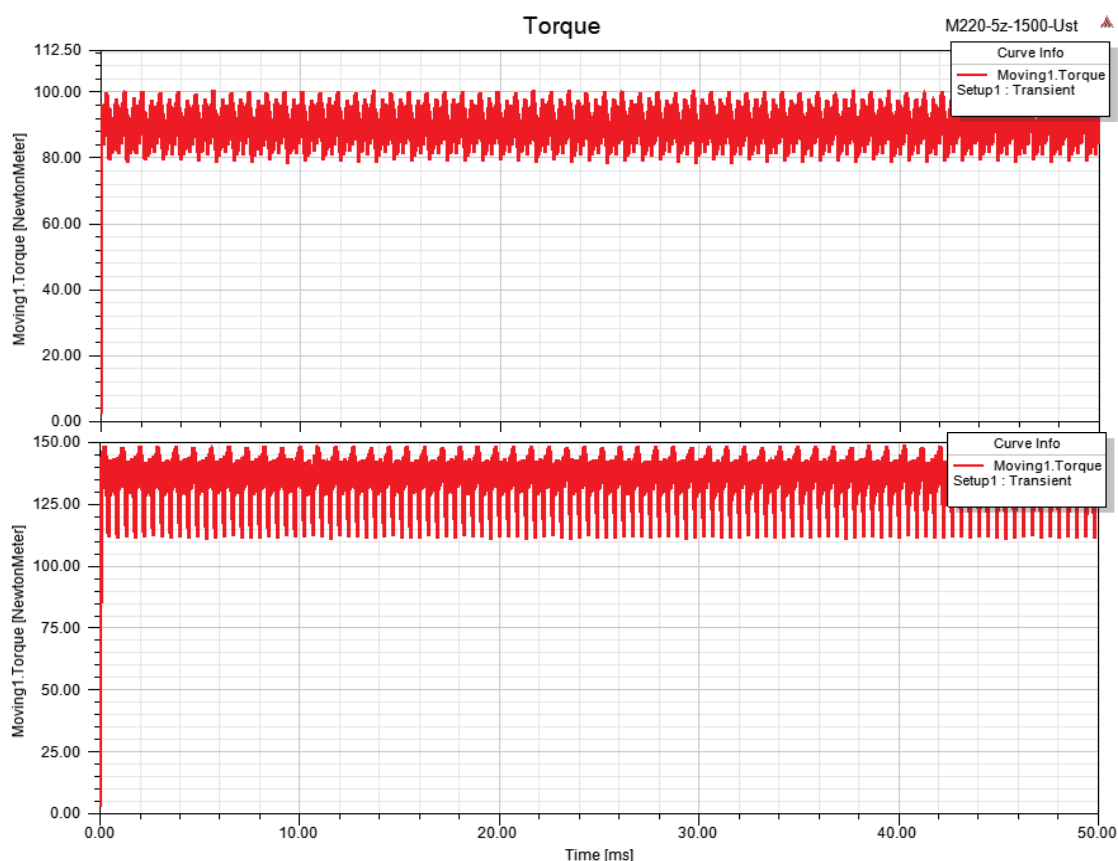
Dalšími průběhy, které jsou díky stejnému nastavení simulace a ustálenému stavu stejné, jsou průběhy proudu. Na obrázku 61 vidíme časový úsek 10 ms. Za tuto dobu dojde k pěti plným spínacím cyklům. Z průběhů je vidět základní rozdíl mezi zapojením do hvězdy a do trojúhelníku. V obou případech je funkce na napájecího obvodu stejná, v jednu chvíli vedou pouze dva ventily (tranzistory) viz Obr. 58. U zapojení do hvězdy se proud uzavře přes dvě cívky zpátky do zdroje a třetí cívka není napájena, jelikož zde není cesta k uzavření proudu. Oproti tomu u zapojení do trojúhelníku má proud dvě cesty, přes pomyslnou cívku A a druhou cestu přes cívky B a C.



Obrázek 61 - Detail průběhu proudu statorovými cívkami

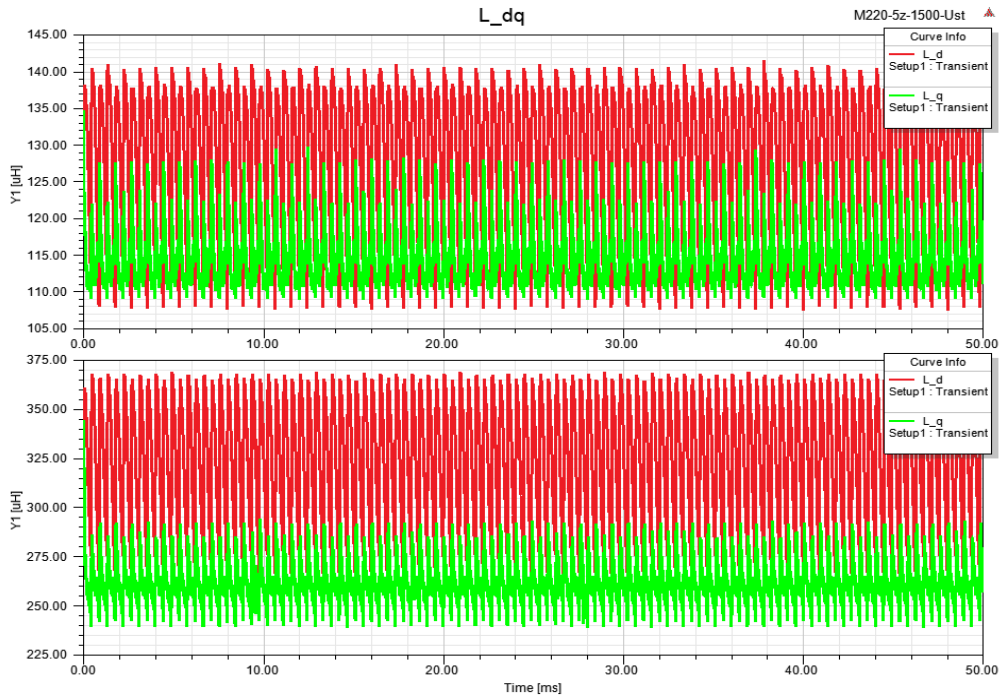
Jelikož mají cívky totožné parametry, jsou k sobě zapojeny paralelně a je na nich tedy stejné napětí, dojde k rozdělení proudu v poměru jejich admitancí, čemuž odpovídají i průběhy na obrázku 61.

Nyní se již podívejme na průběhy momentů obou modelů, kde již docházíme k odlišným výsledkům vlivem rozdílných statorových vinutí. Z obrázků je jasně patrné, že má model č.1 menší moment než model č. 2, přestože průběhy jejich napájení vypadají totožně. Zároveň je zajímavé, jak mají oba dva průběhy jiné tvary. Průměr momentu modelu č. 1 bude pravděpodobně ležet zhruba uprostřed hodnot maximálního a minimálního momentu, protože to z průběhu vypadá, že moment stroje po komutaci vzrostl a následně začal klesat, zatímco model č. 2 bude mít svůj průměrný moment bližší směrem k bodu maximálnímu momentu grafu, jelikož se zdá, že model po komutaci proudů nejdříve svůj moment mírně zvyšoval či aspoň udržoval konstantní a pouze v době komutace proudu došlo ke krátkému snížení momentu.



Obrázek 62 - Průběh točivého momentu – model č. 1 nahoře, model č. 2 dole

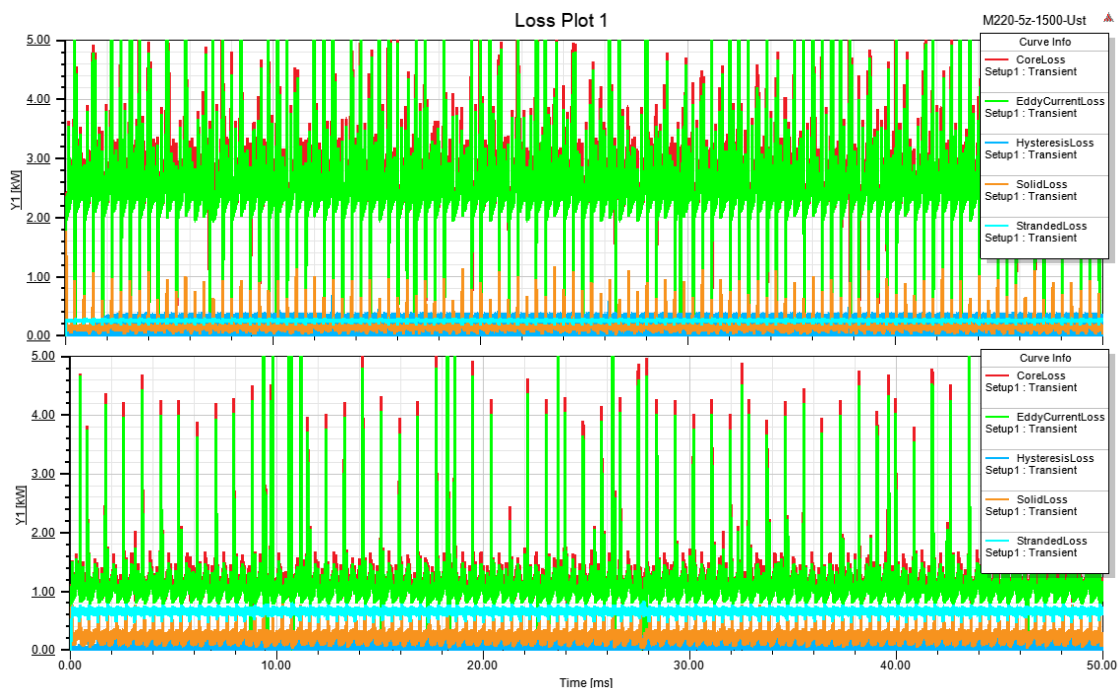
Při stavbě modelu dojde k vytvoření grafů, z nichž můžeme vidět pomyslné řízení motoru v osách dq. Jedním z těchto grafů je proud v osách dq, na kterém jsou nepatrně vidět rozdíly, avšak zajímavějšími průběhy jsou velikosti napočítaných indukčností v osách dq. Ty jsou na obrázku 63 a je z nich vidět patrný rozdíl mezi modelem č. 1 s 5 závitů a modelem č. 2 s 8 závitů na jednu cívku.



Obrázek 63 - Indukčnosti v osách dq – model č. 1 nahoře, model č. 2 dole

Dalším faktorem, který je třeba ověřit jsou ztráty. Model umožňuje nastavit *CoreLoss* pro objekty, jejichž materiál obsahuje ztrátové koeficienty k_h , k_c a k_e , které materiál statoru obsahuje a model s těmito koeficienty při výpočtu ztrát počítá. Na následujícím obrázku jsou ztráty obou modelů.

Oba průběhy mají upravenou osu y na maximem 5 kW, jelikož v některých výpočetních bodech docházelo k výpočtu hodnot přesahujících až trojnásobek této hodnoty a rozsah osy byl tudíž přehnaně veliký. V jednom grafu najdeme celkem 5 různých průběhů ztrát, přičemž ztráty *CoreLoss* představují součet ztrát *EddyCurrentLoss* a *HysteresisLoss*. Průběhy díky CCC řízení velmi kolísají, což dělá výsledky téměř nečitelnými. Avšak jednu zásadní věc z tohoto grafu můžeme vyčíst. Je to první nesrovnalost, kterou zaznamenáváme oproti výsledkům RMxprt. V případě modelu č. 2 vypadají hodnoty celkem v pořádku a ve svém součtu by ztráty měly dát podobnou hodnotu jakou bychom odečetli v z RMxprt. Ovšem průběhy ztrát pro model č. 1 již na první pohled neodpovídají, jelikož by měl mít tento model menší ztráty než model č. 2. Přesto jsou vypočtené ztráty *Coreloss* téměř dvojnásobné.



Obrázek 64 - Průběh ztrát – model č. 1 nahoře, model č. 2 dole

V tabulce najdeme průměrné hodnoty vypočtené programem pro vybrané proměnné. V rámci výsledků RMxprt byly pro oba modely vyneseny hodnoty plného zatížení pro jiné otáčky, než v kterých byly simulovány v rámci této kapitoly. Jak je vidět z obrázku 65, výsledky ztrát pro model č. 1 (vlevo) by měly být téměř třikrát menší. Pro model č.2 ovšem ztráty odpovídají, jelikož Maxwell nepočítá ztráty na diodách a transistorech, jako je tomu u RMxpřtu.

Tabulka 3 - Číselné porovnání výsledků pro modely č. 1 a č. 2

Číslo modelu		1	2
Moving torque	(Nm)	89,67	134,01
Average winding current	(A)	101,3	97,66
Average output power	(kW)	14,08	21,05
Core loss	(kW)	2,452	1,08
Solid loss	(kW)	0,152	0,23
Stranded loss	(kW)	0,266	0,658
Total loss	(kW)	2,870	1,97

V rámci této simulace mělo dojít k ověření výsledků z RMxpřtu. Průběhy proudů z napájecího obvodu a proudů jednotlivými vinutími odpovídaly teorii, velikostně nepřekračovaly určené meze. Průběhy momentů vykazovaly očekávané kolísání vlivem CCC regulace, jehož následkem byl mírný číselný odklon průměrného točivého momentu obou modelů této simulace od hodnot vypočtených v RMxpřtu.

1	Average Input Current	41.5594	A	Average Input Current	64.3795	A
2	RMS Armature Current	100.445	A	RMS Armature Current	99.0493	A
3	Armature Thermal Load	976.072	A ² /mm ³	Armature Thermal Load	2505.73	A ² /mm ³
4	Specific Electric Loading	82215.1	A_per_meter	Specific Electric Loading	129717	A_per_meter
5	Armature Current Density	11872200	A_per_m2	Armature Current Density	19317000	A_per_m2
6	Frictional and Windage Loss	23.1551	W	Frictional and Windage Loss	22.7994	W
7	Iron-Core Loss	340.065	W	Iron-Core Loss	336.853	W
8	Armature Copper Loss	603.48	W	Armature Copper Loss	1549.23	W
9	Transistor Loss	512.451	W	Transistor Loss	554.876	W
10	Diode Loss	347.103	W	Diode Loss	305	W
11	Total Loss	1826.25	W	Total Loss	2768.76	W
12	Output Power	14797.5	W	Output Power	22983	W
13	Input Power	16623.8	W	Input Power	25751.8	W
14	Efficiency	89.0142	%	Efficiency	89.2483	%
15	Rated Speed	1520.47	rpm	Rated Speed	1509.41	rpm
16	Rated Torque	92.9359	NewtonMeter	Rated Torque	145.402	NewtonMeter
17	Locked-Rotor Torque	93.0316	NewtonMeter	Locked-Rotor Torque	147.369	NewtonMeter
18	Locked-Rotor Current	3.64792	A	Locked-Rotor Current	6.18281	A
19	Maximum Output Power	52627.7	W	Maximum Output Power	47045.7	W

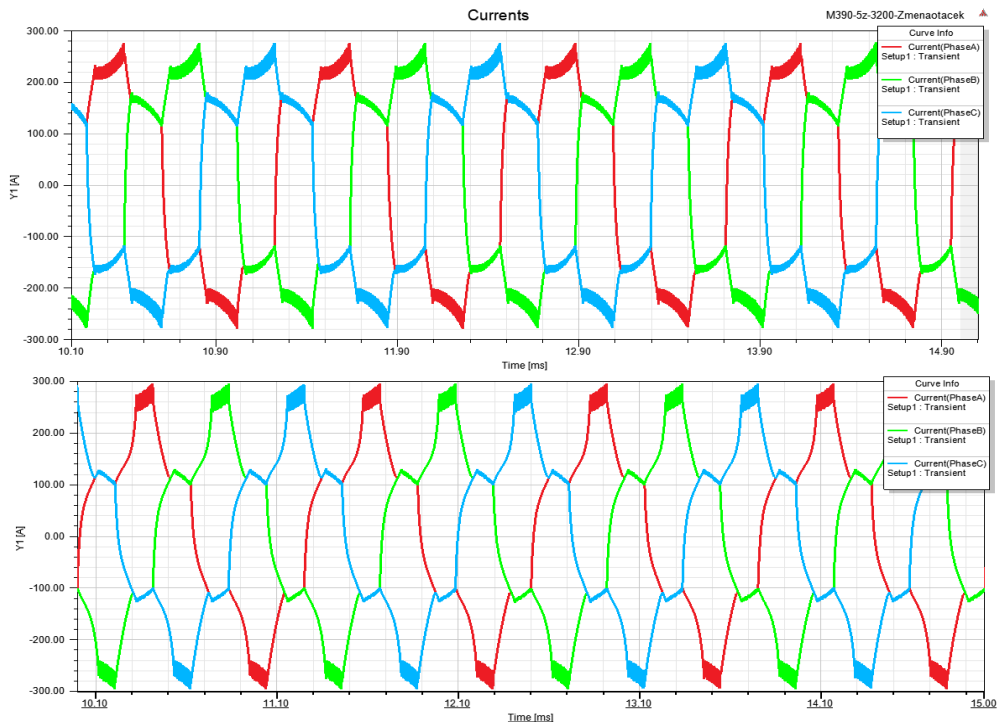
Obrázek 65 - Výsledky RMXprt pro plné zatížení při 1 500 ot/min

Posledním bodem hodnocení bylo porovnání ztrát obou modelů, kde model č.2 svým číselným řešením odpovídal očekávaným hodnotám. Bohužel model č.1 vykazoval téměř třikrát větší ztráty i přesto, že mají obě simulace totožné nastavení, materiály a směry magnetizací permanentních magnetů. V příloze J najdeme mapy magnetických polí v modelu č.1.

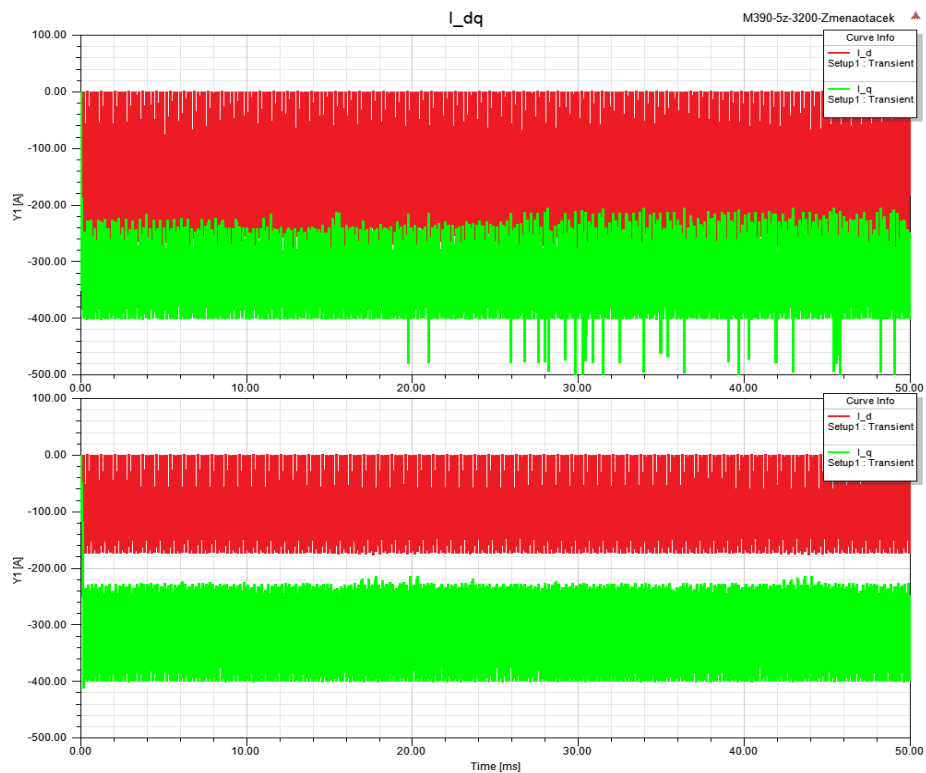
4.2.2. Modely v Maxwell 2D s proudovým omezením 390 A

Tyto simulace s modely č.3 a č.4 mají představovat motor při chodu v maximálních využitelných otáčkách 3 200 ot/min s přetěžovaným měničem. Takováto krátkodobá situace může nastat například při rychlém stoupání na letovou hladinu, ale také při nutnosti zvýšit aktuální rychlost a rychle přistát, aby letadlo neblokovalo přistávací dráhu větším letadlům či třeba pravidelným linkám. Nastavení analýzy obou modelů je v příloze K.

Na první ze série průběhů vidíme proud obou modelů. Při analýze výsledků RMXprt jsme viděli, že by napájecí obvod neměl být schopný dodat modelu č.4 dostatečný proud k udržení velkého momentu. To je vidět na průběhu proudu na obrázku 66, kde má model č.3 stejný průběh jako v předešlé kapitole, ale model č. 4 má průběh mírně zdeformovaný, avšak díky této deformaci dosahuje model stále proudových omezení, ač po kratší časový usek než model č. 3. Tento rozdíl je patrný ze simulace vektorového řízení proudu v osách dq.



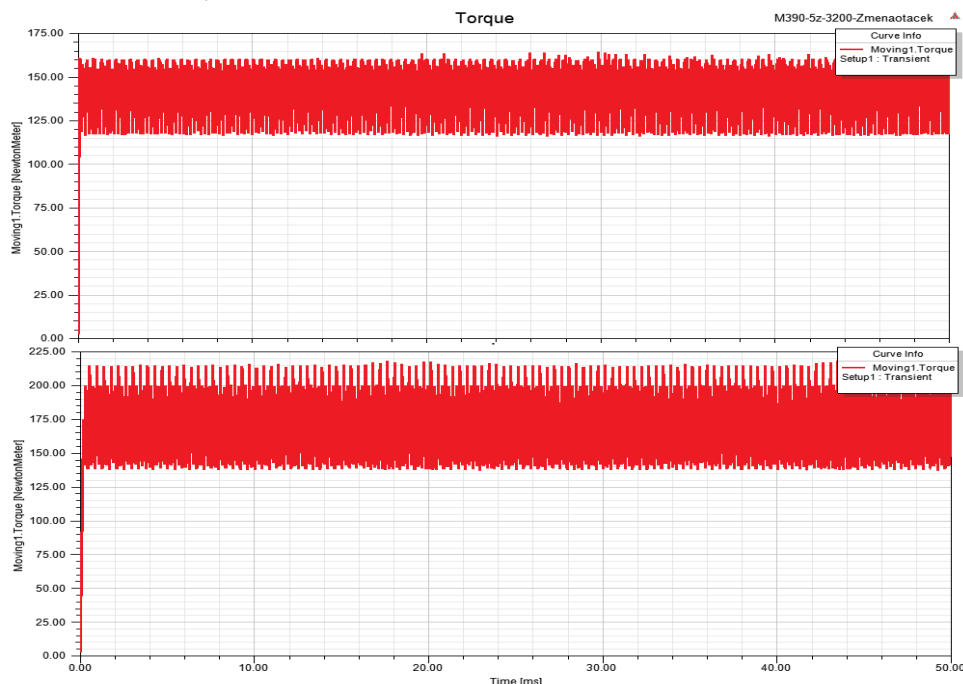
Obrázek 66 – Detail průběhu proudů vinutí – model č. 3 nahoře, model č.4 dole



Obrázek 67 - Proudů v osách dq - model č. 3 nahoře, model č. 4 dole

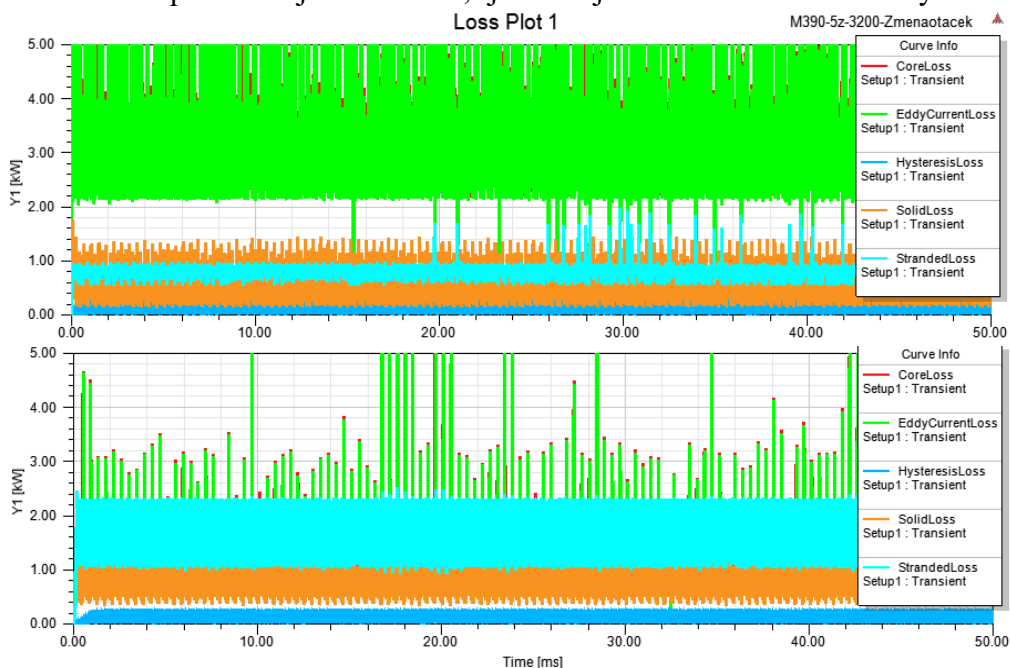
Aby byl udržen co největší moment modelu č. 4, dochází ke snížení tokotvorného proudu i_d , aby zůstal momentotvorný proud i_q pokud možno stejně velký, jako by byl v oblasti nižších otáček, kde by napájecí obvod neměl problém s udržením jmenovitého momentu. Výsledkem je moment modelu č. 4, který je stále větší než moment

modelu č. 3, avšak díky nutnosti snížení proudu i_d trpí model menší stabilitou momentu, tedy větším kmitáním.



Obrázek 68 - Průběh točivého momentu – model č. 3 nahoře, model č. 4 dole

Avšak dle poznatků z RMXprtů bude se snižujícími otáčkami moment modelu č. 4 růst, bude možno zvyšovat tokotvornou složku proudu a tím snižovat kmitání průběhu. Zobrazený průběh modelu č. 4 je tak nejhorším průběhem, který můžeme očekávat a se snižujícími otáčkami bude docházet k jeho zlepšení. Výhoda modelu č. 3 tedy jednoznačně spočívá v jeho stálosti, jelikož jeho moment nebude vykazovat



Obrázek 69 - Průběh ztrát – model č. 3 nahoře, model č. 4 dole

významnější změny při snižování otáček a bude moc být považován za konstantní.

Posledními průběhy ke zhodnocení jsou ztráty. Z průběhů opět vidíme, že model č. 3 vykazuje větší ztráty než model č.4, stejně jako v předešlé kapitole modely č. 1 a č. 2. Avšak oba modely vykazují ztráty v jiných oblastech. Model č. 3 vykazuje největší ztráty opět v oblasti *EddyCurrentLoss*, kde bude dosahovat průměrné hodnoty ztrátového výkonu několika kW. Model č. 4 vykazuje největší ztráty v *StrandedLoss*, což jsou ztráty ve vinutí. Při tomto proudu a faktu, že proudy vinutí nemají ideální rozložení v osách dq jsou největší ztráty způsobené právě tímto typem ztrát očekávané. Podívejme se na vše v číselných hodnotách.

Tabulka 4 - Číselné porovnání výsledků pro modely č. 1 a č. 2

Číslo modelu		1	2
Moving torque	(Nm)	142,72	167,37
Average winding current	(A)	172,69	145,22
Average output power	(kW)	48,57	56,09
Core loss	(kW)	2,84	1,11
Solid loss	(kW)	0,562	0,688
Stranded loss	(kW)	0,796	1,63
Total loss	(kW)	4,203	3,405

Na obrázku 70 vidíme výsledky plného zatížení převzaté z kapitoly výsledků RMxprt. Prvně si projdeme výsledky pro model č.3. Je vidět, že hodnota průměrného proudu vinutím je téměř totožná, avšak hodnota momentu je u simulace zhruba o 15 Nm

menší než dle RMxprt, což je také vidět z hodnot výstupního výkonu. Výsledky ztrát jsou opět podivuhodné, jelikož *CoreLoss* zhruba třikrát překračují očekávanou hodnotu, zatímco ztráty ve vinutí představují necelou polovinu jejich očekávaných ztrát.

	Name	Value	Units		Name	Value	Units
1	Average Input Current	142.845	A	1	Average Input Current	133.937	A
2	RMS Armature Current	172.922	A	2	RMS Armature Current	110.108	A
3	Armature Thermal Load	2892.86	A ² /mm ³	3	Armature Thermal Load	3096.47	A ² /mm ³
4	Specific Electric Loading	141538	A_per_meter	4	Specific Electric Loading	21473600	A_per_meter
5	Armature Current Density	20438700	A_per_m2	5	Armature Current Density	21473600	A_per_m2
6	Frictional and Windage Loss	143.775	W	6	Frictional and Windage Loss	146.14	W
7	Iron-Core Loss	897.967	W	7	Iron-Core Loss	905.04	W
8	Armature Copper Loss	1788.58	W	8	Armature Copper Loss	1914.47	W
9	Transistor Loss	1035.43	W	9	Transistor Loss	774.481	W
10	Diode Loss	483.565	W	10	Diode Loss	248.875	W
11	Total Loss	4349.32	W	11	Total Loss	3989	W
12	Output Power	52788.9	W	12	Output Power	49609.7	W
13	Input Power	57138.2	W	13	Input Power	53598.7	W
14	Efficiency	92.3881	%	14	Efficiency	92.5576	%
15	Rated Speed	3208.93	rpm	15	Rated Speed	3228.36	rpm
16	Rated Torque	157.092	NewtonMeter	16	Rated Torque	146.743	NewtonMeter
17	Locked-Rotor Torque	162.265	NewtonMeter	17	Locked-Rotor Torque	255.204	NewtonMeter
18	Locked-Rotor Current	8.55265	A	18	Locked-Rotor Current	16.499	A
19	Maximum Output Power	78294.1	W	19	Maximum Output Power	57340	W

Obrázek 70 - Výsledky RMxprt pro 3 200 ot/min: model č.3 vlevo, model č.4 vpravo

Model č.4 vykazoval větší moment, než naznačovaly hodnoty z RMxprt, výsledkem čehož je větší výstupní výkon zhruba o 6 kW. To je důsledkem většího průměrného proudu vinutí o 35 A, který zároveň způsobí větší ztráty na vinutí. Celkově jsou výsledky ztrát na modelu č. 4 blízké očekávaným hodnotám.

V rámci této simulace mělo dojít k ověření výsledků z RMXprtů pro proudové omezení 390 A. Průběhy a velikosti proudů, momentu a ostatních veličin, které nejsou vykresleny v tomto oddíle, odpovídaly pro model č. 3 teoretickým výsledkům z RMXprtů s očekávanou přesností. Avšak ztráty tohoto modelu vykazují, stejně jako u simulací předešlé kapitole, značné odchylky od očekávaných hodnot. Simulace modelu č. 4 také zcela neodpovídá výsledkům z RMXprtů, avšak zde dochází naopak ke zlepšení výsledných průměrných hodnot proudů vinutí a momentu. Ztráty modelu jsou vyšší než predikované, ale jedná se o odchylku v řádech stovek watt, která je při celkově zvýšeném momentu očekávaná. V příloze K najdeme mapy magnetických polí v modelu č.1.

5. Závěr

Cílem této diplomové práce bylo seznámení se s obecnou problematikou využití elektrických strojů v letecké technice, sestavení FEM modelu BLDC motoru, provedení simulací v důležitých stavech motoru a následné zhodnocení vhodnosti typu motoru pro použití v malém sportovním letadle.

První kapitola se v první části zabývá možnostmi přechodu leteckého průmyslu na hybridní nebo plně elektrickou architekturu pohonu s přihlédnutím k možnostem provozních stavů a vhodnosti implementace. V druhé části kapitoly dochází k rozboru vlastností tří potencionálně použitelných motorů pro malý letecký pohon. Druhá kapitola obsahuje rozbor vlastností BLDC motoru, včetně základního přehledu řídicích metod.

Obsahem třetí kapitoly je stavba FEM modelu. Ta probíhá podle předem zadané geometrie již existujícího prototypu BLDC motoru pro použití v ultralehkém letounu. Pro vytvoření a následné simulace FEM modelu je využito programu ANSYS Electronics Desktop. Nejprve probíhá stavba modelu v programovém prostředí RMXprt a následně je model převeden do prostředí Maxwell 2D. V něm je model osazen dalšími rotorovými permanentními magnety takovým způsobem, aby na rotoru vzniklo Halbachovo pole.

Začátek čtvrté kapitoly, která se zabývá simulací a následným hodnocením přesnosti výsledků, uvádí varianty simulací. Jedna varianta simulace představuje využití motoru v dlouhodobém provozu, druhá varianta simuluje krátkodobý chod motoru v přetížení. Obě varianty simulací ovšem neprobíhají jen na motoru popsaném ve třetí kapitole. Součástí analýzy je ještě druhý model, který se od původního modelu liší zvýšeným počtem závitů statorového vinutí. Důvodem je snaha o optimalizaci původního modelu z hlediska statorového vinutí, jelikož původní model překračuje svými jmenovitými otáčkami maximální otáčky letecké vrtule o zhruba dvojnásobnou hodnotu. Snahou pozměněného modelu je přiblížit jmenovité otáčky blíže maximálním otáčkám vrtule, zvýšit moment stroje a tím navýšit jeho výstupní výkon. Oba modely prošly analýzou pro obě varianty provozu nejdříve v matematickém prostředí RMXprt a jeho výsledky byly následně ověřeny simulacemi v prostředí Maxwell 2D.

V dlouhodobém chodu vykazoval upravený model motoru vyšší hodnoty výstupního výkonu než model zadaný, což odpovídalo poznatkům z matematického návrhu v RMXprt. Daní za zvýšený výkon měly být větší ztráty upraveného motoru, avšak výsledky prostředí Maxwell ukázaly vyšší ztráty u modelu původního. Konkrétně šlo

o zvýšené ztráty v materiálu statoru, které byly dvojnásobné než ztráty očekávané, ač pro model upravený, se stejným materiálem statoru, vyšly tyto ztráty velikostně správné.

Druhá simulace ve stavu krátkodobého přetěžování motoru ukázala slabinu upraveného modelu, který dle výsledků z RMxprt není schopný udržet svůj moment na jmenovitých hodnotách napříč využitelnými otáčkami. Přesto výsledky z prostředí Maxwell ukázaly, že hodnoty rozdílu momentu mezi nulovými a maximálními hodnotami budou menší, než bylo predikováno RMxprtem. Motor původní opět dosahoval nižších hodnot výkonu, avšak jeho průběh byl oproti upravenému motoru znatelně hladší. Zároveň byl nárůst ztrát původního motoru menší než u motoru upraveného, avšak i přesto měl upravený model stále ztráty o trochu menší.

Závěrem bychom měli zhodnotit vhodnost obou modelů pro využití v ultralehkém letadle. Jak již bylo řečeno v první kapitole, vhodnost BLDC motorů pro letectví je jednoznačná. Motor umožňuje návrh velmi malého stroje s velkým výkonem. Avšak problematika malých elektrických letounů nespočívá v problematice výroby dostatečně silného motoru, ale v problematice tento motor uchládit a zároveň nutným počtem akumulátorů nepřekročit váhové limity dané kategorie letounu. Oba motory by tedy měly mít co nejvyšší účinnost, která se v maximech pro oba pohybovala okolo 92,5 %. Upravený motor umožňuje dosažení větších výkonů pro stejně velké proudy, což znamená, že při požadavku na stejný výkon, který zvládnou dodat oba motory, ušetří upravený motor energii v akumulátorech. Tím dojde k prodloužení doby letu a vzhledem k podobným účinnostem motorů nedojde ke zvýšení ztrát. Ovšem při přetížení motoru poskytuje původní motor sice nižší, ale za to stálý moment napříč otáčkami. Upravený model má velikost momentu nestálou, což může být pro pilota nepříjemné. Pokud bych měl vybrat jeden z motorů na základě výsledků této práce, tak bych doporučil upravený model stroje. Avšak stroj s opravdu optimálně navrženým statorovým vinutím leží parametry někde v oblasti mezi těmito modely. Dalším logickým krokem je také ověření výsledků této práce v prostředí Maxwell 3D, k čemuž je ovšem zapotřebí značně silnějšího výpočetního stroje, než jakým je domácí PC.

6. Zdroje

- [1] URS, M.VEZZINI, A. Vezzini. Electric flight – history – state of the art and first applications" [online]. 3 May 2015, , 2-5 [cit. 2019-02-17]. Dostupné z: https://www.bfh.ch/fileadmin/data/publikationen/2015/D_35_Muntwyler_U.pdf
- [2] CAO, W., B. C. MECROW, G. J. ATKINSON, J. W. BENNETT a D. J. ATKINSON. Overview of Electric Motor Technologies Used for More Electric Aircraft (MEA). IEEE Transactions on Industrial Electronics [online]. 2012, 2012, 59(9), 9 [cit. 2019-02-17]. DOI: 10.1109/TIE.2011.2165453. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=5991952&isnumber=6180074>
- [3] GIL, A. A. a H. L. SILVA. Hybrid-Electric Aircraft: Conceptual Design, Structural and Aeroelastic Analyses [online]. 2017, [cit. 2019-02-18]. Dostupné z: <https://repositorio.ufu.br/bitstream/123456789/20599/3/HybridElectricAircraft.pdf>
- [4] Siemens eAircraft Disrupting the way you will fly! [online]. 2018 [cit. 2019-02-19]. Dostupné z: <https://www.ie-net.be/sites/default/files/Siemens%20eAircraft%20-%20Disrupting%20Aircraft%20Propulsion%20-%20OO%20JH%20THO%20-%2020180427.cleaned.pdf>
- [5] SHARMA, A., G. K. CAPOOR a A. B. CHATTOPADHYAY. Advanced aircraft electrical systems to enable an All-Electric aircraft. International Conference on Electrical Systems for Aircraft, Railway, Ship Propulsion and Road Vehicles (ESARS) [online]. Aachen, 2015, 2015 [cit. 2019-02-22]. DOI: 10.1109/ESARS.2015.7101423. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=7101423&isnumber=7101413>
- [6] WHEELER, P. Technology for the more and all electric aircraft of the future. 2016 IEEE International Conference on Automatica (ICA-ACCA) [online]. Curico, 2016 [cit. 2019-02-22]. DOI: 10.1109/ICA-ACCA.2016.7778519. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=7778519&isnumber=7778382>
- [7] BOGLIETTI, A., A. CAVAGNINO, A. TENCONI, S. VASCHETTO a P. DI TORINO. The safety critical electric machines and drives in the more electric aircraft: A survey. 35th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics [online]. Porto, 2009, 2009 [cit. 2019-02-22]. DOI: 10.1109/IECON.2009.5415238. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=5415238&isnumber=5414636>
- [8] Tech briefes: Reasons for Turning to Slotless DC Motor Technology [online]. [cit. 2019-02-22]. Dostupné z: <https://www.techbriefs.com/component/content/article/tb/supplements/mcat/features/22932>

- [9] ALEXANDER, [8] R., D. MEYER a J. WANG. A Comparison of Electric Vehicle Power Systems to Predict Architectures, Voltage Levels, Power Requirements, and Load Characteristics of the Future All-Electric Aircraft. 2018 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC) [online]. Long Beach, CA, 2018, 2018 [cit. 2019-02-22]. DOI: 10.1109/ITEC.2018.8450240. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=8450240&isnumber=8449948>
- [10] POOVIZHI, M., M.S. KUMARAN, P. RAGUL, L.I. PRIVADARSHINI a R. LOGAMBAL. Investigation of mathematical modelling of brushless dc motor (BLDC) drives by using MATLAB-SIMULINK. International Conference on Power and Embedded Drive Control (ICPEDC) [online]. 2017 [cit. 2019-02-22]. DOI: 10.1109/ICPEDC.2017.8081083. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=8081083&isnumber=8081048>
- [11] PADMARAJA, Y. Brushless DC (BLDC) Motor Fundamentals. Microchip Technology Inc.: AN885 [online]. 2003 [cit. 2019-02-22]. Dostupné z: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/appnotes/00885a.pdf>
- [12] PUSHEK, M. Brushless DC Motors – Part I: Construction and Operating Principles. EDN network - Cypress Semiconductor [online]. February 11, 2013 [cit. 2019-02-22]. Dostupné z: <https://www.edn.com/design/sensors/4406682/Brushless-DC-Motors---Part-I--Construction-and-Operating-Principles>
- [13] PUSHEK, M. Brushless DC Motors--Part II: Control Principles. EDN network - Cypress Semiconductor [online]. February 24, 2013 [cit. 2019-02-20]. Dostupné z: <https://www.edn.com/design/sensors/4407580/Brushless-DC-Motors-Part-II--Control-Principles>
- [14] GAMAZO-REAL, J. Carlos, E. VÁZQUEZ-SÁNCHEZ a J. GÓMEZ-GIL. Position and Speed Control of Brushless DC Motors Using Sensorless Techniques and Application Trends. Department of Signal Theory, Communications and Telematic Engineering, University of Valladolid [online]. 19 July 2010 [cit. 2019-02-20]. ISSN 1424-8220. Dostupné z: <https://www.ncbi.nlm.nih.gov/pmc/articles/PMC3231115/>
- [15] YUE, Z., W. CHUN, Z. ZHE a Q. WEI. A Review on Position/Speed Sensorless Control for Permanent-Magnet Synchronous Machine-Based Wind Energy Conversion Systems. IEEE JOURNAL OF EMERGING AND SELECTED TOPICS IN POWER ELECTRONICS, VOL. 1, NO. 4. [online]. 4, DECEMBER 2013 [cit. 2019-02-20]. Dostupné z: <https://ieeexplore.ieee.org/document/6588887>
- [16] Hallův jev: ELUC - Online učebnice elektrotechniky [online]. [cit. 2019-02-20]. Dostupné z: <https://eluc.kr-olomoucky.cz/verejne/lekce/617>
- [17] Hall Effect Sensor. ElectronicsTutorials [online]. [cit. 2019-02-20]. Dostupné z: <https://www.electronics-tutorials.ws/electromagnetism/hall-effect.html>

- [18] Techniques For Digitizing Rotary and Linear Motion. [online]. [cit. 2019-02-07]. Dostupné z: http://irtfweb.ifa.hawaii.edu/~tcs3/tcs3/0306_conceptual_design/Docs/05_Encoder_s/encoder_primer.pdf
- [19] ARMSTRONG, R. Feedback for servos. [online]. 17 March 2005 [cit. 2019-02-07]. Dostupné z: <https://www.machinedesign.com/archive/feedback-servos>
- [20] Přehled metod pro bezsenzorové řízení synchronních motorů s permanentními magnety. In: [online]. [cit. 2019-02-21]. Dostupné z: http://control.fs.cvut.cz/sites/default/files/Reserse_bezsenzorove_rizeni.pdf
- [21] DERAMMELAERE, S., M. HAEMERS, J. DE VIAENE, F. VERBELEN a K. STOCKMAN. A quantitative comparison between BLDC, PMSM, Brushed DC and Stepping Motor Technologies. 19th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS) [online]. Chiba, Japan, 2019, November 2017 [cit. 2019-05-22]. Dostupné z: <https://ieeexplore.ieee.org/document/7837471>
- [22] United States Environmental Protection Agency [online]. 2017 [cit. 2019-05-22]. Dostupné z: <https://www.epa.gov/ghgemissions/overview-greenhouse-gases>
- [23] C. E. Jones, P. J. Norman, S. J. Galloway, G. M. Burt, M. Armstrong and A. Bollman, "A pre-design sensitivity analysis tool for consideration of full-electric aircraft propulsion electrical power system architectures," *2015 International Conference on Electrical Systems for Aircraft, Railway, Ship Propulsion and Road Vehicles (ESARS)*, Aachen, 2015, pp. 1-6. doi: 10.1109/ESARS.2015.7101489 URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=7101489&isnumber=7101413>
- [24] K&J Magnetic, Inc.: Halbach Arrays [online]. [cit. 2019-05-22]. Dostupné z: <https://www.kjmagnetics.com/blog.asp?p=halbach-arrays>
- [25] NAU, S. L. The influence of the skewed rotor slots on the magnetic noise of three-phase induction motors. Eighth International Conference on Electrical Machines and Drives (Conf. Publ. No. 444) [online]. Cambridge, UK, 1997, 1997 [cit. 2019-05-22]. DOI: 10.1049/cp:19971106. ISSN 0537-9989. Dostupné z: <https://ieeexplore.ieee.org/document/677154>
- [26] MT-Propeller [online]. [cit. 2019-05-22]. Dostupné z: https://www.mt-propeller.com/en/entw/pro_elec.htm
- [27] EAA - The Spirit of Aviation: Measuring Propeller Mass Moment of Inertia [online]. [cit. 2019-05-22]. Dostupné z: <https://video.eaa.org/detail/video/2010764613001/measuring-propeller-mass-moment-of-inertia>
- [28] Example of a Degree of Hybridisation trade study conducted for a hypothetical Dual Energy [online]. [cit. 2019-05-22]. Dostupné z: https://www.researchgate.net/figure/Example-of-a-Degree-of-Hybridisation-trade-study-conducted-for-a-hypothetical-Dual-Energy_fig2_280013236

7. Seznam obrázků

Obrázek 1 - Historie a predikce pro využitá letecké dopravy	10 -
Obrázek 2 – Příklad studie míry hybridizace prováděné pro hypotetickou soustavu [27]-	12 -
Obrázek 3 - Diagram uspořádání sériového leteckého hybridního pohonu [5]	13 -
Obrázek 4 - Detailnější uspořádání sériového leteckého hybridního pohonu [5]	13 -
Obrázek 5 - Diagram uspořádání paralelního leteckého hybridního pohonu [5].....	14 -
Obrázek 6 - Použitelné typy elektromotorů pro elektrický pohon [2]	15 -
Obrázek 7 - Konstrukce indukčního motoru s rotorem nakrátko.....	16 -
Obrázek 8 -Synchronní reluktanční motor s vyniklými póly.....	17 -
Obrázek 9 - Příklad provedení reluktančního motoru s vnitřními tokovými bariérami....	17 -
Obrázek 10 - Příklad BLDC motoru v provedení inrunner s vyniklými magnety.....	19 -
Obrázek 11 - Porovnání konstrukcí: vlevo inrunner, vpravo outrunner	20 -
Obrázek 12 - Schématické zapojení: vlevo zapojení do hvězdy, vpravo do trojúhelníku	21 -
Obrázek 13 - Konstrukční porovnání navinutí cívek [8]	21 -
Obrázek 14 - Diagram přepínání fází a signálů hallových senzorů	23 -
Obrázek 15 - Princip Hallova jevu.....	24 -
Obrázek 16 - Umístění Hallových senzorů.....	25 -
Obrázek 17 - Inkrementální a absolutní typ disku	25 -
Obrázek 18 - Schéma elektrického resolveru	26 -
Obrázek 19 - Druhy bezsenzorové metody řízení.....	28 -
Obrázek 20 - Momentová rychlostní charakteristika BLDC stroje [12].....	31 -
Obrázek 21 - Porovnání jmenovitých otáček různých typů motorů [22].....	32 -
Obrázek 22 - Náhradní schéma BLDC motoru.....	35 -
Obrázek 24 – Výběr motoru, který chceme navrhnout.....	40 -
Obrázek 24 – Project manager po výběru motoru	40 -
Obrázek 25 - Záložka Machine.....	41 -
Obrázek 26 - Možnosti řízení motoru – Y3, L3, S3; C2, L4, S4	41 -
Obrázek 27 - Záložka Circuit.....	42 -
Obrázek 28 - Záložka Stator	43 -
Obrázek 29 - Typy statorových drážek nastavitelných v modelu	44 -
Obrázek 30 - BLDC stator se zašikmenými drážkami.....	44 -
Obrázek 31 - Provedení statorových drážek	45 -
Obrázek 32 - Záložka Winding.....	45 -
Obrázek 33 - Whole-Coilde (vlevo) a Half-Coiled(vpravo).....	45 -
Obrázek 34 - Záložka Rotor.....	46 -

Obrázek 35 - Možnosti provedení rotorových pólů.....	- 46 -
Obrázek 36 - Záložka Pole	- 47 -
Obrázek 37 - Nastavení analýzy	- 48 -
Obrázek 39 - Halbachovo pole pro posílení magnetického pole nad magnety.....	- 50 -
Obrázek 39 - Cylindrické rozložení Halbachova pole.....	- 50 -
Obrázek 40 - Neúplný model v pětinovém řezu	- 51 -
Obrázek 41 – Přehled součástí modelu.....	- 52 -
Obrázek 42 - Mezifáze stavby modelu	- 53 -
Obrázek 43 - Tabulka nastavení materiálových vlastností magnetu	- 53 -
Obrázek 44 - Hotový model BLDC stroje s Halbachovým polem	- 54 -
Obrázek 45 - Project manager - Maxwell 2D.....	- 55 -
Obrázek 46 – Analýza s omezením 220 A – model č.1 vlevo, model č.2 vpravo	- 58 -
Obrázek 47 - Výsledky modelů pro plné zatížení: model č.1 vlevo, model č.2 vpravo ...	- 59 -
Obrázek 48 - Výstupní výkon vs. otáčky – model č.1 nahoře, model č.2 dole	- 60 -
Obrázek 49 - Moment vs. otáčky – model č.1 nahoře, model č.2 dole	- 61 -
Obrázek 50 – DC proud vs. otáčky – model č.1 nahoře, model č.2 dole	- 62 -
Obrázek 51 - Poměr moment/ampér vs. otáčky – model č.1 nahoře, model č.2 dole	- 62 -
Obrázek 52 - Analýza s omezením 390 A – model č.3 vlevo, model č.4 vpravo.....	- 63 -
Obrázek 53 - Výsledky modelů pro plné zatížení: model č.3 vlevo, model č.4 vpravo ...	- 64 -
Obrázek 54 - DC proud vs. otáčky – model č.3 nahoře, model č.4 dole	- 65 -
Obrázek 55 - Moment vs. otáčky – model č. 3 nahoře, model č. 4 dole	- 65 -
Obrázek 56 - Výstupní výkon vs. otáčky – model č.3 nahoře, model č.4 dole	- 66 -
Obrázek 57 - Poměr moment/ampér vs. otáčky – model č.3 nahoře, model č.4 dole	- 67 -
Obrázek 58 - Průběh proudů na výstupu napájecího obvodu pro oba modely	- 69 -
Obrázek 59 - Závislost indukovaného napětí na čase pro model č.1	- 69 -
Obrázek 60 - Detail indukovaného napětí v závislosti na čase.....	- 70 -
Obrázek 61 - Detail průběhu proudu statorovými cívkami	- 70 -
Obrázek 62 - Průběh točivého momentu – model č. 1 nahoře, model č. 2 dole	- 71 -
Obrázek 63 - Indukčnosti v osách dq – model č. 1 nahoře, model č. 2 dole	- 72 -
Obrázek 64 - Průběh ztrát – model č. 1 nahoře, model č. 2 dole.....	- 73 -
Obrázek 65 - Výsledky RMXprt pro plné zatížení při 1 500 ot/min.....	- 74 -
Obrázek 66 – Detail průběhu proudů vinutími – model č. 3 nahoře, model č.4 dole.....	- 75 -
Obrázek 67 - Proudů v osách dq - model č. 3 nahoře, model č. 4 dole	- 75 -
Obrázek 68 - Průběh točivého momentu – model č. 3 nahoře, model č. 4 dole	- 76 -
Obrázek 69 - Průběh ztrát – model č. 3 nahoře, model č. 4 dole.....	- 76 -
Obrázek 70 - Výsledky RMXprt pro 3 200 ot/min: model č.3 vlevo, model č.4 vpravo ..	- 77 -

8. Seznam tabulek

Tabulka 1 - Srovnání BLDC, kartáčového DC a indukčního motoru.....	- 33 -
Tabulka 2 - Specifika simulačních modelů	- 57 -
Tabulka 3 - Číselné porovnání výsledků pro modely č. 1 a č. 2	- 73 -
Tabulka 4 - Číselné porovnání výsledků pro modely č. 1 a č. 2	- 77 -

9. Seznam použitých symbolů a zkratk

A – magnetický tok

B – magnetická indukce

$BEMF$ – zpětná elektromotorická síla

$BLDC$ – bezkartáčový stejnosměrný motor

CCC – chopper řídicí obvod

CO_2 – oxid uhličitý

d – průměr

DC – stejnosměrný

ECM – elektronicky komutovaný motor

EMI – elektromagnetická interference

e_ψ – indukované elektromotorické napětí

H – intenzita magnetického pole

H_e – hybridizace energie

H_p – hybridizace výkonu

i_x – proud vinutím x

I_{DC} – odebíraný proud ze stejnosměrného zdroje

J – moment setrvačnosti

J_z – proudová hustota

K_m - motorová konstanta

K_n – rychlostní konstanta

K_T – konstanta jmenovitého momentu

$L_{a,b,c}$ – vlastní indukčnost příslušného vinutí

M_m – mechanický moment na hřídeli

M_{xy} – vzájemná indukčnost mezi vinutím x a vinutím y

n – otáčky za minutu

n_n – jmenovité otáčky za minutu

PM – permanentní magnet

$PMSM$ – synchronní motor s permanentními magnety

p_p – počet pólů

SRM – spínaný reluktanční motor

R_x – odpor vinutí x

RPM – otáčky za minutu

ω_e – elektrická rychlost rotoru

ω_m – mechanická rychlost rotoru

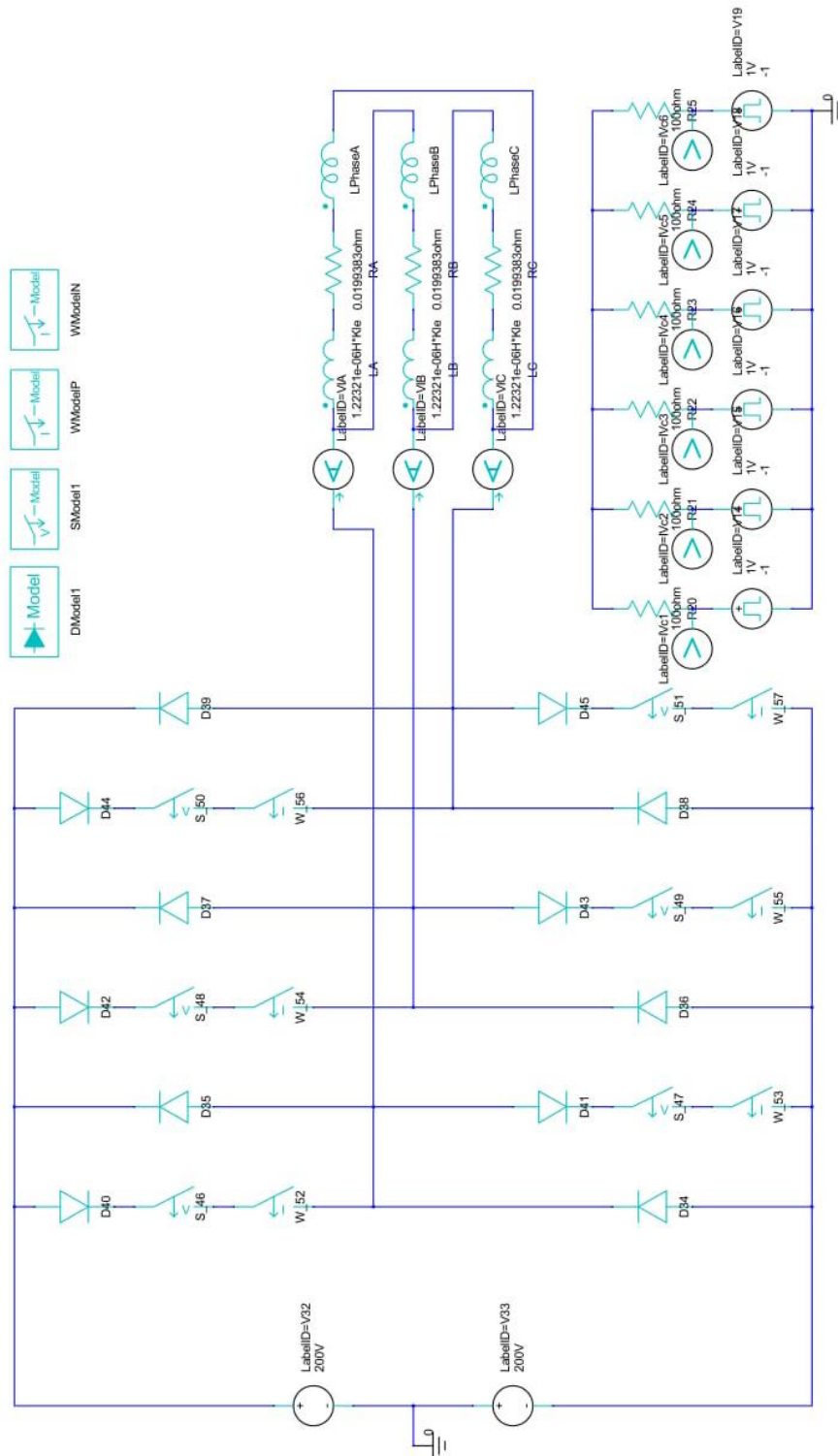
Ψ_m – maximální hodnota magnetického toku

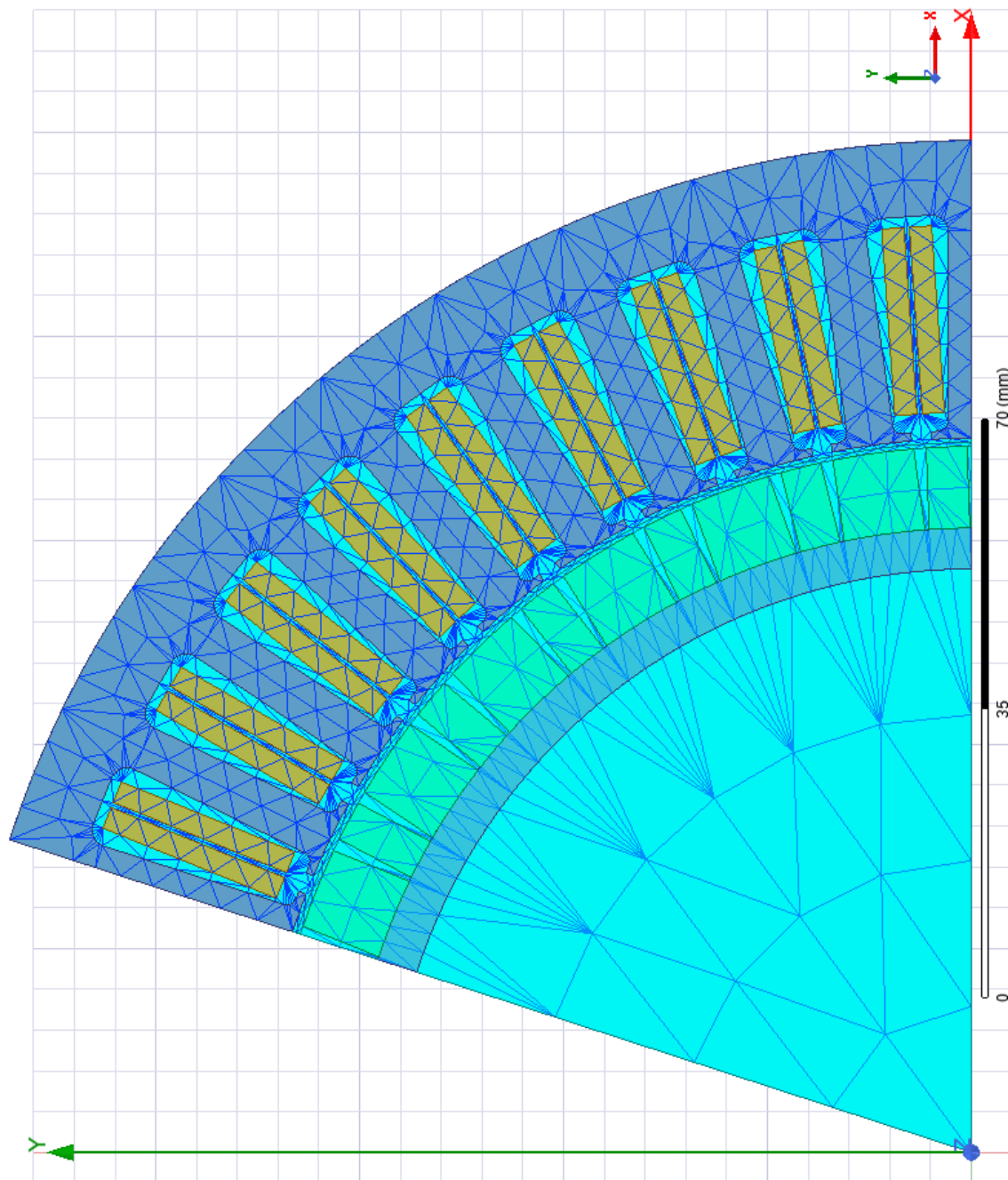
Ψ_{pm} – magnetický tok PM svázaný s danou fází

θ – úhel natočení rotoru

10. Přílohy

10.1. Příloha A – Ovládací obvod CCC pro simulace



10.2. Příloha B – Hotový model s viditelnou výpočetní sítí

10.3. Příloha C – Design Sheet modelu č.1

GENERAL DATA

Rated Output Power (kW):	30
Rated Voltage (V):	400
Number of Poles:	30
Given Rated Speed (rpm):	3200
Frictional Loss (W):	21.3333
Windage Loss (W):	121.363
Rotor Position:	Inner
Type of Load:	Fan Load
Type of Circuit:	L3
Lead Angle of Trigger in Elec. Degrees:	0
Trigger Pulse Width in Elec. Degrees:	120
One-Transistor Voltage Drop (V):	2
One-Diode Voltage Drop (V):	2
Operating Temperature (C):	80
Maximum Current for CCC (A):	225.75
Minimum Current for CCC (A):	204.25

STATOR DATA

Number of Stator Slots:	45
Outer Diameter of Stator (mm):	248
Inner Diameter of Stator (mm):	175
Type of Stator Slot:	4
Stator Slot	
hs0 (mm):	0.95
hs1 (mm):	1.13
hs2 (mm):	23.3
bs0 (mm):	2.45
bs1 (mm):	6.8
bs2 (mm):	10.13
rs (mm):	2.056
Top Tooth Width (mm):	5.71294
Bottom Tooth Width (mm):	5.6417
Skew Width (Number of Slots)	0
Length of Stator Core (mm):	40
Stacking Factor of Stator Core:	0.95
Type of Steel:	M19_29G_V3
Designed Wedge Thickness (mm):	0.977174
Slot Insulation Thickness (mm):	0
Layer Insulation Thickness (mm):	0
End Length Adjustment (mm):	0
Number of Parallel Branches:	1
Number of Conductors per Slot:	10
Type of Coils:	21
Average Coil Pitch:	1
Number of Wires per Conductor:	66
Wire Diameter (mm):	0.404
Wire Wrap Thickness (mm):	0
Slot Area (mm ²):	225.711
Net Slot Area (mm ²):	217.286
Limited Slot Fill Factor (%):	75
Stator Slot Fill Factor (%):	49.5765
Coil Half-Turn Length (mm):	51.0017

ROTOR DATA

Minimum Air Gap (mm):	1
Inner Diameter (mm):	143
Length of Rotor (mm):	40
Stacking Factor of Iron Core:	0.95
Type of Steel:	M19_29G_V3
Polar Arc Radius (mm):	86.5
Mechanical Pole Embrace:	0.552
Electrical Pole Embrace:	0.56786
Max. Thickness of Magnet (mm):	10
Width of Magnet (mm):	9.99475
Type of Magnet:	Arnold_Magnetics_N52_80C
Type of Rotor:	2
Magnetic Shaft:	No

PERMANENT MAGNET DATA

Residual Flux Density (Tesla):	1.3456
Coercive Force (kA/m):	522.151
Maximum Energy Density (kJ/m ³):	333.135

Relative Recoil Permeability:	1.0743
Demagnetized Flux Density (Tesla):	0.73109
Recoil Residual Flux Density (Tesla):	1.34561
Recoil Coercive Force (kA/m):	996.775

MATERIAL CONSUMPTION

Armature Copper Density (kg/m ³):	8900
Permanent Magnet Density (kg/m ³):	7500
Armature Core Steel Density (kg/m ³):	7650
Rotor Core Steel Density (kg/m ³):	7650
Armature Copper Weight (kg):	1.72816
Permanent Magnet Weight (kg):	0.900094
Armature Core Steel Weight (kg):	4.09751
Rotor Core Steel Weight (kg):	0.675813
Total Net Weight (kg):	7.40158
Armature Core Steel Consumption (kg):	12.7581
Rotor Core Steel Consumption (kg):	5.55628

STEADY STATE PARAMETERS

Stator Winding Factor:	0.866025
D-Axis Reactive Inductance Lad (H):	1.40108e-05
Q-Axis Reactive Inductance Laq (H):	1.40108e-05
D-Axis Inductance L1+Lad(H):	0.00014491
Q-Axis Inductance L1+Laq(H):	0.00014491
Armature Leakage Inductance L1 (H):	0.000130899
Slot Leakage Inductance Ls1 (H):	0.000125491
End Leakage Inductance Le1 (H):	1.22321e-06
Harmonic Leakage Inductance Ld1 (H):	4.18485e-06
Zero-Sequence Inductance L0 (H):	2.34439e-05
Armature Phase Resistance R1 (ohm):	0.0199383
Armature Phase Resistance at 20C (ohm):	0.0161405
D-Axis Time Constant (s):	0.000702709
Q-Axis Time Constant (s):	0.000702709
Ideal Back-EMF Constant KE (Vs/rad):	0.422913
Start Torque Constant KT (Nm/A):	0.415313
Rated Torque Constant KT (Nm/A):	1.09645

NO-LOAD MAGNETIC DATA

Stator-Teeth Flux Density (Tesla):	1.98062
Stator-Yoke Flux Density (Tesla):	0.594739
Rotor-Yoke Flux Density (Tesla):	1.15966
Air-Gap Flux Density (Tesla):	1.00823
Magnet Flux Density (Tesla):	1.10226
Stator-Teeth By-Pass Factor:	0.037678
Stator-Yoke By-Pass Factor:	7.97443e-06
Rotor-Yoke By-Pass Factor:	1.64924e-05
Stator-Teeth Ampere Turns (A.T):	919.194
Stator-Yoke Ampere Turns (A.T):	0.746907
Rotor-Yoke Ampere Turns (A.T):	1.44043
Air-Gap Ampere Turns (A.T):	880.587
Magnet Ampere Turns (A.T):	-1802.64
Armature Reactive Ampere Turns at Start Operation (A.T):	601.886
Leakage-Flux Factor:	1
Correction Factor for Magnetic Circuit Length of Stator Yoke:	0.836494
Correction Factor for Magnetic Circuit Length of Rotor Yoke:	0.646054
No-Load Speed (rpm):	8674.15
Cogging Torque (N.m):	4.10474

Input Power (W):	33734.1
Efficiency (%):	92.5636
Rated Speed (rpm):	3239.9
Rated Torque (N.m):	92.0343
Locked-Rotor Torque (N.m):	93.0923
Locked-Rotor Current (A):	3.65731

WINDING ARRANGEMENT

The 3-phase, 2-layer winding can be arranged in 3 slots as below:

ABC

Angle per slot (elec. degrees):	120
Phase-A axis (elec. degrees):	60
First slot center (elec. degrees):	0

FULL-LOAD DATA

Average Input Current (A):	84.3354
Root-Mean-Square Armature Current (A):	99.5048
Armature Thermal Load (A ² /mm ³):	957.891
Specific Electric Loading (A/mm):	81.4458
Armature Current Density (A/mm ²):	11.7611
Frictional and Windage Loss (W):	147.559
Iron-Core Loss (W):	909.249
Armature Copper Loss (W):	592.239
Transistor Loss (W):	593.12
Diode Loss (W):	266.425
Total Loss (W):	2508.59
Output Power (W):	31225.5

TRANSIENT FEA INPUT DATA

For Armature Winding:	
Number of Turns:	75
Parallel Branches:	1
Terminal Resistance (ohm):	0.0199383
End Leakage Inductance (H):	1.22321e-06
2D Equivalent Value:	
Equivalent Model Depth (mm):	40
Equivalent Stator Stacking Factor:	0.95
Equivalent Rotor Stacking Factor:	0.95
Equivalent Br (Tesla):	1.34561
Equivalent Hc (kA/m):	996.775

10.4. Příloha D – Desing Sheet modelu č.2

GENERAL DATA

Rated Output Power (kW):	30
Rated Voltage (V):	400
Number of Poles:	30
Given Rated Speed (rpm):	2820
Frictional Loss (W):	18.8
Windage Loss (W):	83.0584
Rotor Position:	Inner
Type of Load:	Fan Load
Type of Circuit:	L3
Lead Angle of Trigger in Elec. Degrees:	0
Trigger Pulse Width in Elec. Degrees:	120
One-Transistor Voltage Drop (V):	2
One-Diode Voltage Drop (V):	2
Operating Temperature (C):	80
Maximum Current for CCC (A):	225.75
Minimum Current for CCC (A):	204.25

STATOR DATA

Number of Stator Slots:	45
Outer Diameter of Stator (mm):	248
Inner Diameter of Stator (mm):	175
Type of Stator Slot:	4
Stator Slot	
hs0 (mm):	0.95
hs1 (mm):	1.13
hs2 (mm):	23.3
bs0 (mm):	2.45
bs1 (mm):	6.8
bs2 (mm):	10.13
rs (mm):	2.056
Top Tooth Width (mm):	5.71294
Bottom Tooth Width (mm):	5.6417
Skew Width (Number of Slots)	0
Length of Stator Core (mm):	40
Stacking Factor of Stator Core:	0.95
Type of Steel:	M19_29G_V3
Designed Wedge Thickness (mm):	0.977174
Slot Insulation Thickness (mm):	0
Layer Insulation Thickness (mm):	0
End Length Adjustment (mm):	0
Number of Parallel Branches:	1
Number of Conductors per Slot:	16
Type of Coils:	21
Average Coil Pitch:	1
Number of Wires per Conductor:	40
Wire Diameter (mm):	0.404
Wire Wrap Thickness (mm):	0
Slot Area (mm ²):	225.711
Net Slot Area (mm ²):	217.286
Limited Slot Fill Factor (%):	75
Stator Slot Fill Factor (%):	48.0742
Coil Half-Turn Length (mm):	51.0017

ROTOR DATA

Minimum Air Gap (mm):	1
Inner Diameter (mm):	143
Length of Rotor (mm):	40
Stacking Factor of Iron Core:	0.95
Type of Steel:	M19_29G_V3
Polar Arc Radius (mm):	86.5
Mechanical Pole Embrace:	0.552
Electrical Pole Embrace:	0.56786
Max. Thickness of Magnet (mm):	10
Width of Magnet (mm):	9.99475
Type of Magnet:	Arnold_Magnetics_N52_80C
Type of Rotor:	2
Magnetic Shaft:	No

PERMANENT MAGNET DATA

Residual Flux Density (Tesla):	1.3456
Coercive Force (kA/m):	522.151
Maximum Energy Density (kJ/m ³):	333.135

Relative Recoil Permeability:	1.0743
Demagnetized Flux Density (Tesla):	0.73109
Recoil Residual Flux Density (Tesla):	1.34561
Recoil Coercive Force (kA/m):	996.775

MATERIAL CONSUMPTION

Armature Copper Density (kg/m ³):	8900
Permanent Magnet Density (kg/m ³):	7500
Armature Core Steel Density (kg/m ³):	7650
Rotor Core Steel Density (kg/m ³):	7650
Armature Copper Weight (kg):	1.67579
Permanent Magnet Weight (kg):	0.900094
Armature Core Steel Weight (kg):	4.09751
Rotor Core Steel Weight (kg):	0.675813
Total Net Weight (kg):	7.34921
Armature Core Steel Consumption (kg):	12.7581
Rotor Core Steel Consumption (kg):	5.55628

STEADY STATE PARAMETERS

Stator Winding Factor:	0.866025
D-Axis Reactive Inductance Lad (H):	3.58677e-05
Q-Axis Reactive Inductance Laq (H):	3.58677e-05
D-Axis Inductance L1+Lad(H):	0.00037097
Q-Axis Inductance L1+Laq(H):	0.00037097
Armature Leakage Inductance L1 (H):	0.000335102
Slot Leakage Inductance Ls1 (H):	0.000321258
End Leakage Inductance Le1 (H):	3.13141e-06
Harmonic Leakage Inductance Ld1 (H):	1.07132e-05
Zero-Sequence Inductance L0 (H):	6.00164e-05
Armature Phase Resistance R1 (ohm):	0.0526371
Armature Phase Resistance at 20C (ohm):	0.042611
D-Axis Time Constant (s):	0.000681415
Q-Axis Time Constant (s):	0.000681415
Ideal Back-EMF Constant KE (Vs/rad):	0.69468
Start Torque Constant KT (Nm/A):	0.674741
Rated Torque Constant KT (Nm/A):	1.10856

NO-LOAD MAGNETIC DATA

Stator-Teeth Flux Density (Tesla):	1.98062
Stator-Yoke Flux Density (Tesla):	0.594739
Rotor-Yoke Flux Density (Tesla):	1.15966
Air-Gap Flux Density (Tesla):	1.00823
Magnet Flux Density (Tesla):	1.10226
Stator-Teeth By-Pass Factor:	0.037678
Stator-Yoke By-Pass Factor:	7.97443e-06
Rotor-Yoke By-Pass Factor:	1.64924e-05

Stator-Teeth Ampere Turns (A.T):	919.194	Input Power (W):	47284.6
Stator-Yoke Ampere Turns (A.T):	0.746907	Efficiency (%):	93.114
Rotor-Yoke Ampere Turns (A.T):	1.44043	Rated Speed (rpm):	3218.96
Air-Gap Ampere Turns (A.T):	880.587	Rated Torque (N.m):	130.614
Magnet Ampere Turns (A.T):	-1802.64	Locked-Rotor Torque (N.m):	147.227
		Locked-Rotor Current (A):	6.17582

Armature Reactive Ampere Turns at Start Operation (A.T):	963.017
Leakage-Flux Factor:	1
Correction Factor for Magnetic Circuit Length of Stator Yoke:	0.836494
Correction Factor for Magnetic Circuit Length of Rotor Yoke:	0.646054

No-Load Speed (rpm):	5421.34
Cogging Torque (N.m):	4.10474

FULL-LOAD DATA

Average Input Current (A):	118.211
Root-Mean-Square Armature Current (A):	93.016
Armature Thermal Load (A ² /mm ³):	2209.77
Specific Electric Loading (A/mm):	121.815
Armature Current Density (A/mm ²):	18.1403
Frictional and Windage Loss (W):	144.993
Iron-Core Loss (W):	901.617
Armature Copper Loss (W):	1366.24
Transistor Loss (W):	652.499
Diode Loss (W):	190.686
Total Loss (W):	3256.04
Output Power (W):	44028.6

WINDING ARRANGEMENT

The 3-phase, 2-layer winding can be arranged in 3 slots as below:

ABC

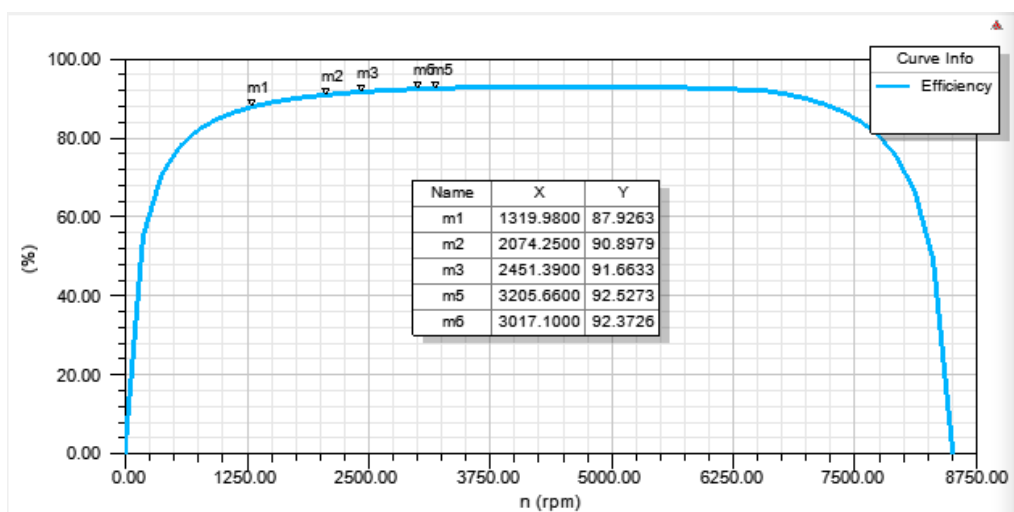
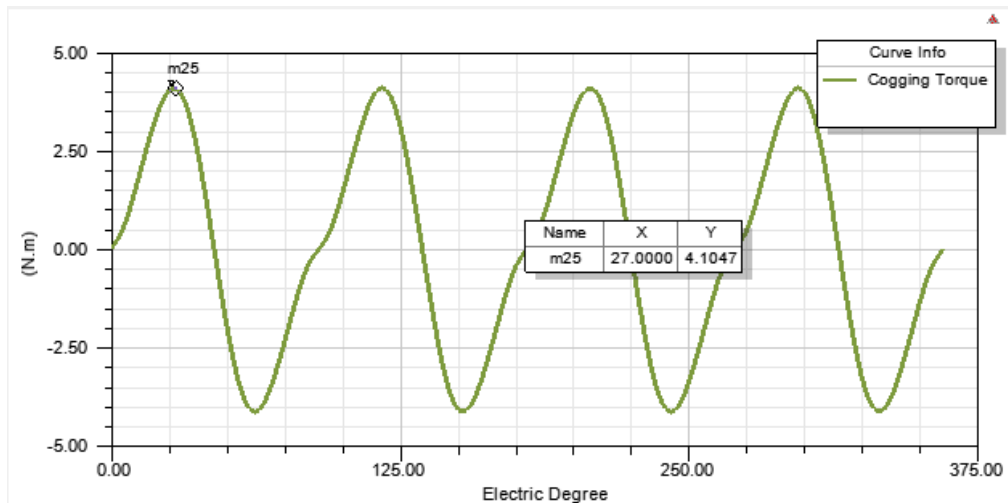
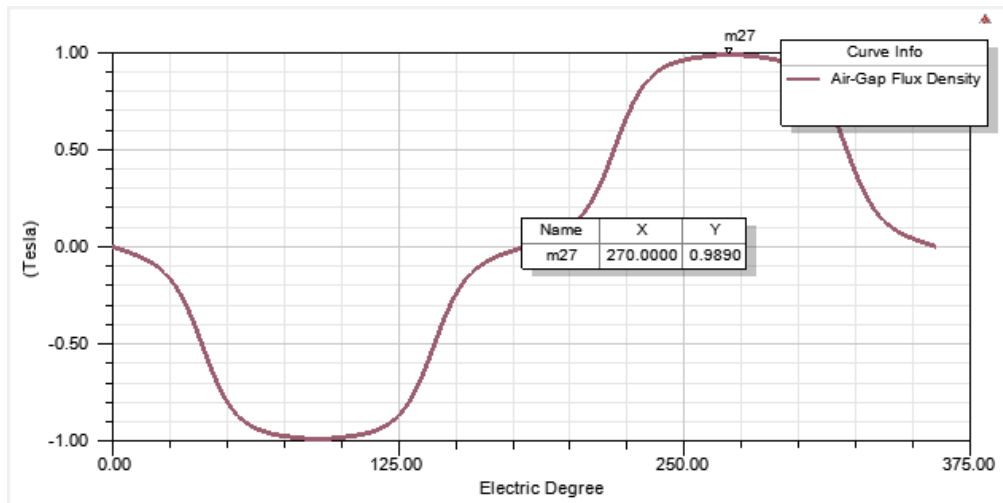
Angle per slot (elec. degrees):	120
Phase-A axis (elec. degrees):	60
First slot center (elec. degrees):	0

TRANSIENT FEA INPUT DATA

For Armature Winding:	
Number of Turns:	120
Parallel Branches:	1
Terminal Resistance (ohm):	0.0526371
End Leakage Inductance (H):	3.13141e-06
2D Equivalent Value:	
Equivalent Model Depth (mm):	40
Equivalent Stator Stacking Factor:	0.95
Equivalent Rotor Stacking Factor:	0.95
Equivalent Br (Tesla):	1.34561
Equivalent Hc (kA/m):	996.775

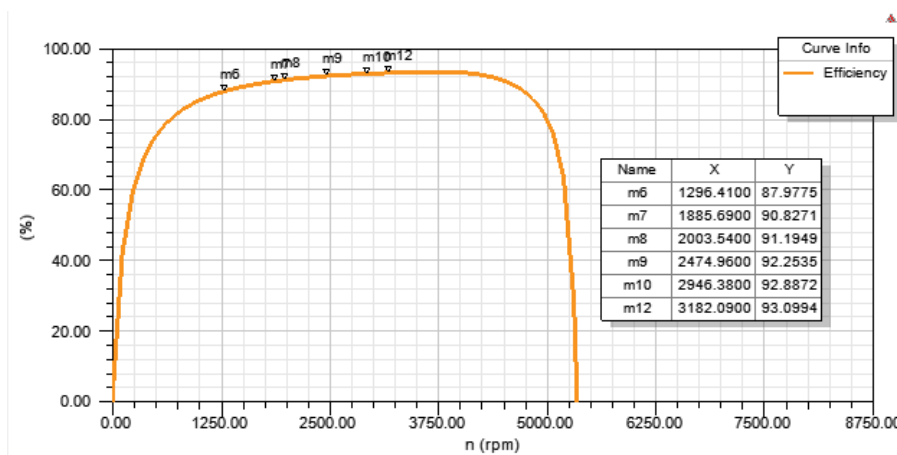
10.5. Příloha E – průběhy nevyužité při rozboru simulací

Model č. 1



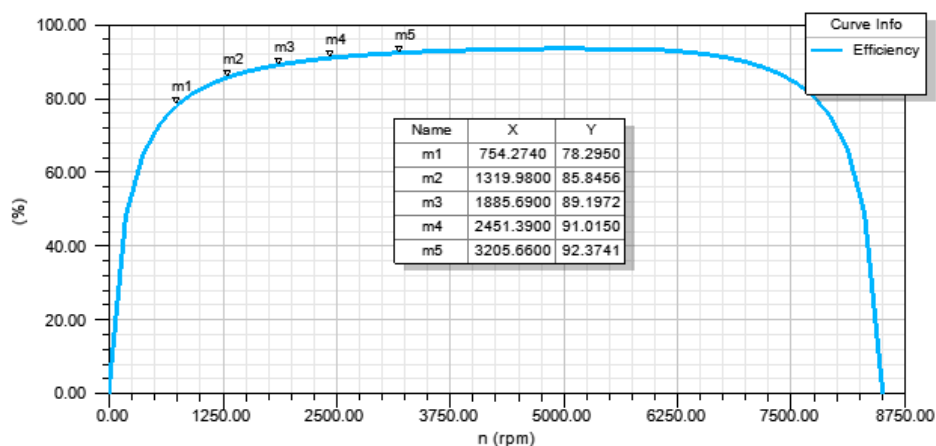
Model č. 2

Průběhy *Air-Gap Flux Density* a *Cogging Torque* odpovídají modelu č.1 v příloze E.



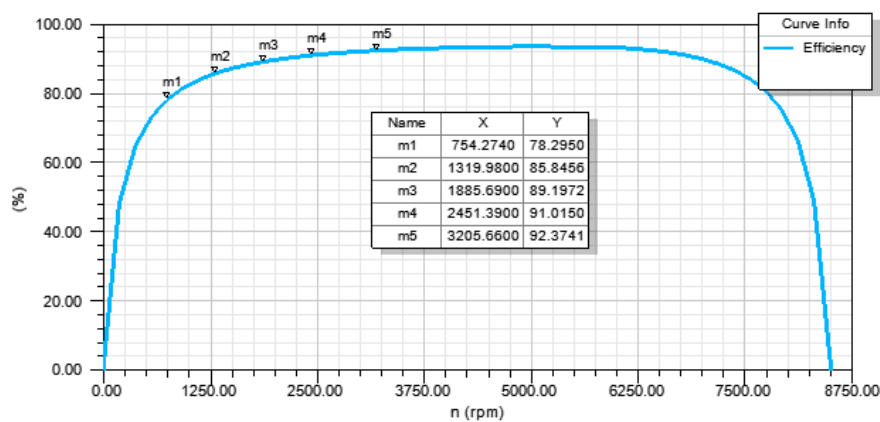
Model č.3

Průběhy *Air-Gap Flux Density* a *Cogging Torque* odpovídají modelu č.1 v příloze E.



Model č.4

Průběhy *Air-Gap Flux Density* a *Cogging Torque* odpovídají modelu č.1 v příloze E.



10.6. Příloha F – Desing Sheet modelu č.3

GENERAL DATA

Rated Output Power (kW):	30
Rated Voltage (V):	400
Number of Poles:	30
Given Rated Speed (rpm):	2660
Frictional Loss (W):	17.7333
Windage Loss (W):	69.7078
Rotor Position:	Inner
Type of Load:	Fan Load
Type of Circuit:	L3
Lead Angle of Trigger in Elec. Degrees:	0
Trigger Pulse Width in Elec. Degrees:	120
One-Transistor Voltage Drop (V):	2
One-Diode Voltage Drop (V):	2
Operating Temperature (C):	80
Maximum Current for CCC (A):	399
Minimum Current for CCC (A):	361

STATOR DATA

Number of Stator Slots:	45
Outer Diameter of Stator (mm):	248
Inner Diameter of Stator (mm):	175
Type of Stator Slot:	4
Stator Slot	
hs0 (mm):	0.95
hs1 (mm):	1.13
hs2 (mm):	23.3
bs0 (mm):	2.45
bs1 (mm):	6.8
bs2 (mm):	10.13
rs (mm):	2.056
Top Tooth Width (mm):	5.71294
Bottom Tooth Width (mm):	5.6417
Skew Width (Number of Slots)	0
Length of Stator Core (mm):	40
Stacking Factor of Stator Core:	0.95
Type of Steel:	M19_29G_V3
Designed Wedge Thickness (mm):	0.977174
Slot Insulation Thickness (mm):	0
Layer Insulation Thickness (mm):	0
End Length Adjustment (mm):	0
Number of Parallel Branches:	1
Number of Conductors per Slot:	10
Type of Coils:	21
Average Coil Pitch:	1
Number of Wires per Conductor:	66
Wire Diameter (mm):	0.404
Wire Wrap Thickness (mm):	0
Slot Area (mm ²):	225.711
Net Slot Area (mm ²):	217.286
Limited Slot Fill Factor (%):	75
Stator Slot Fill Factor (%):	49.5765
Coil Half-Turn Length (mm):	51.0017

ROTOR DATA

Minimum Air Gap (mm):	1
Inner Diameter (mm):	143
Length of Rotor (mm):	40
Stacking Factor of Iron Core:	0.95
Type of Steel:	M19_29G_V3
Polar Arc Radius (mm):	86.5
Mechanical Pole Embrace:	0.552
Electrical Pole Embrace:	0.56786
Max. Thickness of Magnet (mm):	10
Width of Magnet (mm):	9.99475
Type of Magnet:	Arnold_Magnetics_N52_80C
Type of Rotor:	2
Magnetic Shaft:	No

PERMANENT MAGNET DATA

Residual Flux Density (Tesla):	1.3456
Coercive Force (kA/m):	522.151
Maximum Energy Density (kJ/m ³):	333.135

Relative Recoil Permeability:	1.0743
Demagnetized Flux Density (Tesla):	0.73109
Recoil Residual Flux Density (Tesla):	1.34561
Recoil Coercive Force (kA/m):	996.775

MATERIAL CONSUMPTION

Armature Copper Density (kg/m ³):	8900
Permanent Magnet Density (kg/m ³):	7500
Armature Core Steel Density (kg/m ³):	7650
Rotor Core Steel Density (kg/m ³):	7650
Armature Copper Weight (kg):	1.72816
Permanent Magnet Weight (kg):	0.900094
Armature Core Steel Weight (kg):	4.09751
Rotor Core Steel Weight (kg):	0.675813
Total Net Weight (kg):	7.40158
Armature Core Steel Consumption (kg):	12.7581
Rotor Core Steel Consumption (kg):	5.55628

STEADY STATE PARAMETERS

Stator Winding Factor:	0.866025
D-Axis Reactive Inductance Lad (H):	1.40108e-05
Q-Axis Reactive Inductance Laq (H):	1.40108e-05
D-Axis Inductance L1+Lad(H):	0.00014491
Q-Axis Inductance L1+Laq(H):	0.00014491
Armature Leakage Inductance L1 (H):	0.000130899
Slot Leakage Inductance Ls1 (H):	0.000125491
End Leakage Inductance Le1 (H):	1.22321e-06
Harmonic Leakage Inductance Ld1 (H):	4.18485e-06
Zero-Sequence Inductance L0 (H):	2.34439e-05
Armature Phase Resistance R1 (ohm):	0.0199383
Armature Phase Resistance at 20C (ohm):	0.0161405
D-Axis Time Constant (s):	0.000702709
Q-Axis Time Constant (s):	0.000702709
Ideal Back-EMF Constant KE (Vs/rad):	0.431012
Start Torque Constant KT (Nm/A):	0.417324
Rated Torque Constant KT (Nm/A):	1.10273

NO-LOAD MAGNETIC DATA

Stator-Teeth Flux Density (Tesla):	1.98062		
Stator-Yoke Flux Density (Tesla):	0.594739		
Rotor-Yoke Flux Density (Tesla):	1.15966		
Air-Gap Flux Density (Tesla):	1.00823		
Magnet Flux Density (Tesla):	1.10226		
Stator-Teeth By-Pass Factor:	0.037678		
Stator-Yoke By-Pass Factor:	7.97443e-06		
Rotor-Yoke By-Pass Factor:	1.64924e-05		
Input Power (W):	57138.2		
Efficiency (%):	92.3881		
Stator-Teeth Ampere Turns (A.T):	919.194	Rated Speed (rpm):	3208.93
Stator-Yoke Ampere Turns (A.T):	0.746907	Rated Torque (N.m):	157.092
Rotor-Yoke Ampere Turns (A.T):	1.44043		
Air-Gap Ampere Turns (A.T):	880.587	Locked-Rotor Torque (N.m):	162.265
Magnet Ampere Turns (A.T):	-1802.64	Locked-Rotor Current (A):	8.55265

Armature Reactive Ampere Turns at Start Operation (A.T):	1063.8
Leakage-Flux Factor:	1
Correction Factor for Magnetic Circuit Length of Stator Yoke:	0.836494
Correction Factor for Magnetic Circuit Length of Rotor Yoke:	0.646054

WINDING ARRANGEMENT

The 3-phase, 2-layer winding can be arranged in 3 slots as below:

ABC

No-Load Speed (rpm):	8674.15	Angle per slot (elec. degrees):	120
Cogging Torque (N.m):	4.10474	Phase-A axis (elec. degrees):	60
		First slot center (elec. degrees):	0

FULL-LOAD DATA

Average Input Current (A):	142.845
Root-Mean-Square Armature Current (A):	172.922
Armature Thermal Load (A ² /mm ³):	2892.86
Specific Electric Loading (A/mm):	141.538
Armature Current Density (A/mm ²):	20.4387
Frictional and Windage Loss (W):	143.775
Iron-Core Loss (W):	897.967
Armature Copper Loss (W):	1788.58
Transistor Loss (W):	1035.43
Diode Loss (W):	483.565
Total Loss (W):	4349.32
Output Power (W):	52788.9

TRANSIENT FEA INPUT DATA

For Armature Winding:	
Number of Turns:	75
Parallel Branches:	1
Terminal Resistance (ohm):	0.0199383
End Leakage Inductance (H):	1.22321e-06
2D Equivalent Value:	
Equivalent Model Depth (mm):	40
Equivalent Stator Stacking Factor:	0.95
Equivalent Rotor Stacking Factor:	0.95
Equivalent Br (Tesla):	1.34561
Equivalent Hc (kA/m):	996.775

10.7. Příloha G – Design Sheet modelu č.4

GENERAL DATA

Rated Output Power (kW):	30
Rated Voltage (V):	400
Number of Poles:	30
Given Rated Speed (rpm):	2750
Frictional Loss (W):	18.3333
Windage Loss (W):	77.0255
Rotor Position:	Inner
Type of Load:	Fan Load
Type of Circuit:	L3
Lead Angle of Trigger in Elec. Degrees:	0
Trigger Pulse Width in Elec. Degrees:	120
One-Transistor Voltage Drop (V):	2
One-Diode Voltage Drop (V):	2
Operating Temperature (C):	80
Maximum Current for CCC (A):	399
Minimum Current for CCC (A):	361

STATOR DATA

Number of Stator Slots:	45
Outer Diameter of Stator (mm):	248
Inner Diameter of Stator (mm):	175
Type of Stator Slot:	4
Stator Slot	
hs0 (mm):	0.95
hs1 (mm):	1.13
hs2 (mm):	23.3
bs0 (mm):	2.45
bs1 (mm):	6.8
bs2 (mm):	10.13
rs (mm):	2.056
Top Tooth Width (mm):	5.71294
Bottom Tooth Width (mm):	5.6417
Skew Width (Number of Slots)	0
Length of Stator Core (mm):	40
Stacking Factor of Stator Core:	0.946
Type of Steel:	M19_29G_V3
Designed Wedge Thickness (mm):	0.977174
Slot Insulation Thickness (mm):	0
Layer Insulation Thickness (mm):	0
End Length Adjustment (mm):	0
Number of Parallel Branches:	1
Number of Conductors per Slot:	16
Type of Coils:	21
Average Coil Pitch:	1
Number of Wires per Conductor:	40
Wire Diameter (mm):	0.404
Wire Wrap Thickness (mm):	0
Slot Area (mm ²):	225.711
Net Slot Area (mm ²):	217.286
Limited Slot Fill Factor (%):	75
Stator Slot Fill Factor (%):	48.0742
Coil Half-Turn Length (mm):	51.0017

ROTOR DATA

Minimum Air Gap (mm):	1
Inner Diameter (mm):	143
Length of Rotor (mm):	40
Stacking Factor of Iron Core:	0.946
Type of Steel:	M19_29G
Polar Arc Radius (mm):	86.5
Mechanical Pole Embrace:	0.552
Electrical Pole Embrace:	0.56786
Max. Thickness of Magnet (mm):	10
Width of Magnet (mm):	9.99475
Type of Magnet:	Arnold_Magnetics_N52_80C
Type of Rotor:	2
Magnetic Shaft:	No

PERMANENT MAGNET DATA

Residual Flux Density (Tesla):	1.3456
Coercive Force (kA/m):	522.151
Maximum Energy Density (kJ/m ³):	333.135

Relative Recoil Permeability:	1.0743
Demagnetized Flux Density (Tesla):	0.73109
Recoil Residual Flux Density (Tesla):	1.34561
Recoil Coercive Force (kA/m):	996.775

MATERIAL CONSUMPTION

Armature Copper Density (kg/m ³):	8900
Permanent Magnet Density (kg/m ³):	7500
Armature Core Steel Density (kg/m ³):	7650
Rotor Core Steel Density (kg/m ³):	7650
Armature Copper Weight (kg):	1.67579
Permanent Magnet Weight (kg):	0.900094
Armature Core Steel Weight (kg):	4.08026
Rotor Core Steel Weight (kg):	0.672968
Total Net Weight (kg):	7.32911
Armature Core Steel Consumption (kg):	18.2373
Rotor Core Steel Consumption (kg):	7.04469

STEADY STATE PARAMETERS

Stator Winding Factor:	0.866025
D-Axis Reactive Inductance Lad (H):	3.58677e-05
Q-Axis Reactive Inductance Laq (H):	3.58677e-05
D-Axis Inductance L1+Lad(H):	0.00037097
Q-Axis Inductance L1+Laq(H):	0.00037097
Armature Leakage Inductance L1 (H):	0.000335102
Slot Leakage Inductance Ls1 (H):	0.000321258
End Leakage Inductance Le1 (H):	3.13141e-06
Harmonic Leakage Inductance Ld1 (H):	1.07132e-05
Zero-Sequence Inductance L0 (H):	6.00164e-05
Armature Phase Resistance R1 (ohm):	0.0526371
Armature Phase Resistance at 20C (ohm):	0.042611
D-Axis Time Constant (s):	0.000681415
Q-Axis Time Constant (s):	0.000681415
Ideal Back-EMF Constant KE (Vs/rad):	0.697074
Start Torque Constant KT (Nm/A):	0.661978
Rated Torque Constant KT (Nm/A):	1.09083

NO-LOAD MAGNETIC DATA

Stator-Teeth Flux Density (Tesla):	1.98425		
Stator-Yoke Flux Density (Tesla):	0.59583		
Rotor-Yoke Flux Density (Tesla):	1.16179		
Air-Gap Flux Density (Tesla):	1.00582		
Magnet Flux Density (Tesla):	1.09963		
Stator-Teeth By-Pass Factor:	0.0388421		
Stator-Yoke By-Pass Factor:	8.65075e-06		
Rotor-Yoke By-Pass Factor:	1.79474e-05	Input Power (W):	53581
		Efficiency (%):	92.5948
Stator-Teeth Ampere Turns (A.T):	942.888	Rated Speed (rpm):	3252.09
Stator-Yoke Ampere Turns (A.T):	0.748212	Rated Torque (N.m):	145.682
Rotor-Yoke Ampere Turns (A.T):	1.44728		
Air-Gap Ampere Turns (A.T):	878.487	Locked-Rotor Torque (N.m):	254.682
Magnet Ampere Turns (A.T):	-1822.11	Locked-Rotor Current (A):	16.4871
Armature Reactive Ampere Turns at Start Operation (A.T):	1702.08		
Leakage-Flux Factor:	1		
Correction Factor for Magnetic Circuit Length of Stator Yoke:	0.836114		
Correction Factor for Magnetic Circuit Length of Rotor Yoke:	0.645515		
No-Load Speed (rpm):	5434.3		
Cogging Torque (N.m):	4.08519		

WINDING ARRANGEMENT

The 3-phase, 2-layer winding can be arranged in 3 slots as below:

ABC

Angle per slot (elec. degrees):	120
Phase-A axis (elec. degrees):	60
First slot center (elec. degrees):	0

FULL-LOAD DATA

Average Input Current (A):	133.952
Root-Mean-Square Armature Current (A):	109.377
Armature Thermal Load (A ² /mm ³):	3055.54
Specific Electric Loading (A/mm):	143.243
Armature Current Density (A/mm ²):	21.3312
Frictional and Windage Loss (W):	149.067
Iron-Core Loss (W):	913.19
Armature Copper Loss (W):	1889.16
Transistor Loss (W):	770.804
Diode Loss (W):	245.571
Total Loss (W):	3967.79
Output Power (W):	49613.2

TRANSIENT FEA INPUT DATA

For Armature Winding:	
Number of Turns:	120
Parallel Branches:	1
Terminal Resistance (ohm):	0.0526371
End Leakage Inductance (H):	3.13141e-06
2D Equivalent Value:	
Equivalent Model Depth (mm):	40
Equivalent Stator Stacking Factor:	0.946
Equivalent Rotor Stacking Factor:	0.946
Equivalent Br (Tesla):	1.34561
Equivalent Hc (kA/m):	996.775

10.8. Příloha H - Nastavení simulace pro Maxwell proudy 220 A

Motion Setup

Type | Data | Mechanical

Consider Mechanical Transient

Initial Angular Velocity: 1495 rpm

Moment of Inertia: 0.6378371 kg m²

Damping: 0.00918069 N-m-sec/rad

Load Torque: `if(speed<157.075, -0.0735337*speed, -31225.5/speed)`

Solve Setup

General | Save Fields | Advanced | Solver | Expression Cache | Defaults

Name: Setup1 Enabled

Transient Setup

Adaptive Time Step

Stop time: 0.05 s

Time step: 1e-05 s

Solve Setup

General | Save Fields | Advanced | Solver | Expression Cache

Nonlinear Residual: 0.0001

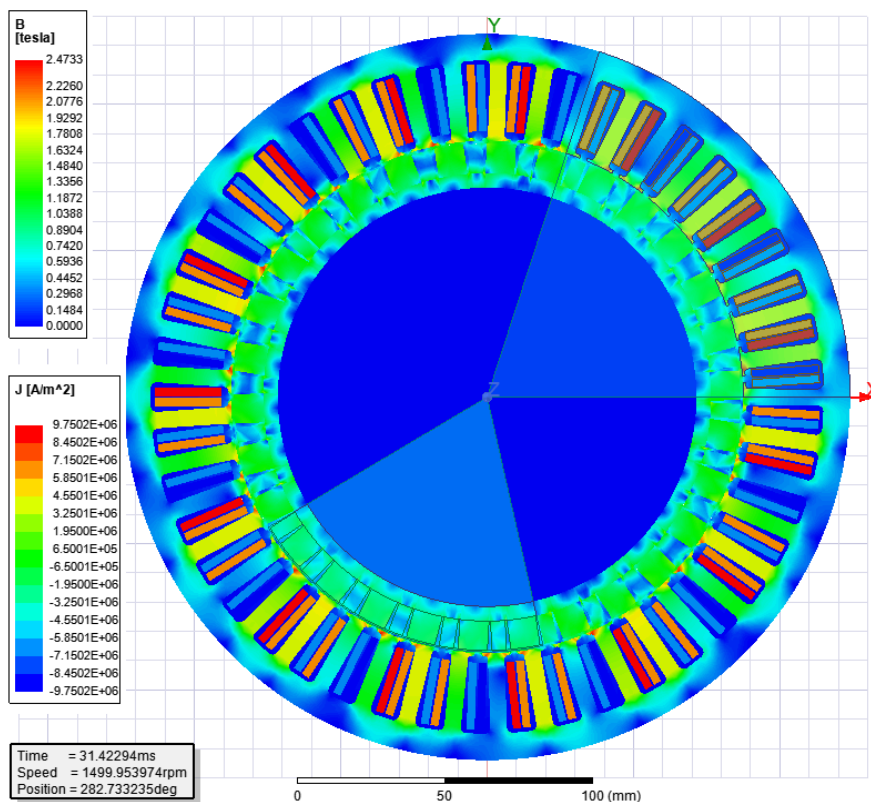
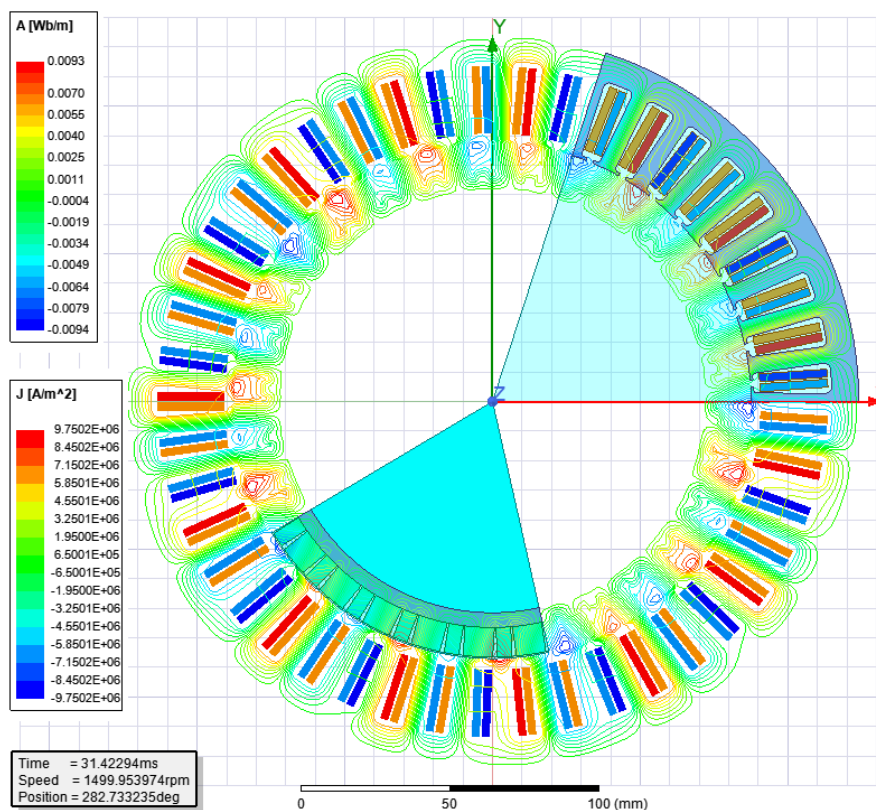
Smooth BH Curve

Output error

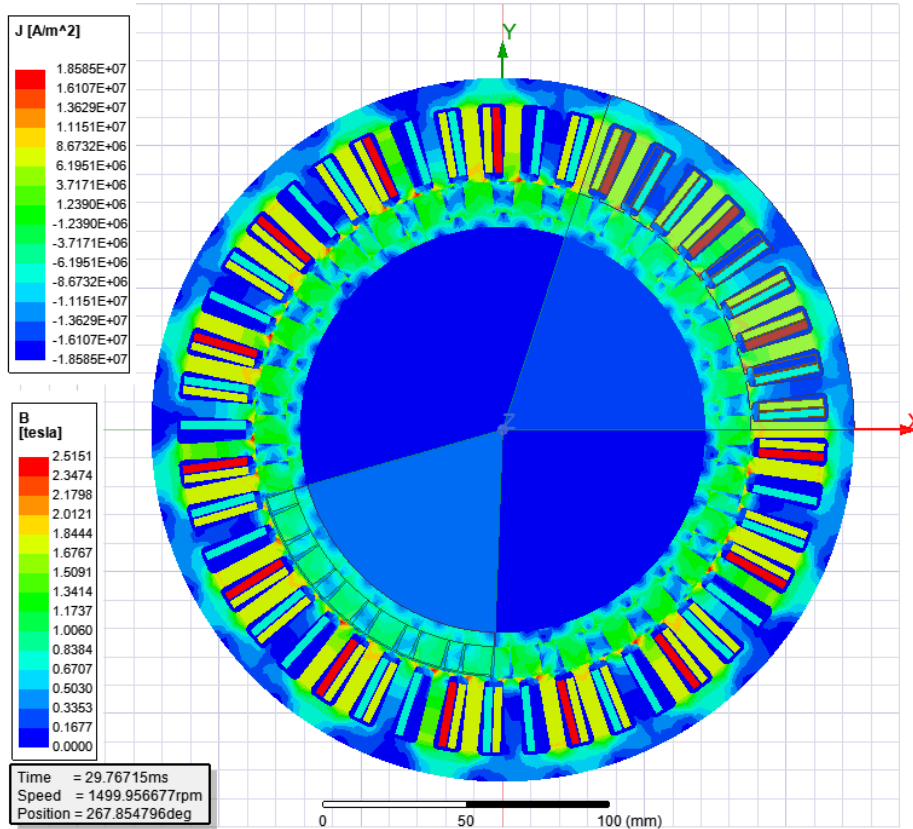
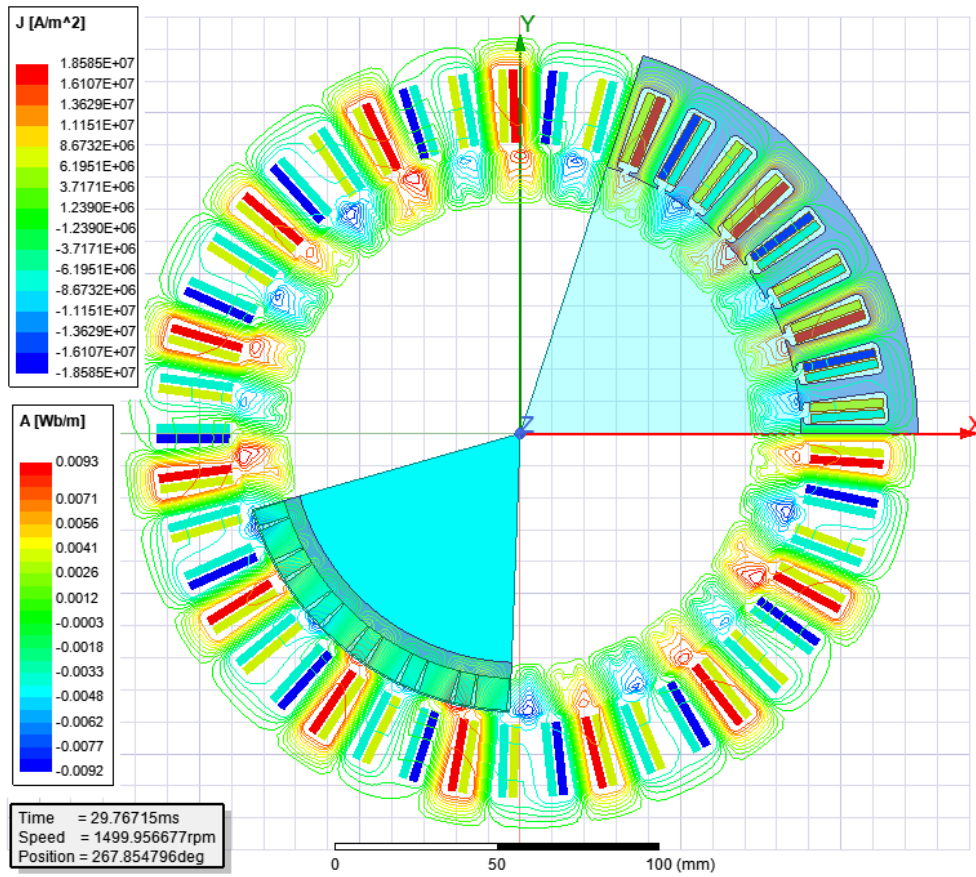
Time Integration Method: Backward Euler

10.9. Příloha I – Mapy magnetických polí - simulace 220 A

Model č.1



Model č.2



10.10. Příloha J - Nastavení simulace pro Maxwell proudy 390 A

Motion Setup

Type | Data | Mechanical

Consider Mechanical Transient

Initial Angular Velocity: 3198 rpm

Moment of Inertia: 0.6378371 kg m²

Damping: 0.00916418 N-m-sec/rad

Load Torque: $\text{if}(\text{speed} < 335.093, -0.0735337 * \text{speed}, -78225.5 / \text{speed})$

Solve Setup

General | Save Fields | Advanced | Solver | Expression Cache | Defaults

Name: Setup1 Enabled

Transient Setup

Adaptive Time Step

Stop time: 0.05 s

Time step: 1e-05 s

Solve Setup

General | Save Fields | Advanced | Solver | Expression Cache

Nonlinear Residual: 0.0001

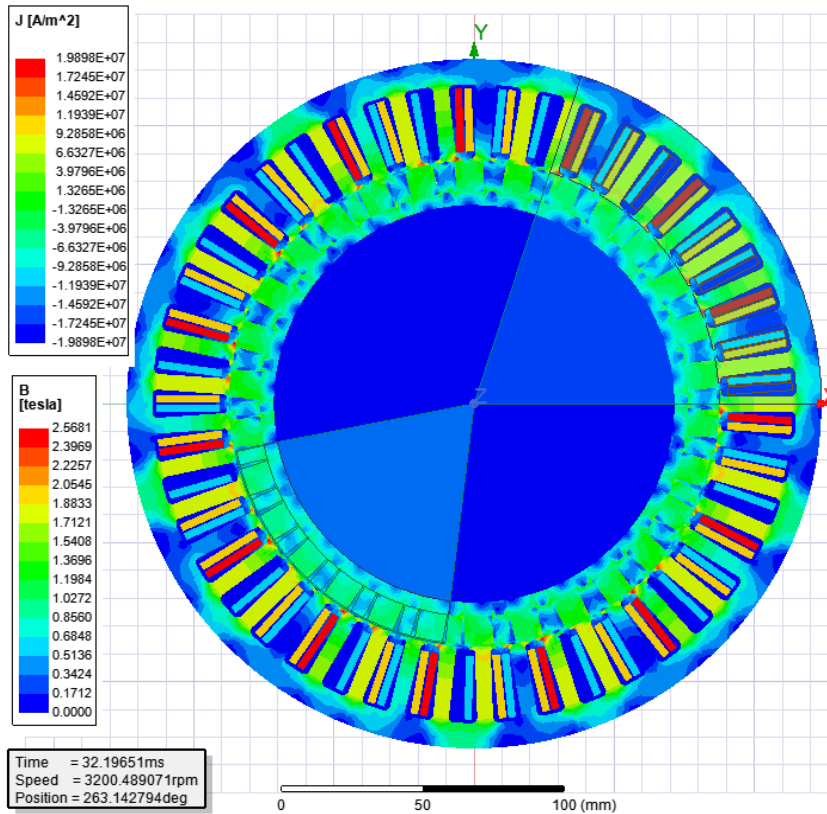
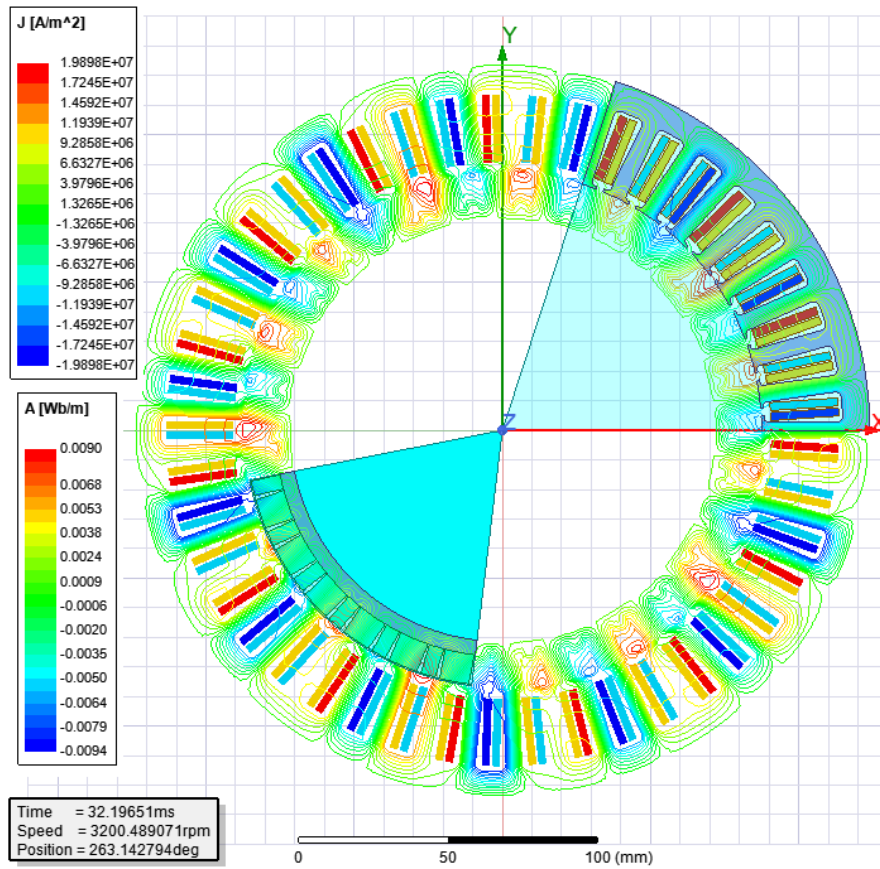
Smooth BH Curve

Output error

Time Integration Method: Backward Euler

10.11. Příloha K - Mapy magnetických polí - simulace 390 A

Model č.3



Model č. 4

