



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV VÝKONOVÉ ELEKTROTECHNIKY A ELEKTRONIKY

DEPARTMENT OF POWER ELECTRICAL AND ELECTRONIC ENGINEERING

ELEKTROMAGNETICKÝ NÁVRH SYNCHRONNÍHO MOTORU S PERMANENTNÍMI MAGNETY

DESIGN OF INTERIOR PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. Ondřej Žák, DiS.

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

doc. Ing. Ondřej Vítek, Ph.D.

BRNO 2019

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor **Silnoproudá elektrotechnika a výkonová elektronika**

Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky

Student: Bc. Ondřej Žák, DiS.

ID: 164957

Ročník: 2

Akademický rok: 2018/19

NÁZEV TÉMATU:

Elektromagnetický návrh synchronního motoru s permanentními magnety

POKyny PRO VYPRACOVÁNÍ:

1. Seznamte se s problematikou synchronních motorů s PM (PMSM).
2. Proveďte návrh magnetického obvodu motoru zadaných parametrů.
3. Vytvořte model navrženého PMSM v prostředí ANSYS Maxwell.
4. Zhodnoťte a diskutujte získané výsledky.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] PETROV, Georgij N. Elektrické stroje 2. Praha: Academia, 1982. 728 s.

[2] Hendershot, J. R. Jr., Miller, T.J.E. Design of Brushless Permanent-Magnet Motors. Oxford: Magna Physic Publishing and Clarendon Press, 1994.

[3] Časopisecké a konferenční články z databáze IEEE Xplore.

Termín zadání: 4.2.2019

Termín odevzdání: 22.5.2019

Vedoucí práce: doc. Ing. Ondřej Vítek, Ph.D.

Konzultant:

doc. Ing. Ondřej Vítek, Ph.D.
předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor diplomové práce nesmí při vytváření diplomové práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č.40/2009 Sb.

Abstrakt

Práce se zabývá problematikou synchronního motoru s permanentními magnety. Je zde proveden návrh motoru za pomoci analytických a empirických vztahů. Hlavní důraz je kladen na popis magnetického obvodu motoru. Následně je provedena analýza motoru metodou konečných prvků. Hlavním cílem této práce je najít způsob, jak použít feritové permanentní magnety v synchronních motorech.

Klíčová slova

Synchronní motor, permanentní magnet, magnetický obvod, elektromagnetický návrh, metoda konečných prvků

Abstract

The thesis describes problematics of synchronous motor with permanent magnets. The design is provided by analytic and empiric procedures. The great accent is placed on the description of the magnetic circuit of the motor. The finite element method analysis of designed motor is performed subsequently. The main target of this thesis is to find the way, how the ferrite permanent magnet should be used in synchronous motor.

Keywords

Synchronous motor, permanent magnet, magnetic circuit, electromagnetic design, finite element method

Bibliografická citace:

ŽÁK, Ondřej. Elektromagnetický návrh synchronního motoru s permanentními magnety [online]. Brno, 2019 [cit. 2019-05-22]. Dostupné z: <https://www.vutbr.cz/studenti/zav-prace/detail/119853>. Diplomová práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky. Vedoucí práce Ondřej Vítek.

Prohlášení

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma Elektromagnetický návrh synchronního motoru s permanentními magnety jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne: 21. května 2019

.....

podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu diplomové práce doc. Ing. Ondřeji Vítkovi, PhD. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce.

V Brně dne: 21. května 2019

.....

podpis autora

Obsah

Úvod	11
1 Synchronní stroje s permanentními magnety	12
1.1 Obvodový model	13
1.2 Fázorový diagram	16
1.3 Magnetický obvod	17
1.4 Permanentní magnety	19
1.4.1 Feritové permanentní magnety	19
1.4.2 Permanentní magnety ze vzácných zemin	20
1.4.3 AlNiCO permanentní magnety	20
2 Analýza synchronního motoru s permanentními magnety	21
2.1 Analytický výpočet	21
2.1.1 Vinutí motoru	23
2.1.2 Výpočet magnetického obvodu	23
2.1.3 Odporů a reaktance	31
2.1.4 Ztráty a účinnost	35
2.2 Analýza metodou konečných prvků	36
2.2.1 Nastavení modelu	36
2.2.2 Výsledky analýzy	39
3 Návrh řezu s feritovými magnety	44
3.1 Analýza SM s feritovými vnořenými PM	44
3.1.1 Návrh řezu	44
3.1.2 Nastavení analýzy	45
3.1.3 Výsledky analýzy	46
3.2 Analýza SM s feritovými PM s konstantní výškou umístěnými na povrchu rotoru	49
3.2.1 Návrh řezu	49
3.2.2 Nastavení analýzy	50
3.2.3 Výsledky analýzy	50
3.3 Analýza SM s feritovými PM s proměnnou výškou umístěnými na povrchu rotoru	53
3.3.1 Návrh řezu	53

3.3.2	Nastavení analýzy	54
3.3.3	Výsledky analýzy	54
3.4	Porovnání navržených motorů s původním motorem.....	57
4	Úprava SM s feritovými PM pro zvýšení účinnosti.....	59
4.1	Zvýšení účinnosti SM s proměnnou výškou feritových PM	59
4.2	Výsledky analýzy upraveného motoru	60
4.3	Porovnání navrženého motoru s původním motorem.....	62
5	Závěr	63

Seznam obrázků

<i>Obrázek 1-1: Obvodový model synchronního motoru s hladkým rotorem</i>	13
<i>Obrázek 1-2: Obvodový model synchronního motoru s vyniklými póly</i>	15
<i>Obrázek 1-3: Fázorový diagram synchronního motoru s hladkým rotorem</i>	16
<i>Obrázek 1-4: Fázorový diagram synchronního motoru s vyniklými póly</i>	17
<i>Obrázek 1-5: Magnetizační charakteristika plechů M700-50A [9]</i>	18
<i>Obrázek 1-6: Závislost demagnetizační charakteristiky na teplotě [8]</i>	20
<i>Obrázek 2-1: Rozměry řezu navrhovaného motoru</i>	22
<i>Obrázek 2-2: Vinutí motoru</i>	23
<i>Obrázek 2-3: Průběh magnetického toku</i>	24
<i>Obrázek 2-4: Náhradní magnetický obvod</i>	25
<i>Obrázek 2-5: Zjednodušený náhradní magnetický obvod</i>	27
<i>Obrázek 2-6: Rozměry pro výpočet měrné vodivosti drážky [7]</i>	33
<i>Obrázek 2-7: Fázorový diagram analyzovaného motoru</i>	39
<i>Obrázek 2-8: Rozložení magnetické indukce v řezu motoru</i>	40
<i>Obrázek 2-9: Průběh proudů ve statorovém vinutí</i>	41
<i>Obrázek 2-10: Průběh indukovaného napětí od permanentních magnetů</i>	42
<i>Obrázek 2-11: Průběh výkonů v motoru</i>	42
<i>Obrázek 3-1: Hlavní rozměry SM s vnořenými feritovými magnety</i>	44
<i>Obrázek 3-2: Fázorový diagram analyzovaného motoru</i>	46
<i>Obrázek 3-3: Rozložení magnetické indukce v řezu motoru</i>	47
<i>Obrázek 3-4: Rozložení magnetické indukce při nulovém napájecím napětí</i>	47
<i>Obrázek 3-5: Průběh indukovaného napětí od permanentních magnetů</i>	48
<i>Obrázek 3-6: Průběh výkonů v motoru</i>	49
<i>Obrázek 3-7: Hlavní rozměry SM s feritovými PM s konstantní výškou</i>	50
<i>Obrázek 3-8: Fázorový diagram analyzovaného motoru</i>	51
<i>Obrázek 3-9: Rozložení magnetické indukce v řezu motoru</i>	51
<i>Obrázek 3-10: Průběh indukovaného napětí od permanentních magnetů</i>	52
<i>Obrázek 3-11: Průběh výkonů v motoru</i>	52
<i>Obrázek 3-12: Hlavní rozměry SM s feritovými PM s proměnnou výškou</i>	53

<i>Obrázek 3-13: Fázorový diagram analyzovaného motoru</i>	54
<i>Obrázek 3-14: Rozložení magnetické indukce v řezu motoru</i>	55
<i>Obrázek 3-15: Průběh indukovaného napětí od permanentních magnetů</i>	56
<i>Obrázek 3-16: Průběh výkonů v motoru</i>	56
<i>Obrázek 4-1: Závislost účinnosti na šířce zubu statoru</i>	59
<i>Obrázek 4-2: Rozložení magnetické indukce v řezu motoru</i>	60
<i>Obrázek 4-3: Průběh výkonů v motoru</i>	61

Seznam tabulek

<i>Tabulka 1: Přehled analogií mezi elektrickým a magnetickým obvodem</i>	18
<i>Tabulka 2: Hodnoty magnetické indukce v zobrazených bodech</i>	40
<i>Tabulka 3: Parametry analyzovaného motoru určené metodou konečných prvků... ..</i>	43
<i>Tabulka 4: Hodnoty magnetické indukce v bodech zobrazených v řezu motoru</i>	48
<i>Tabulka 5: Hodnoty magnetické indukce v bodech zobrazených v řezu motoru</i>	50
<i>Tabulka 6: Hodnoty magnetické indukce v bodech zobrazených v řezu motoru</i>	55
<i>Tabulka 7: Porovnání navrhovaných variant s původním motorem</i>	57
<i>Tabulka 8: Hodnoty magnetické indukce v bodech zobrazených v řezu motoru</i>	60
<i>Tabulka 9: Porovnání výsledného návrhu s původním motorem</i>	62

ÚVOD

Synchronní stroje byly dlouhou dobu používány především jako generátory, popřípadě kompenzátory. Jako motory byly používány minimálně, protože zde bylo několik překážek – problém s rozběhem motoru, poměrně malá momentová přetížitelnost (při jejím překročení motor vypadne ze synchronismu), nutnost buzení kotvy stejnosměrným proudem (byly nutné dva elektrické zdroje). U motorů s permanentními magnety na rotoru nutnost buzení odpadá, ale ostatní překážky zůstávají.

V poslední době se však, díky prudkému rozvoji frekvenčních měničů, synchronní stroje používají jako motory stále více. Jejich velkou výhodou je totiž vyšší účinnost proti asynchronním motorům a problémy s rozběhem i malou přetížitelností se dají pomocí měničů vyřešit.

Díky prudkému rozvoji permanentních magnetů s prvky vzácných zemin se navíc velmi rozšířily i malé synchronní motory s právě takovými permanentními magnety. Takové motory spojují velkou výhodu asynchronních motorů – konstrukční jednoduchost a spolehlivost – s vysokou účinností, konstantními otáčkami nezávislými na zatížení, relativně jednoduchým řízením a dobrými dynamickými vlastnostmi. Díky těmto vlastnostem jsou dnes hojně využívány například jako pohony v elektromobilech.

I tak však zůstává jeden výrazný potenciální problém s těmito motory, a sice závislost na dodávce permanentních magnetů ze vzácných zemin z Číny. Vysoké procento ložisek těchto surovin v ekonomicky výtěžitelném množství vlastní tato země. Tento fakt dělá ze vzácných zemin politicko-strategickou surovinu a pro ostatní země je závislost na této surovině potenciálním bezpečnostním rizikem.

Jakkoliv se tedy může zdát vývoj synchronního motoru s feritovými permanentními magnety nesmyslným krokem zpět, z pohledu bezpečnostních rizik to může být naopak prozíravým krokem dopředu.

1 SYNCHRONNÍ STROJE S PERMANENTNÍMI MAGNETY

Synchronní motor s permanentními magnety je jako každý elektromotor složen z rotoru a statoru. Stator je uložen v kostře, která odvádí teplo z motoru, v případě feromagnetického materiálu snižuje magnetický odpor jha statoru. Ke kostře se připevňují ložiskové štíty, které nesou hřídel s nalisovaným rotorem.

Stator i rotor jsou z důvodu snížení ztrát vířivými proudy složeny ze vzájemně izolovaných elektrotechnických plechů, tj. z plechů s definovanými magnetickými vlastnostmi, které jsou vyráběny tak, aby byl jejich elektrický odpor co největší a magnetický odpor co nejmenší.

V drážkách statoru je uloženo vinutí, obvykle napájené z třífázové střídavé soustavy (v dnešní době je tato soustava převážně vytvářena měničem), kde cívky jednotlivých fází jsou vzájemně otočeny o 120° elektrických, čímž je ve vzduchové mezeře vytvořeno točivé magnetické pole.

Na rotoru jsou umístěny permanentní magnety, které vytvářejí stacionární magnetické pole. Jejich uspořádáním je určen počet pólů, tedy i rychlost otáčení vzhledem k točivému magnetickému poli statoru. Tato úhlová rychlost je dána vztahem:

$$\omega_s = \frac{2 \cdot \pi \cdot f}{p} \quad (1.1)$$

Vinutí synchronních strojů může být rozložené nebo soustředěné. U malých synchronních motorů s permanentními magnety je především používáno soustředěné vinutí, které se mnohem lépe chladí a má mnohem nižší ztráty v čelech vinutí.

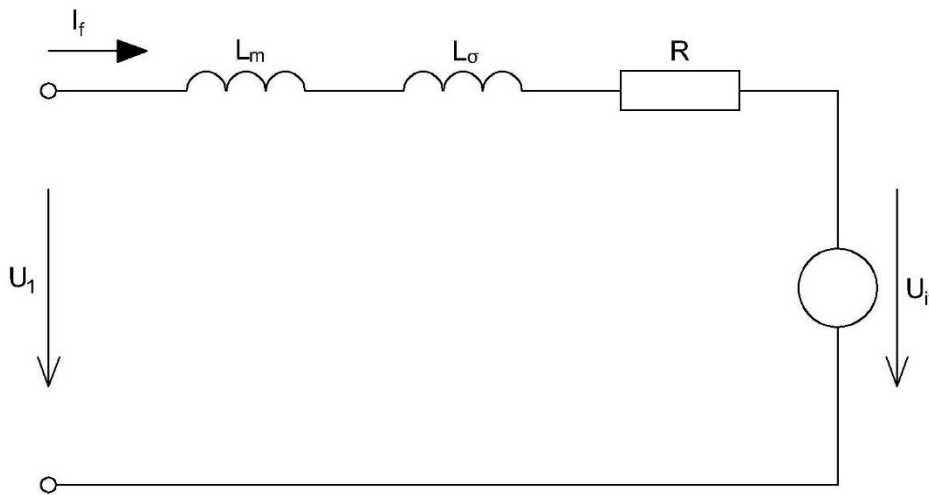
Umístění permanentních magnetů na rotoru může být v podstatě dvojí, na povrchu nebo vnořené. Rotory s vnořenými magnety mají výhodu v tom, že se pól může vytvarovat tak, aby průběh magnetické indukce v mezeře měl přibližně sinusový průběh. Navíc je technologicky jednoduché upevnit magnet na rotoru. U rotorů s magnety na povrchu se naproti tomu nemaří magnetický tok přesycováním feromagnetických můstků v okolí magnetů, takže dosahují vyšší magnetické indukce ve vzduchové mezeře.

1.1 Obvodový model

Pro popis synchronního stroje se používá obvodový model, který sice elektrodynamické děje v synchronním stroji zjednodušuje, ale díky tomu je možné synchronní motor s určitou mírou přesnosti relativně snadno navrhnout, popřípadě popsat různé provozní stavy.

Obvodový model synchronního motoru s hladkým rotorem:

Synchronní motor, u něhož magnetizační reaktance nezávisí na úhlu natočení rotoru se nazývá synchronní motor s hladkým rotorem. Pro takový motor platí obvodový model na obrázku 1-1.



Obrázek 1-1: Obvodový model synchronního motoru s hladkým rotorem

Napěťová rovnice popisující obvodový model je:

$$\hat{U}_1 = R \cdot \hat{I}_f + j \cdot X_m \cdot \hat{I}_f + j \cdot X_\sigma \cdot \hat{I}_f + \hat{U}_{if} \quad (1.2)$$

kde:	X_m	je magnetizační reaktance
	X_σ	je rozptylová reaktance
	R	je odpor statorového vinutí
	U_{if}	je indukované napětí
	U_1	je napájecí napětí
	I_f	proud procházející statorovým vinutím

Magnetizační reaktance (někdy také anyzývána hlavní) je reaktancí statorového vinutí. Rozptylová reaktance je součtem všech reaktancí, které vznikají v důsledku rozptylových toků. Hlavními rozptylovými toky synchronního stroje jsou rozptylový tok v drážkách statoru, rozptylový tok čel vinutí, rozptylový tok vzduchové mezery.

Často se obvodový model zjednodušuje tak, že se sloučí magnetizační a rozptylová reaktance. Taková reaktance se pak nazývá synchronní reaktance.

Odpor statorového vinutí se u větších strojů často zanedbává. V případě této práce by však takové zjednodušení vneslo do výpočtů velkou chybu.

V důsledku magnetického toku permanentních magnetů v magnetickém obvodu se ve statorovém vinutí indukuje napětí. Velikost indukovaného napětí obecně závisí na velikosti buzení, v případě použití permanentních magnetů jako budičů je tedy při konstantních otáčkách také konstantní.

Obvodový model synchronního motoru s vyniklými póly:

Geometrie rotoru u synchronních motorů s vyniklými póly má rozdílnou délku vzduchové mezery v podélné a příčné ose. V důsledku této magnetické nesymetrie je třeba synchronní indukčnost rozdělit na indukčnost v podélné ose (osa d) a v příčné ose (osa q). V podélné ose je indukčnost $L_d = L_{dm} + L_\sigma$, kde L_{dm} je magnetizační indukčnost v ose d a L_σ je rozptylová indukčnost statoru. V příčné ose se indukčnost vyjádří obdobně: $L_q = L_{qm} + L_\sigma$, kde L_{qm} je magnetizační indukčnost v ose q.

Statorový proud I_f zahrnuje opět dvě složky, jmenovitě proud v podélné ose I_d a proud v příčné ose I_q , kterému se také říká vnitřně činný proud, protože je ve fázi s indukovaným napětím. [7]

Obvodový model (obr. 1-2) pak popisují dvě rovnice:

$$\hat{U}_d = R \cdot \hat{I}_d + j \cdot X_d \cdot \hat{I}_d + j \cdot X_\sigma \cdot \hat{I}_d - j \cdot \omega \cdot L_q \cdot \hat{I}_q \quad (1.3)$$

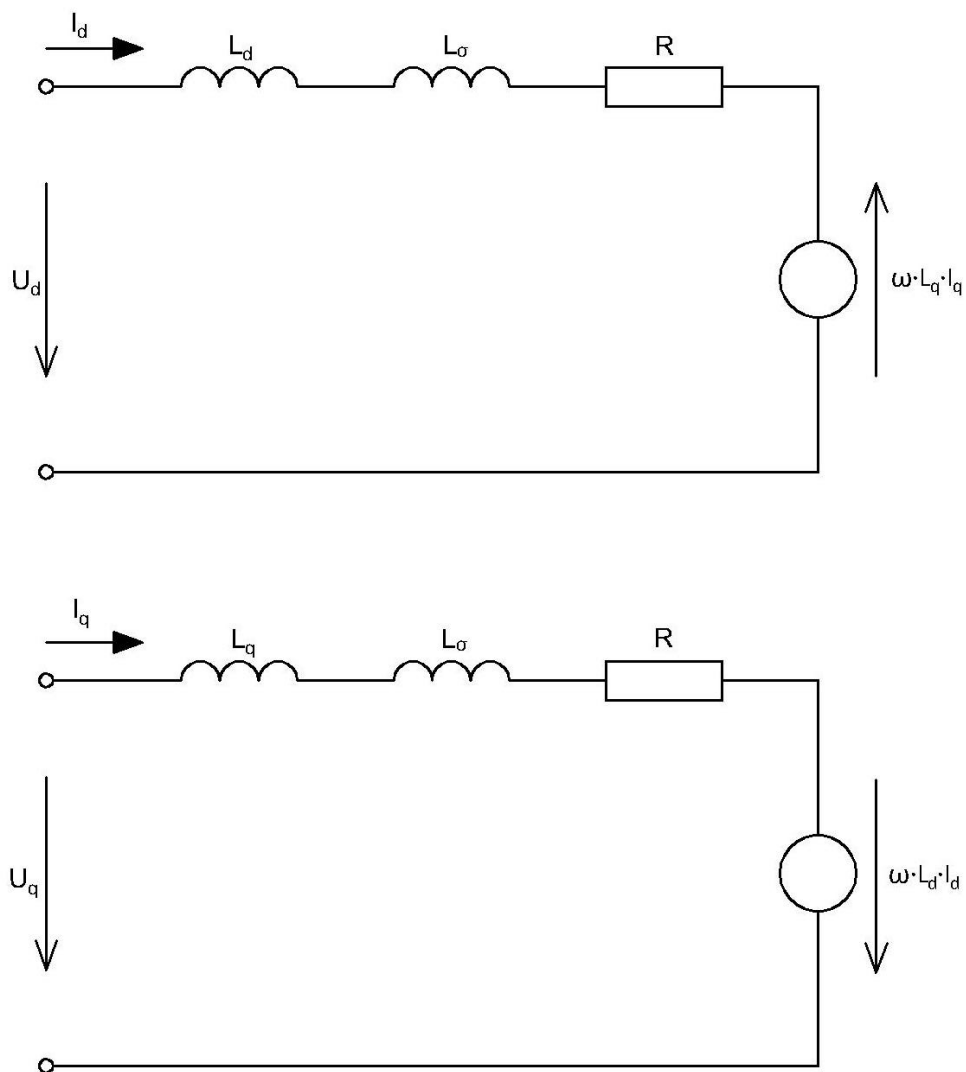
$$\hat{U}_q = R \cdot \hat{I}_q + j \cdot X_q \cdot \hat{I}_q + j \cdot X_\sigma \cdot \hat{I}_q + j \cdot \omega \cdot L_d \cdot \hat{I}_d \quad (1.4)$$

Protože však jsou napětí U_d a U_q a proudy I_d a I_q složkami celkového napětí U_1 a proudu I_f , je možné obě rovnice sloučit do jedné:

$$\hat{U}_1 = R \cdot \hat{I}_f + j \cdot X_d \cdot \hat{I}_d + j \cdot X_q \cdot \hat{I}_q + j \cdot X_\sigma \cdot \hat{I}_f + \hat{U}_{if} \quad (1.5)$$

kde $X_d; X_q$ je magnetizační reaktance v osách d a q

- X_σ je rozptylová reaktance
 R je odpor statorového vinutí
 U_{if} je indukované napětí
 U_1 je napájecí napětí
 I_f proud procházející statorovým vinutím a jeho složky:
 $I_d; I_q$ v osách d a q



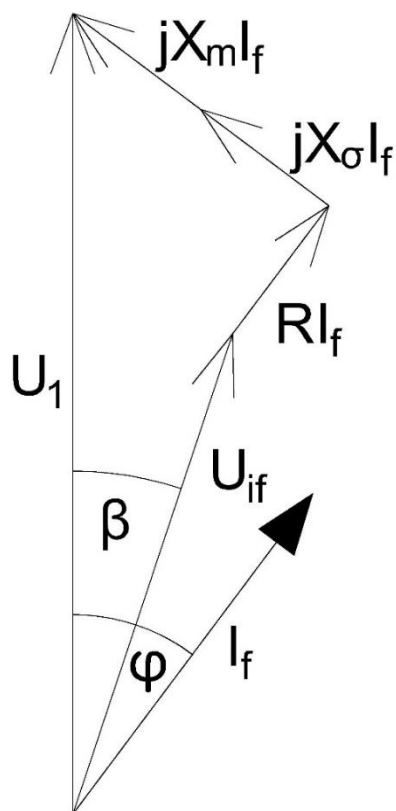
Obrázek 1-2: Obvodový model synchronního motoru s vyniklými póly

1.2 Fázorový diagram

Často se u synchronních motorů při jejich popisu využívá fázorový diagram díky jeho názornosti. Fázorový diagram se obvykle tvoří tak, že se do svislé osy zakreslí fázor napájecího napětí (popř. výstupní napětí u generátorů) U_1 . Směr fázoru proudu pak určuje provozní stav stroje (podbuzený versus přebuzený; generátor versus motor). Pro podbuzený motor směřuje fázor proudu do prvního kvadrantu. Pak je již možno sestavit úbytky napětí na reaktancích a odporu. Výsledkem takového vektorového součtu je indukované napětí [4]

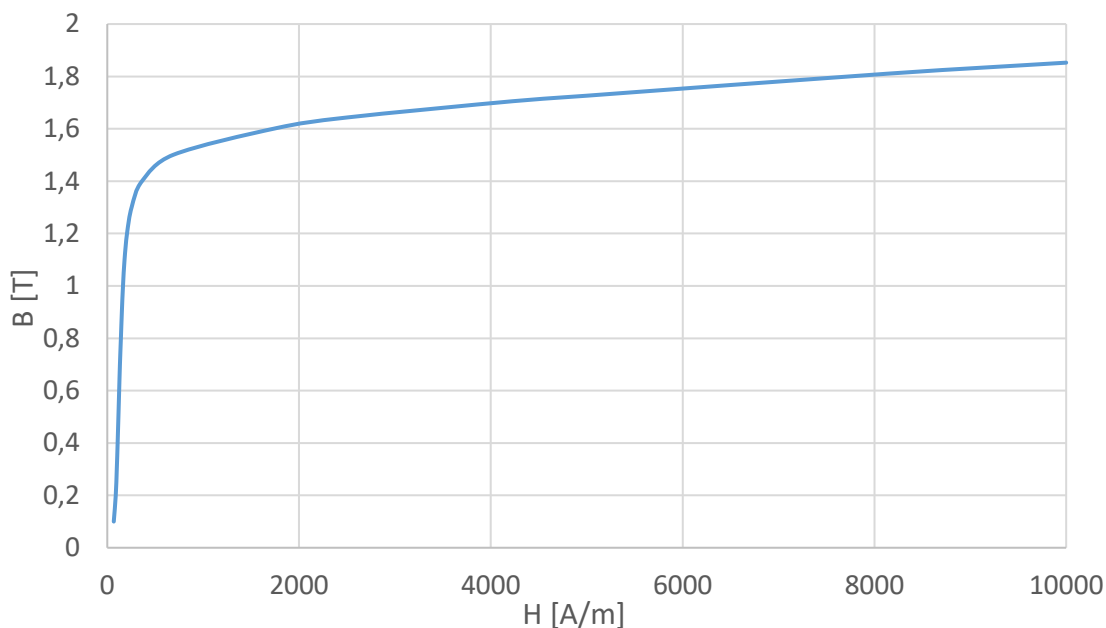
Fázorový diagram synchronního motoru s hladkým rotorem:

Jak již bylo řečeno výše, u synchronního motoru s hladkým rotorem je úbytek magnetizační reaktance nezávislá na natočení rotoru, takže úbytek na ní předbíhá satorový proud o 90° a je ve fázi s úbytkem na rozptylové reaktanci. Úbytek na odporu satorového vinutí je samozřejmě ve fázi se satorovým proudem. Úhel mezi satorovým



Obrázek 1-3: Fázorový diagram synchronního motoru s hladkým rotorem

materiálu vést magnetický tok. Na obrázku 1-5 je magnetizační křivka elektrotechnických plechů M700-50A, které jsou použity v následujícím návrhu synchronního motoru.



Obrázek 1-5: Magnetizační charakteristika plechů M700-50A [9]

Při výpočtu se magnetický obvod často zjednodušuje zavedením magnetických odporů, které se prohlásí za konstantní pro určitou oblast (např. právě pro zub statoru), což umožňuje vytvoření modelu, který se podobá elektrickému obvodu. Toto zjednodušení přináší tu výhodu, že se magnetický obvod stává právě analogií elektrického obvodu, kde se mohou uplatnit stejné principy pro výpočty. V následující tabulce je přehled těchto analogií.

Tabulka 1: Přehled analogií mezi elektrickým a magnetickým obvodem

elektrické napětí	U [V]	magnetické napětí	U_m [A]
elektrický proud	I [A]	magnetický tok	Φ [Wb]
elektrický odpor	R [Ω]	magnetický odpor	R_m [H^{-1}]
měrná vodivost	γ [S/m]	permeabilita	μ [H/m]
intenzita elektrického pole	E [V/m]	intenzita magnetického pole	H [A/m]
elektrická indukce	D [C/m^2]	magnetická indukce	B [T]

1.4 Permanentní magnety

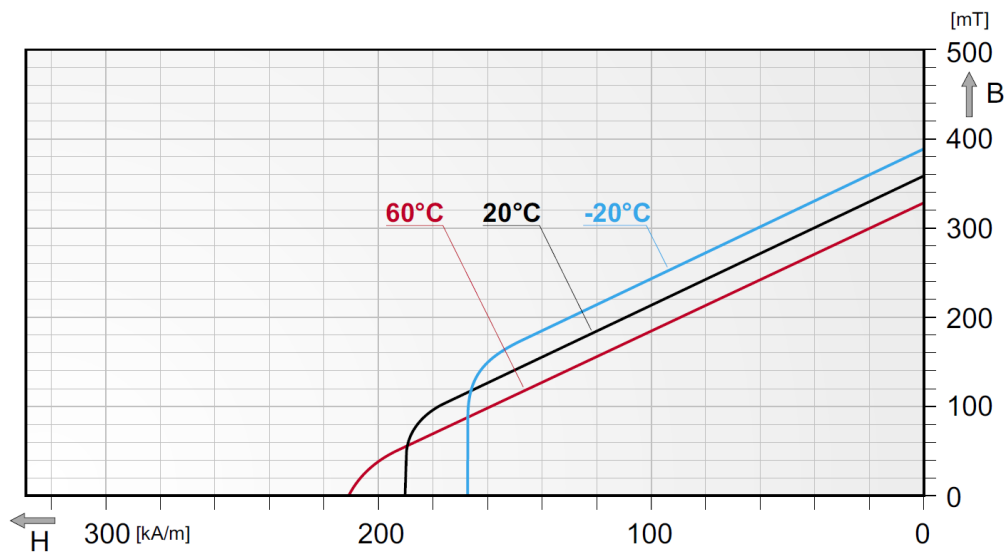
Permanentní magnety jsou vyrobeny z magneticky tvrdých feromagnetických materiálů. To znamená, že při vložení do dostatečně silného vnějšího magnetického pole se zmagnetuje (magnetické domény se natočí souhlasným směrem). Po odstranění vnějšího magnetického pole dále zůstávají zmagnetované, přičemž k odmagnetování může dojít opětovným přiložením vnějšího magnetického pole, popřípadě vysokou teplotou. Mají vysoký energetický součin $B \cdot H$ a širokou hysterezní smyčku. Koercitivní síla se pohybuje v řádech stovek kA/m a remanence v řádech stovek mT.

Nejvýznamnější materiály pro výrobu permanentních magnetů jsou magneticky tvrdé ferity, směsi přechodných kovů se vzácnými zeminami a AlNiCo.

1.4.1 Feritové permanentní magnety

Feritové magnety se vyrábí z oxidu železa s příměsí nejčastěji baria, stroncia nebo kobaltu. Technologie výroby spočívá v rozdrcení materiálu na prášek a následném slisování a spečení za pomoci pojiva do určitého tvaru. Ferity se také rozlišují podle způsobu výroby na izotropní a anizotropní. Anizotropní ferity se na rozdíl od izotropních lisují v magnetickém poli. Mají tak v jednom směru lepší magnetické vlastnosti. Touto technologií lze dosáhnout výrazně vyšší remanentní indukce v prioritním směru magnetizace (cca 1,5-2x větší) než v případě izotropních magnetů.

Pracovní teplota magneticky tvrdých feritů je cca -40°C až 250°C. Je třeba si ovšem uvědomit, že demagnetizační charakteristika (obr. 1-6) magneticky tvrdých feritů je teplotně závislá. Při zvyšování teploty klesá remanence a zároveň roste koercitivní síla. Koleno demagnetizační charakteristiky se tedy posouvá směrem k vyšším hodnotám intenzity magnetického pole. Naopak při snižování teploty roste remanence, ale klesá koercitivní síla.



Obrázek 1-6: Závislost demagnetizační charakteristiky na teplotě [8]

1.4.2 Permanentní magnety ze vzácných zemin

Permanentní magnety ze vzácných zemin jsou dnes nejpoužívanějšími permanentními magnety v synchronních motorech. Vyrábí se z lanthanoidů (konkrétně ze samaria nebo neodymu) a z přechodných kovů (železo, kobalt).

Magnety ze vzácných zemin se vyrábí buď řezáním ze surového lisovaného magnetu nebo lisováním do požadovaného tvaru v příčném nebo axiálním vnějším magnetickém poli. Podle technologie výroby pak mají různé magnetické vlastnosti, vždy však mají výrazně vyšší remanentní indukci a koercitivní sílu než ferity.

1.4.3 AlNiCo permanentní magnety

AlNiCo permanentní magnety jsou nejméně používané, protože jejich výroba je velmi drahá. Mají však velkou výhodu – vysokou teplotní a chemickou odolnost (bez problému se dají používat i při teplotě 500 °C). Mají relativně vysokou remanenci (může dosahovat až hodnoty 1,2 T), ale nemají tak vysokou koercitivní sílu, jako magnety ze vzácných zemin. [8]

2 ANALÝZA SYNCHRONNÍHO MOTORU S PERMANENTNÍMI MAGNETY

Analýza synchronního motoru s permanentními magnety, která je popsána v této kapitole, je provedena podle skutečného zadání elektromotoru firmy ATAS elektromotory Náchod a.s., které je vstupní předlohou této práce. Řez motoru, délka svazku, požadovaný výkon, otáčky a indukované napětí jsou dány tímto zadáním. Jedná se o šestipólový synchronní motor s vnořenými permanentními magnety ze vzácných zemin se soustředěným dvouvrstvým statorovým vinutím. Analýza je provedena částečně analyticky (magnetický obvod, výpočet vinutí a rozptylové reaktance) a také metodou konečných prvků v programu ANSYS Maxwell 2D.

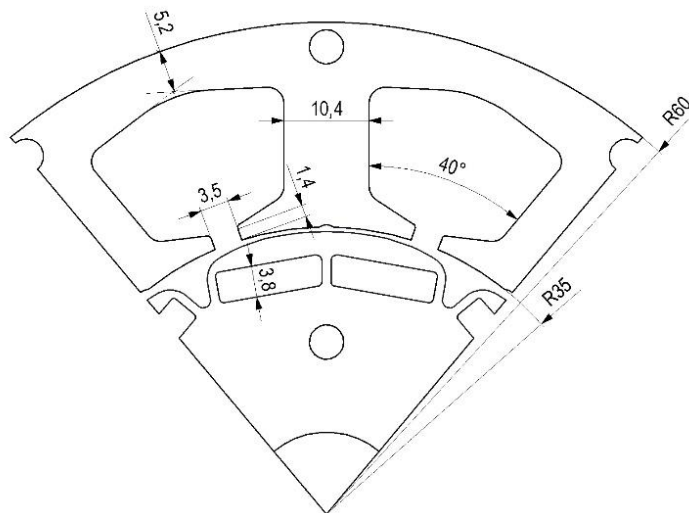
2.1 Analytický výpočet

Analytický výpočet elektromotoru je proveden na základě znalostí z literatury, především [4] a [7].

Vstupní parametry motoru jsou:

$U_i = 330 V$	požadované indukované napětí (sdružené)
$m = 3$	počet fází statoru
$n_s = 4500 \text{ min}^{-1}$	jmenovité synchronní otáčky
$2p = 6$	počet pólů statoru
$f = p \cdot f_{mech} = 225 \text{ Hz}$	frekvence napájecího napětí
$P_n = 1600 W$	jmenovitý výkon
$M_n = \frac{P_n}{\omega_{mech}} = 3,4 N \cdot m$	jmenovitý moment motoru

Dále je třeba uvést základní rozměry motoru (obr. 2-1).



Obrázek 2-1: Rozměry řezu navrhovaného motoru

Základní údaje řezu motoru:

$Q_S = 9$ počet drážek statoru

$D_{1S} = 120 \text{ mm}$ vnější průměr statoru

$D_{2S} = 70 \text{ mm}$ vnitřní průměr statoru

$S_{drS} = 355 \text{ mm}^2$ plocha statorové drážky

$D_{1r} = 68,6 \text{ mm}$ vnější průměr rotoru

$D_{2r} = 20 \text{ mm}$ vnitřní průměr rotoru

$\delta = \frac{D_{2S} - D_{1r}}{2} = 0,7 \text{ mm}$ vzduchová mezera

$D_\delta = 69,4 \text{ mm}$ střední průměr vzduchové mezery

$t_{d1} = \frac{\pi \cdot D_{2S}}{9} = 24,43 \text{ mm}$ drážková rozteč statoru

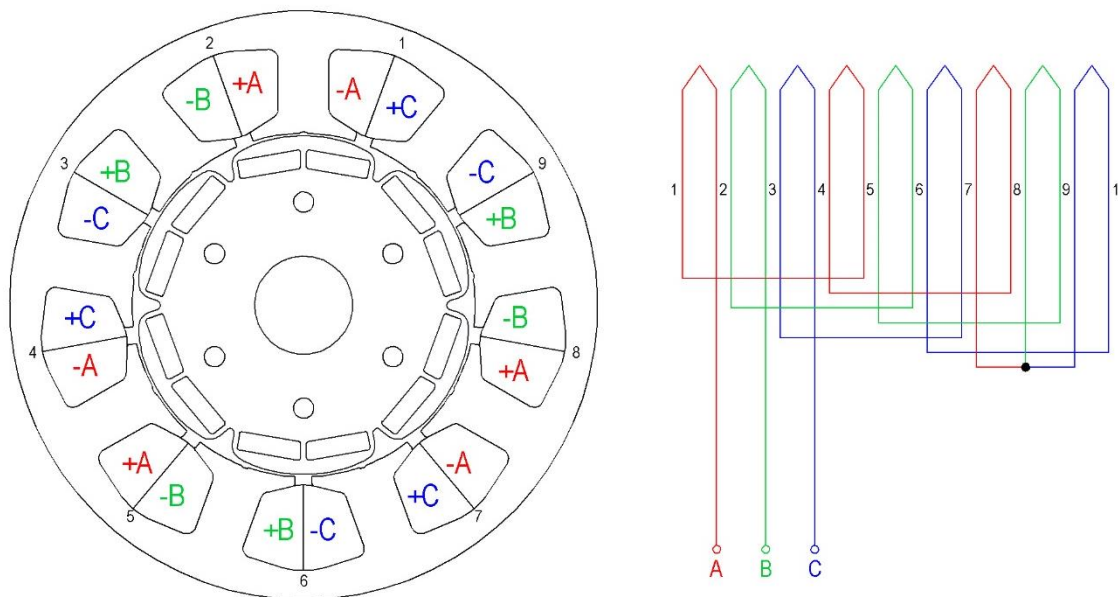
$\tau_p = \frac{D_\delta \cdot \pi}{6} = 36,23 \text{ mm}$ pólová rozteč

2.1.1 Vinutí motoru

Pro vybraný řez motoru je pouze jedna varianta, jak lze navinout, a sice dvouvrstvým soustředěným vinutím (obr. 2-2).

Činitel vinutí pro uvedené vinutí je dán poměrem magnetické indukce pod zubem statoru k magnetické indukci celého pólu a lze jej vypočítat podle následujícího vztahu:

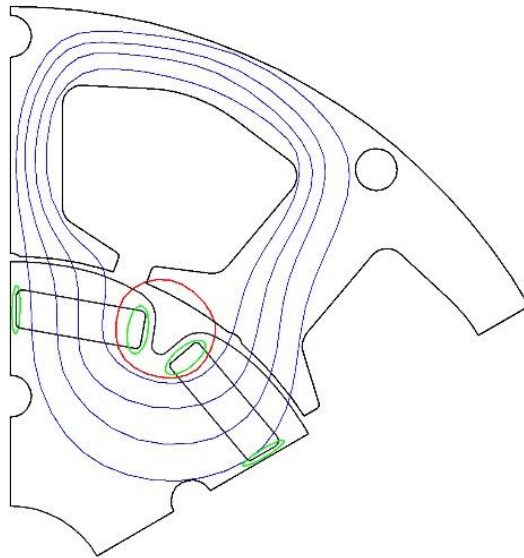
$$k_v = \frac{B_m \cdot \int_{30^\circ}^{150^\circ} \sin \alpha}{B_m \cdot \int_{0^\circ}^{180^\circ} \sin \alpha} = \frac{-\cos 150^\circ + \cos 30^\circ}{2} = 0,866 \quad (2.1)$$



Obrázek 2-2: Vinutí motoru

2.1.2 Výpočet magnetického obvodu

Vzhledem k tomu, že řez motoru je známý, magnetický obvod je vypočten na základě znalosti rozměrů jednotlivých částí magnetického obvodu, rozměrů permanentních magnetů a jejich vlastností. Magnetický tok se uzavírá přibližně podle obrázku 2-3. Modré magnetické siločáry zobrazují část magnetického toku permanentních magnetů, která prochází vzduchovou mezerou a uzavírá se kolem statorové drážky. Zelené siločáry představují rozptylový tok můstků kolem permanentních magnetů, červené siločáry zobrazují rozptylový tok vzduchovou mezerou a částí zubu statoru. Náhradní obvod pro výpočet magnetických napětí je potom na obrázku 2-4.



Obrázek 2-3: Průběh magnetického toku

výpočet magnetických odporů pracovního magnetického toku:

Magnetický odpor části železa nad permanentními magnety je vzhledem k ostatním magnetickým odporům zanedbatelný. Stejně tak rozptylový tok drážkou statoru je zanedbatelný. Ve výpočtu jsou tedy tyto části magnetického obvodu zanedbány.

Magnetický obvod pracovní části magnetického toku je složen ze dvou magnetických odporů vzduchové mezery, z magnetického odporu jha statoru a rotoru, magnetického odporu půlky průřezu zubu statoru a celého průřezu zubu statoru. Největším magnetickým odporem je vnitřní odpor permanentních magnetů.

Magnetický odpor je obecně dán permeabilitou materiálu, jeho délkou a průřezem podle následujícího vztahu:

$$R_m = \frac{l}{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot S_m} \quad (2.2)$$

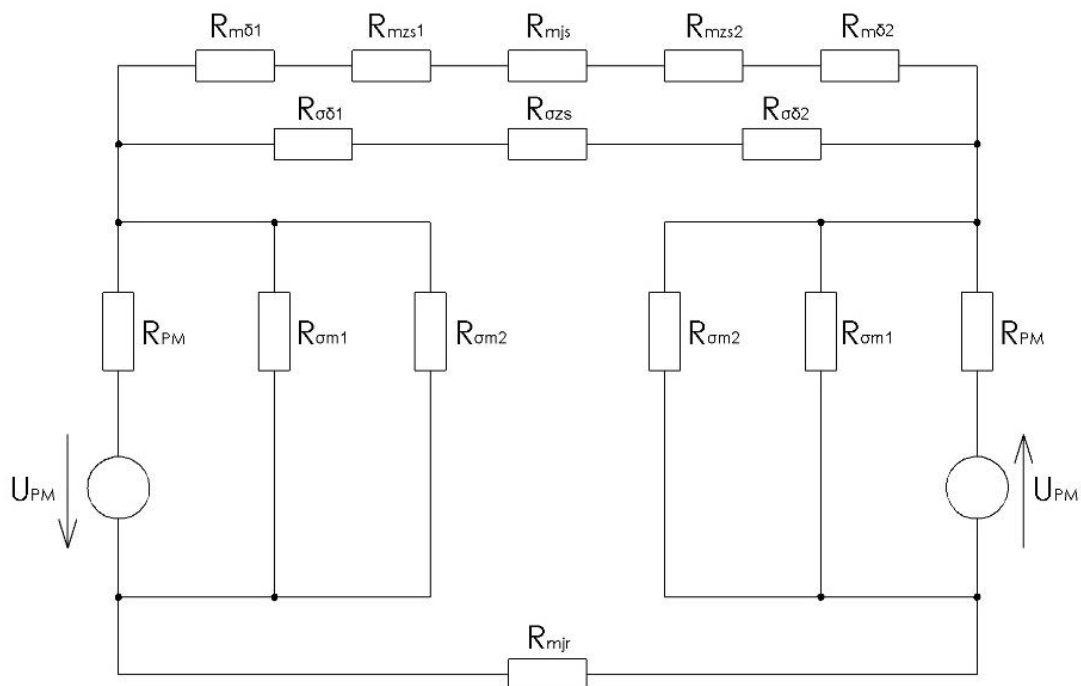
Relativní permeabilita μ_r musí být určena pro každou část obvodu zvlášť, protože je závislá na velikosti sycení. To je však na počátku výpočtu neznámé. Tato hodnota je tedy na začátku určena odhadem, dále pak je zpřesněna iterací. Pro vzduchovou mezeru je však předpokládáno $\mu_r = 1$.

Magnetický odpor vzduchové mezery se potom určí:

$$R_{\delta 1} = \frac{\delta}{\mu_0 \cdot S_{td1}} = 977026 \text{ H}^{-1} \quad (2.3)$$

kde: $S_{td1} = l_i \cdot \frac{t_{d1}}{2}$ je průřez vzduchové mezery

$l_i = 0,04 \text{ m}$ je délka svazku



Obrázek 2-4: Náhradní magnetický obvod

Magnetický odpor půlky průřezu zubu statoru:

$$R_{zs1} = \frac{l_{zs}}{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot \frac{S_{zs}}{2} \cdot k_{Fe}} = \frac{0,017}{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 76,5 \cdot 0,21 \cdot 10^{-3} \cdot 0,95} = 894519 \text{ H}^{-1} \quad (2.4)$$

Magnetický odpor celého průřezu zubu statoru:

$$R_{zs2} = \frac{l_{zs}}{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot S_{zs} \cdot k_{Fe}} = 6612 \text{ H}^{-1} \quad (2.5)$$

Magnetický odpor jha statoru:

$$R_{js} = \frac{l_{js}}{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot S_{js} \cdot k_{Fe}} = 38910 \text{ H}^{-1} \quad (2.6)$$

Magnetický odpor jha rotoru:

$$R_{jr} = \frac{l_{jr}}{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot S_{jr} \cdot k_{Fe}} = 6976 \text{ H}^{-1} \quad (2.7)$$

Magnetický odpor permanentních magnetů:

$$R_{PM} = \frac{l_{PM}}{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot S_{PM}} = 5460139 H^{-1} \quad (2.8)$$

výpočet magnetických odporů rozptylového toku v můstcích kolem PM:

Můstky představují zdánlivě magnetický zkrat. Jejich průřez je ovšem tak malý, že jejich sycení je vysoké. Relativní permeabilita se proto po nasycení blíží jedné a magnetický odpor tím vzrůstá:

$$R_{\sigma m1} = \frac{l_{\sigma m1}}{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot S_{m1}} = 42009656 H^{-1} \quad (2.9)$$

$$R_{\sigma m2} = \frac{l_{\sigma m2}}{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot S_{m2}} = 22914358 H^{-1} \quad (2.10)$$

výpočet magnetických odporů rozptylového toku vzduchovou mezerou a částí zubu statoru:

Výpočet této části rozptylového toku je proveden se značným geometrickým zjednodušením magnetické cesty. Vzhledem k jeho velikosti však toto zjednodušení příliš neovlivňuje výsledek. Popisovaná část magnetického obvodu je složena ze tří náhradních magnetických odporů, ze dvou magnetických odporů vzduchové mezery a z magnetického odporu části zubu statoru:

$$R_{\sigma \delta 1} = \frac{l_{\sigma \delta 1}}{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot S_{\delta 1}} = 10743894 H^{-1} \quad (2.11)$$

$$R_{\sigma \delta 2} = \frac{l_{\sigma \delta 2}}{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot S_{\delta 2}} = 607312 H^{-1} \quad (2.12)$$

$$R_{\sigma z s} = \frac{l_{\sigma z s}}{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot S_{\sigma z s}} = 25874 H^{-1} \quad (2.13)$$

výpočet magnetických odporů zjednodušeného schématu magnetického obvodu:

Aby bylo možné vypočítat magnetické toky jednotlivými částmi magnetického obvodu, je třeba si jej zjednodušit (obr. 2-5). Výpočet jednotlivých odporů a magnetických toků je analogií elektrických obvodů. Je tedy možné využít i principu superpozice pro výpočet magnetických napětí od obou magnetů zvlášť:

výpočet odporu magnetizační větve:

$$R_m = R_{m\delta 1} + R_{m\delta 2} + R_{mzs1} + R_{mzs2} + R_{mjs} = 2894093 H^{-1} \quad (2.14)$$

výpočet odporu rozptylové cesty přes vzduchovou mezeru:

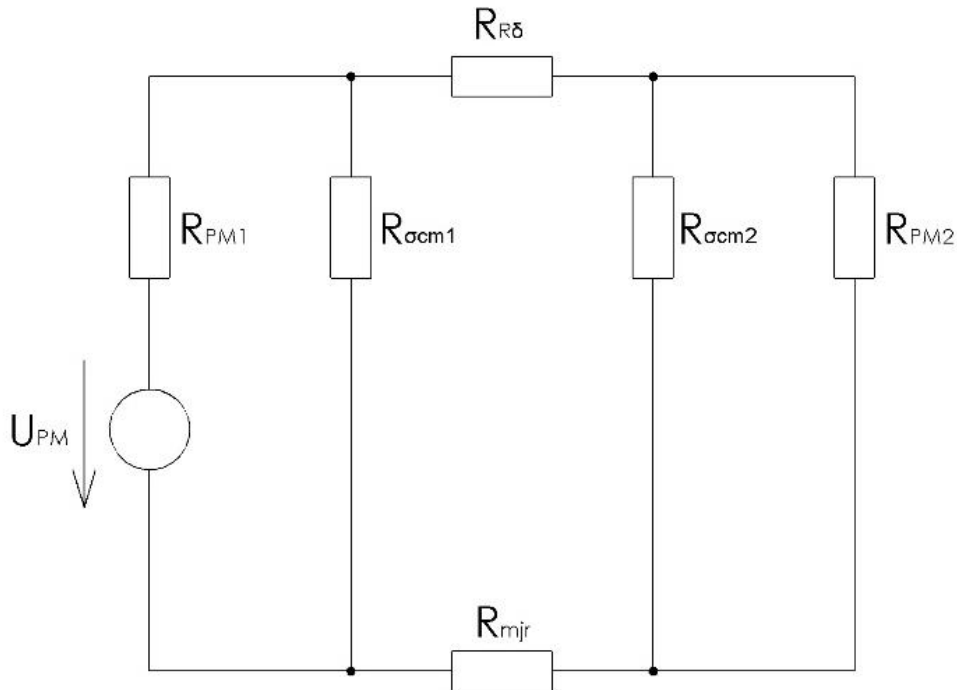
$$R_{\sigma\delta} = R_{\sigma\delta 1} + R_{\sigma\delta 2} + R_{\sigma z s} = 16843180 H^{-1} \quad (2.15)$$

výpočet odporu můstků kolem permanentních magnetů:

$$R_{\sigma c m 1} = R_{\sigma c m 2} = \frac{R_{\sigma m 1} \cdot R_{\sigma m 2}}{R_{\sigma m 1} + R_{\sigma m 2}} = 14826937 H^{-1} \quad (2.16)$$

výpočet magnetického odporu celkovému toku procházející vzduchovou mezerou:

$$R_{R\delta} = \frac{R_m \cdot R_{\sigma\delta}}{R_m + R_{\sigma\delta}} = 2469730 H^{-1} \quad (2.17)$$



Obrázek 2-5: Zjednodušený náhradní magnetický obvod

Nyní je třeba vypočítat magnetické napětí na jednotlivých částech pro zjednodušený náhradní obvod (obr. 2-5) a pro každý permanentní magnet zvlášť. Protože je zjednodušený obvod symetrický, příspěvky obou permanentních magnetů budou totožné. celkový magnetický odpor obvodu:

$$R_{mc} = \frac{\left\{ \frac{R_{\sigma c m 2} \cdot R_{P M 2}}{R_{\sigma c m 2} + R_{P M 2}} + R_{R \delta} + R_{m j r} \right\} \cdot R_{\sigma c m 1}}{\left\{ \frac{R_{\sigma c m 2} \cdot R_{P M 2}}{R_{\sigma c m 2} + R_{P M 2}} + R_{R \delta} + R_{m j r} \right\} + R_{\sigma c m 1}} + R_{P M 1} = 9963239 H^{-1} \quad (2.18)$$

magnetické napětí permanentního magnetu:

Magnetické napětí permanentního magnetu je dáno jeho koercitivní silou a výškou:

$$U_{PM0} = H_c \cdot l_{PM} = -860000 \cdot 0,0038 = -3230 \text{ A} \quad (2.19)$$

Záporné znaménko zde pouze značí analogicky k elektrickým obvodům, že permanentní magnet je zdrojem magnetického toku a že tedy magnetické napětí mezi pomyslnými svorkami tohoto zdroje má opačný směr než magnetický tok procházející mezi těmito svorkami. Naopak na zbytku magnetického obvodu je stejné velké napětí kladného znaménka (magnetické napětí zde má stejný směr jako magnetický tok).

$$U_{mc} = 3230 \text{ A} \quad (2.20)$$

vnitřní úbytek magnetického napětí permanentního magnetu:

$$U_{PM1} = U_{mc} \cdot \frac{R_{PM1}}{R_{mc}} = 1770 \text{ A} \quad (2.21)$$

magnetické napětí na můstcích kolem permanentního magnetu:

Jak lze vidět na zjednodušeném náhradním magnetickém obvodu, toto napětí se rovná rozdílu celkového magnetického napětí a vnitřního úbytku magnetického napětí na permanentním magnetu:

$$U_{\sigma c m 1} = U_{mc} - U_{PM1} = 1460 \text{ A} \quad (2.22)$$

magnetické napětí na zbytku obvodu:

Celkové magnetické napětí od jednoho permanentního magnetu je totožné s napětím na můstcích kolem permanentního magnetu:

$$U_{m\delta c} = U_{\sigma c m 1} = 1460 \text{ A} \quad (2.23)$$

Výpočet magnetického napětí na odporech $R_{R\delta}$, R_{jr} a paralelní kombinaci odporů R_{PM} a $R_{\sigma m}$ je opět analogický k elektrickým obvodům, konkrétně k napětíovému děliči:

$$U_{R\delta} = U_{m\delta c} \cdot \frac{R_{R\delta}}{\frac{R_{\sigma m 2} \cdot R_{PM2}}{R_{\sigma m 2} + R_{PM2}} + R_{R\delta} + R_{mjr}} = 557,5 \text{ A} \quad (2.24)$$

$$U_{mjr} = U_{m\delta c} \cdot \frac{R_{mjr}}{\frac{R_{\sigma m 2} \cdot R_{PM2}}{R_{\sigma m 2} + R_{PM2}} + R_{R\delta} + R_{jr}} = 1,57 \text{ A} \quad (2.25)$$

$$U_{PM2} = U_{\sigma cm2} = U_{m\delta c} \cdot \frac{\frac{R_{\sigma m2} \cdot R_{PM2}}{R_{\sigma m2} + R_{PM2}}}{\frac{R_{\sigma m2} \cdot R_{PM2}}{R_{\sigma m2} + R_{PM2}} + R_{R\delta} + R_{jr}} = 900,8 A \quad (2.26)$$

Pro výpočet celkových magnetických napětí je ještě nutné určit rozložení magnetických napětí na sériové kombinaci hlavní magnetizační větve:

$$U_{\delta1} = U_{R\delta} \cdot \frac{R_{\delta1}}{R_m} = 188,2 A \quad (2.27)$$

$$U_{zs1} = U_{R\delta} \cdot \frac{R_{zs1}}{R_m} = 172,3 A \quad (2.28)$$

$$U_{js} = U_{R\delta} \cdot \frac{R_{js}}{R_m} = 7,5 A \quad (2.29)$$

$$U_{zs2} = U_{R\delta} \cdot \frac{R_{zs2}}{R_m} = 1,27 A \quad (2.30)$$

$$U_{\delta2} = U_{R\delta} \cdot \frac{R_{\delta2}}{R_m} = 188,2 A \quad (2.31)$$

a na sériové kombinaci rozptylové větve přes vzduchovou mezeru:

$$U_{\sigma\delta1} = U_{R\delta} \cdot \frac{R_{\sigma\delta1}}{R_{\sigma\delta}} = 355,6 A \quad (2.32)$$

$$U_{\sigma zs} = U_{R\delta} \cdot \frac{R_{\sigma zs}}{R_{\sigma\delta}} = 0,86 A \quad (2.33)$$

$$U_{\sigma\delta2} = U_{R\delta} \cdot \frac{R_{\sigma\delta2}}{R_{\sigma\delta}} = 201 A \quad (2.34)$$

Magnetická napětí jednotlivých částí magnetického obvodu od obou permanentních magnetů:

U každé části je třeba sečíst příspěvky obou permanentních magnetů. Vzhledem k symetrii obvodu je na většině magnetických odporů příspěvek obou magnetů stejný, výsledné magnetické napětí je potom dvojnásobkem příspěvku jednoho magnetu. V případě magnetických odporů permanentních magnetů a můstků kolem permanentních magnetů je tento příspěvek od každého magnetu jiný, výsledek je tedy součtem těchto příspěvků:

$$U_{PM} = U_{PM1} + U_{PM2} = 2671 A \quad (2.35)$$

$$U_{\sigma m1} = U_{\sigma m2} = U_{\sigma cm1} + U_{\sigma cm2} = 2361 A \quad (2.36)$$

$$U_{mjrc} = 2 \cdot U_{mjr} = 3,15 A \quad (2.37)$$

$$U_{\delta 1c} = U_{\delta 2c} = 2 \cdot U_{\delta 1} = 376,4 A \quad (2.38)$$

$$U_{zs1c} = 2 \cdot U_{zs1} = 344,6 A \quad (2.39)$$

$$U_{jsc} = 2 \cdot U_{js} = 15 A \quad (2.40)$$

$$U_{zs2c} = 2 \cdot U_{zs2} = 3,55 A \quad (2.41)$$

$$U_{\sigma \delta 1c} = 2 \cdot U_{\sigma \delta 1} = 711,2 A \quad (2.42)$$

$$U_{\sigma zsc} = 2 \cdot U_{\sigma zs} = 1,71 A \quad (2.43)$$

$$U_{\sigma \delta 2c} = 2 \cdot U_{\sigma \delta 2} = 402 A \quad (2.44)$$

Zpětný iterativní přepočítání relativních permeabilit:

Podle Ampérova zákona je magnetické napětí určeno vztahem $U_m = \int H dl$, je tedy závislé na intenzitě magnetického pole podél sledované křivky. Při zjednodušení, že magnetická indukce v zubu statoru je konstantní a intenzita magnetického pole má v každém bodě stejný směr jako element dl , z křivkového integrálu se stane prostý součin intenzity magnetického pole a délky prostoru, ve kterém tuto intenzitu sledujeme.

Vzhledem k tomu, že je známo magnetické napětí i délka (výška) jednotlivých částí magnetického obvodu, je možné určit intenzitu magnetického pole v jednotlivých částech.

Pro výpočet relativní permeability je však nutné znát i magnetickou indukci v jednotlivých částech magnetického obvodu. Ta je možná určit díky známé magnetizační křivce použitých elektrotechnických plechů (M700-50A). Z těchto dvou hodnot je již možné určit pro každou část magnetického obvodu relativní permeabilitu z obecného vztahu:

$$B = \mu_0 \cdot \mu_r \cdot H \quad (2.45)$$

V případě vzduchových mezer a permanentních magnetů je relativní permeabilita známa, není nutné ji tedy přepočítávat.

Výpočet magnetického toku vzduchovou mezerou:

Pro další výpočty je nutné znát také indukční tok vzduchovou mezerou. Tento tok lze určit z náhradního magnetického obvodu, kde je analogií elektrického proudu:

$$\Phi_{\delta} = \frac{2 \cdot U_{R\delta}}{R_{R\delta}} = 0,489 mWb \quad (2.46)$$

2.1.3 Odpory a reaktance

Odpor jedné fáze:

Magnetický indukční tok lze určit také z indukovaného napětí dle známého vztahu:

$$\Phi_{\delta} = \frac{\frac{U_i}{\sqrt{3}}}{\pi \cdot \sqrt{2} \cdot k_B \cdot f \cdot N \cdot k_v} \quad (2.47)$$

Z čehož lze určit počet závitů v jedné fázi:

$$N = \frac{\frac{U_i}{\sqrt{3}}}{\pi \cdot \sqrt{2} \cdot k_B \cdot f \cdot \Phi_{\delta} \cdot k_v} \doteq 438 \quad (2.48)$$

kde: k_B je činitel tvaru pole ve vzduchové mezeře (pro předpokládaný sinusový tvar je hodnota 1,11)

Počet vodičů v jedné cívce vinutí je třetina celkového počtu závitů:

$$N_1 = \frac{N}{3} = 146 \quad (2.49)$$

Nyní je již možné vypočítat průřez vodičů statorového vinutí:

$$S_{vodiče} = \frac{S_{drs}}{2} \cdot k_{Cu} \cdot \frac{1}{N_1} = \frac{355}{2} \cdot 0,3 \cdot \frac{1}{146} = 0,365 \text{ mm}^2 \quad (2.50)$$

Nejbližší nižší jmenovitý průřez je $S_n = 0,3526 \text{ mm}^2$, což odpovídá průměru vodiče $d_n = 0,67 \text{ mm}$.

Délka jednoho závitu je určena délkou svazku a poloměrem čel:

$$\begin{aligned} l_z &= 2 \cdot l_i + 2 \cdot \left(2 \cdot l_{izolace} + \frac{\pi \cdot d_{čela}}{2} \right) = 2 \cdot 0,04 + 2 \cdot \left(0,01 + \frac{\pi \cdot 0,02}{2} \right) \\ &= 0,163 \text{ m} \end{aligned} \quad (2.51)$$

Délka vinutí jedné fáze je potom:

$$l_f = l_z \cdot N = 0,163 \cdot 438 = 71,32 \text{ m} \quad (2.52)$$

Elektrický odpor jedné fáze určíme při teplotě 100 °C. Pro teplotu 40 °C je měrný odpor mědi $\rho_{Cu40} = 1,82 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot m$.

Elektrický odpor jedné fáze při této teplotě je:

$$R_{f40} = \rho_{Cu40} \cdot \frac{l_f}{S_n} = 1,82 \cdot 10^{-8} \cdot \frac{71,32}{0,3959 \cdot 10^{-6}} = 3,68 \Omega \quad (2.53)$$

Pro teplotu 100 °C se elektrický odpor určí pomocí teplotního součinitele odporu $\alpha_{Cu} = 0,0036 K^{-1}$:

$$R_{f100} = R_{f40} \cdot (1 + \Delta\theta \cdot \alpha_{Cu}) = 4,07 \cdot (1 + 60 \cdot 0,0036) = 4,48 \Omega \quad (2.54)$$

Magnetizační reaktance:

Analyzovaný motor má zřejmě jinou magnetizační reaktanci v ose d a v ose q . Teoreticky je tato problematika rozebrána v první kapitole. V rozsahu této práce je vzhledem ke složitosti řezu motoru zbytečné se této problematice věnovat analyticky. Výsledek by pravděpodobně nebyl příliš přesný.

Rozptylová reaktance:

Rozptylová reaktance se skládá z dílčích rozptylů, především z rozptylu vzduchové mezery, statorové drážky, čel vinutí a zubu statoru. Jejich výpočet je proveden podle [7].

Rozptylová indukčnost vzduchové mezery je dána vztahem:

$$L_{\sigma\delta} = L_m \cdot \sigma_\delta = 9,5 \text{ mH} \quad (2.55)$$

kde: σ_δ je činitel rozptylu vzduchové mezery

Činitel rozptylu se pro třífázové soustředěné vinutí spočítá podle vztahu:

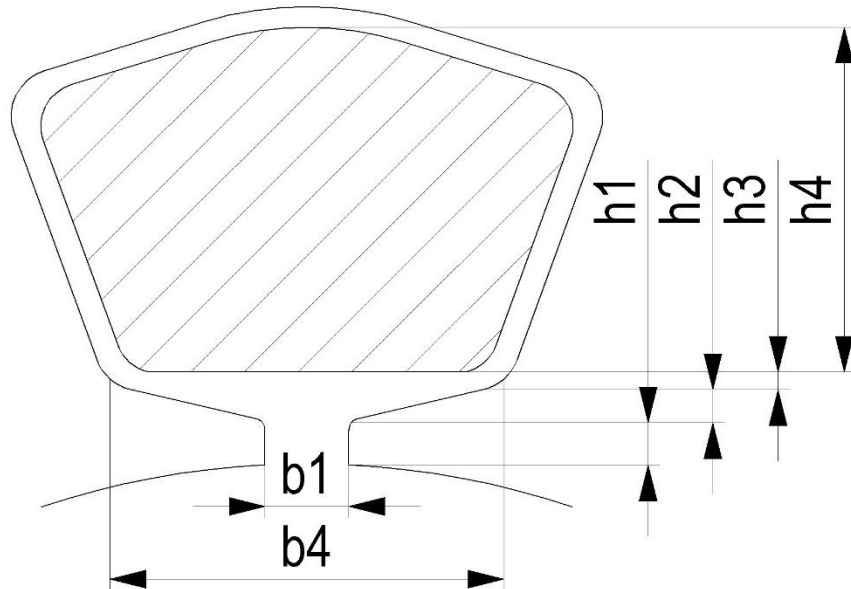
$$\sigma_\delta = \frac{2 \cdot \pi^2}{9 \cdot k_v^2} \cdot \frac{5 \cdot q^2 + 1 + \frac{\epsilon_{sp}^3}{4 \cdot q} - \frac{3 \cdot \epsilon_{sp}^2}{2} - \frac{\epsilon_{sp}}{4 \epsilon_{sp}^3 q}}{12 \cdot q^2} - 1 = 0,64 \quad (2.56)$$

kde: $q = 0,5$

je počet drážek na pól a fázi

$\epsilon_{sp} = m \cdot q - y = 0,5$

je rozdíl mezi počtem drážek na pól a krokem cívky
(vyjádřeno v počtu drážek)



Obrázek 2-6: Rozměry pro výpočet měrné vodivosti drážky [7]

Pro určení rozptylové indukčnosti statorových drážek je třeba znát jednotkovou vodivost drážek:

$$\lambda_u = \frac{k_1 \cdot (h_4 - h')}{3 \cdot b_4} + k_2 \cdot \left(\frac{h_3}{b_4} + \frac{h_1}{b_1} + \frac{h_2}{b_4 - b_1} \cdot \ln \left(\frac{b_4}{b_1} \right) \right) + \frac{h'}{4 \cdot b_4} = 0,21 \quad (2.57)$$

kde

$$h_1 = 0,00153 \text{ m}$$

$$h_2 = 0,00163 \text{ m}$$

$$h_3 = h' = 0,0005 \text{ m}$$

$$h_4 = 0,01419 \text{ m}$$

$$b_1 = 0,0035 \text{ m}$$

$$b_4 = 0,01727 \text{ m}$$

činitelé k_1 a k_2 se určí podle empirických vztahů:

$$k_1 = \frac{5 + 3 \cdot g}{8} \quad (2.58)$$

$$k_2 = \frac{1 + g}{2} \quad (2.59)$$

kde $g = \cos \frac{\pi}{3}$

Indukčnost prostoru statorových drážek je tedy:

$$L_u = \frac{4 \cdot m}{Q_s} \cdot \mu_0 \cdot l'_i \cdot N^2 \cdot \lambda_u = 2,75 \text{ mH} \quad (2.60)$$

Rozptylová indukčnost zubů statoru se určí obdobně:

$$L_d = \frac{4 \cdot m}{Q_s} \cdot \mu_0 \cdot l'_i \cdot N^2 \cdot \lambda_d = 1,5 \text{ mH} \quad (2.61)$$

kde λ_d je jednotková vodivost zubů statoru, která se určí:

$$\lambda_d = k_2 \cdot \frac{5 \cdot \frac{\delta}{b_1}}{5 + 4 \cdot \frac{\delta}{b_1}} = 0,113 \quad (2.62)$$

Rozptylová indukčnost čel vinutí je určena vztahem:

$$L_w = \frac{4 \cdot m}{Q_s} \cdot q \cdot \mu_0 \cdot l_w \cdot N^2 \cdot \lambda_w = 1,03 \text{ mH} \quad (2.63)$$

kde l_w je délka čel vinutí

λ_w je jednotková vodivost čel vinutí, určena vztahem:

$$\lambda_w = \frac{2 \cdot l_{ew} \cdot \lambda_{lew} + W_{ew} \cdot \lambda_{Wew}}{l_w} = 0,123 \quad (2.64)$$

kde l_{ew} je část čel vinutí rovnoběžná s drážkou

W_{ew} je polokružnicová část čel vinutí

$\lambda_{lew} = 0,605$ je jednotková vodivost rovnoběžné části čel

$\lambda_{Wew} = 0,028$ je jednotková vodivost polokružnicové části čel

Celková rozptylová indukčnost vinutí je součtem jednotlivých rozptylových indukčností:

$$L_\sigma = L_{\sigma\delta} + L_u + L_d + L_w = 29,5 \text{ mH} \quad (2.65)$$

Z čehož se již může určit rozptylová reaktance vinutí:

$$X_\sigma = \omega \cdot L_\sigma = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L_\sigma = 41,73 \Omega \quad (2.66)$$

2.1.4 Ztráty a účinnost

Ztráty synchronního motoru jsou rozděleny na hlavní a přídatné. Hlavní ztráty jsou především Jouleovy ztráty ve vinutí statoru, dále pak mechanické ztráty (ventilační a ztráty třením v ložiskách) a ztráty v železe (hysterezní a vířivými proudy). Jouleovy ztráty v tomto případě nelze určit, protože není známý statorový proud. Ty tedy budou určeny pouze metodou konečných prvků.

Mechanické ztráty se obtížně počítají, proto se v literatuře obvykle uvádí různé empirické vztahy. Většina z nich je však určována pro velké stroje. V případě analyzovaného stroje byla hodnota určena odhadem a její hodnota je:

$$\Delta P_{mech} = 30 \text{ W} \quad (2.67)$$

Ztráty v železe závisí na použitém materiálu, sycení jednotlivých částí magnetického obvodu, statorové frekvenci a hmotnosti materiálu. Jejich velikost se opět určuje podle empirických vztahů. Proto je výpočet těchto ztrát rozdělen na část jha a zubů statoru.

Ztráty v železe rotoru jsou zde zanedbány, protože jejich velikost bude vzhledem k sycení rotorového jha velmi nízká.

Výpočet těchto ztrát je proveden podle [4]:

$$\Delta P_{Fe} = k_d \cdot \Delta p_{\frac{1}{50}} \cdot B^2 \cdot \left(\frac{f}{50}\right)^{1,3} \cdot m \quad (2.68)$$

kde: B je indukce v dané části stroje

k_d je činitel ztrát v železe, pro jho statoru je $k_{dj} = 1,5$
pro zuby statoru $k_{dz} = 2$

$\Delta p_{\frac{1}{50}}$ jsou měrné ztráty elektrotechnických plechů při indukci 1 T
a frekvenci 50 Hz (udávané výrobcem)

m je hmotnost dané části stroje (hustota použitých plechů M700-50A je
 $\rho_{Fe} = 7800 \text{ kg} \cdot \text{m}^{-3}$)

Ztráty ve jhu statoru jsou potom:

$$\Delta P_{Fej} = k_{dj} \cdot \Delta p_{\frac{1}{50}} \cdot B_j^2 \cdot \left(\frac{f}{50}\right)^{1,3} \cdot m_j = 1,5 \cdot 2,57 \cdot \left(\frac{1,4}{\sqrt{2}}\right)^2 \cdot \left(\frac{225}{50}\right)^{1,3} \cdot 0,78 = 22,2 \text{ W} \quad (2.69)$$

Ztráty v zubech statoru:

$$\Delta P_{Fez} = k_{dz} \cdot \Delta p_{\frac{1}{50}} \cdot B_z^2 \cdot \left(\frac{f}{50}\right)^{1,3} \cdot m_z = 2 \cdot 2,57 \cdot \left(\frac{1,91}{\sqrt{2}}\right)^2 \cdot \left(\frac{225}{50}\right)^{1,3} \cdot 0,55 = 38,4 \text{ W} \quad (2.70)$$

Celkové ztráty v železe jsou součtem jednotlivých částí:

$$\Delta P_{Fe} = \Delta P_{Fej} + \Delta P_{Fez} = 60,6 \text{ W} \quad (2.71)$$

2.2 Analýza metodou konečných prvků

Vzhledem k tomu, že se jedná o velmi nestandardní motor se složitým řezem, nelze jej přesně analyticky spočítat. Proto je zde proveden výpočet metodou konečných prvků v programu ANSYS Maxwell 2D, kterým lze dosáhnout velmi přesných výsledků.

Pro zjištění počtu závitů potřebných na dosažení požadovaného indukovaného napětí byla provedena analýza bez napětí (napájeno nulovým statorovým proudem).

Dále bylo nutné nastavit požadovaný účinek. Vzhledem k tomu, že již nebylo možné měnit počet závitů, aby bylo zachováno indukované napětí, bylo nutné měnit velikost napájecího napětí tak, aby bylo dosaženo požadovaného účinku.

Aby výsledky analýzy odpovídali zadání, bylo také nutné nastavit zátěžný úhel pro dosažení požadovaného výkonu.

2.2.1 Nastavení modelu

Nastavení mechaniky:

Byl zde nastaven rotační pohyb kolem osy z s konstantními mechanickými otáčkami 4500 min^{-1} bez zahrnutí mechanického přechodného děje.

Nastavení okrajových podmínek:

Na vnějších hranicích modelu byl nastaven vektorový potenciál rovný nule. Model byl automaticky zjednodušen na třetinu řezu motoru, přičemž byla na jednu hranici

uvažované výseče nastavena řídicí okrajová podmínka a na druhou řízená okrajová podmínka.

Nastavení napájení:

$U_n = 208 \text{ V}$	jmenovité napájecí napětí vinutí (fázové)
$f = 225 \text{ Hz}$	frekvence napájecího napětí
$N = 91$	počet závitů v jedné cívce statorového vinutí
$\beta = 30^\circ$	zátěžný úhel

Napájecí napětí bylo pro zjednodušení a zrychlení výpočtu nastaveno jako sinusové, ačkoliv v praxi by takový motor byl napájen z měniče.

Dále bylo v záložce napájení nastaveno, v kterých částech se mají počítat ztráty v železe. Ty byly zapnuty ve statorových a rotorových pleších. Aktivováno bylo i zpětné započtení vlivu ztrát v železe na elektromagnetické pole. Navíc byl zapnut výpočet vířivých proudů v hřídeli a v nýtech statorového a rotorového svazku.

Nastavení sítě mesh:

Síť byla zjemněna podél vzduchové mezery tak, aby ve vzduchové mezeře byly alespoň čtyři vrstvy elementů nastavením maximální délky jednoho elementu na hodnotu $0,1 \text{ mm}$ podél okraje vzduchové mezery.

Celková síť byla nastavena tak, aby délka jednoho elementu nepřesahovala 4 mm .

Nastavení analýzy:

Délka simulace byla nastavena na 50 ms , časový krok výpočtu na $5,55 \mu\text{s}$. V jedné periodě bylo tedy vypočteno cca 800 časových okamžiků.

Uložení hodnot pro zobrazení rozložení magnetické indukce na řezu motoru bylo nastaveno v intervalu $15\text{-}19,44 \text{ ms}$ s časovým krokem $0,22 \text{ ms}$.

Nastavení materiálů:

Permanentní magnety tohoto motoru jsou nastaveny podle reálných hodnot od dodavatele permanentních magnetů, které se do analyzovaného motoru montují. Tyto hodnoty jsou:

$$H_c = -860 \text{ kA} \cdot \text{m}^{-1}$$

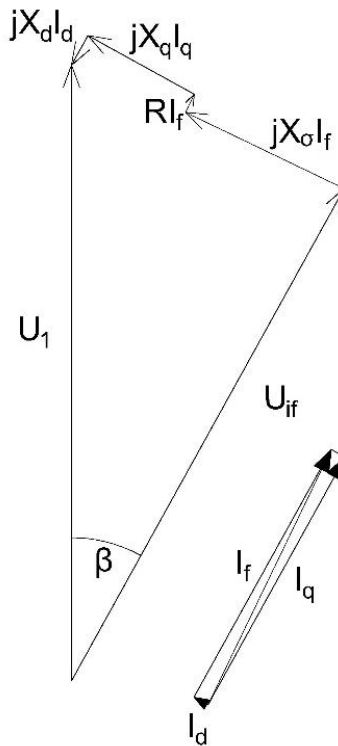
$$B_r = 1,15 \text{ T}$$

Elektrotechnické plechy statorového a rotorového svazku jsou z materiálu M700-50A od firmy Cogent Power. BH charakteristika tohoto materiálu je zobrazena v teoretické části a v příloze je vložen katalogový list tohoto materiálu. Pro výpočet ztrát v železe byl stanoven koeficient opracování $k_d = 1,75$ tak, aby byly ztráty v železe porovnatelné s analytickým výpočtem.

Jako materiál statorového vinutí byla nastavena měď z knihovny Maxwellu, stejně tak i ocel 1010 pro hřídel a nýty.

2.2.2 Výsledky analýzy

Jedním z výsledků analýzy metodou konečných prvků je kompletní fázorový diagram motoru včetně úbytků napětí na podélné a příčné reaktanci. Jediná veličina, kterou bylo nutné do tohoto diagramu vypočítat analyticky, byla rozptylová reaktance dle popisu v části 2.1.3. Výsledný fázorový diagram je na obrázku 2-7.



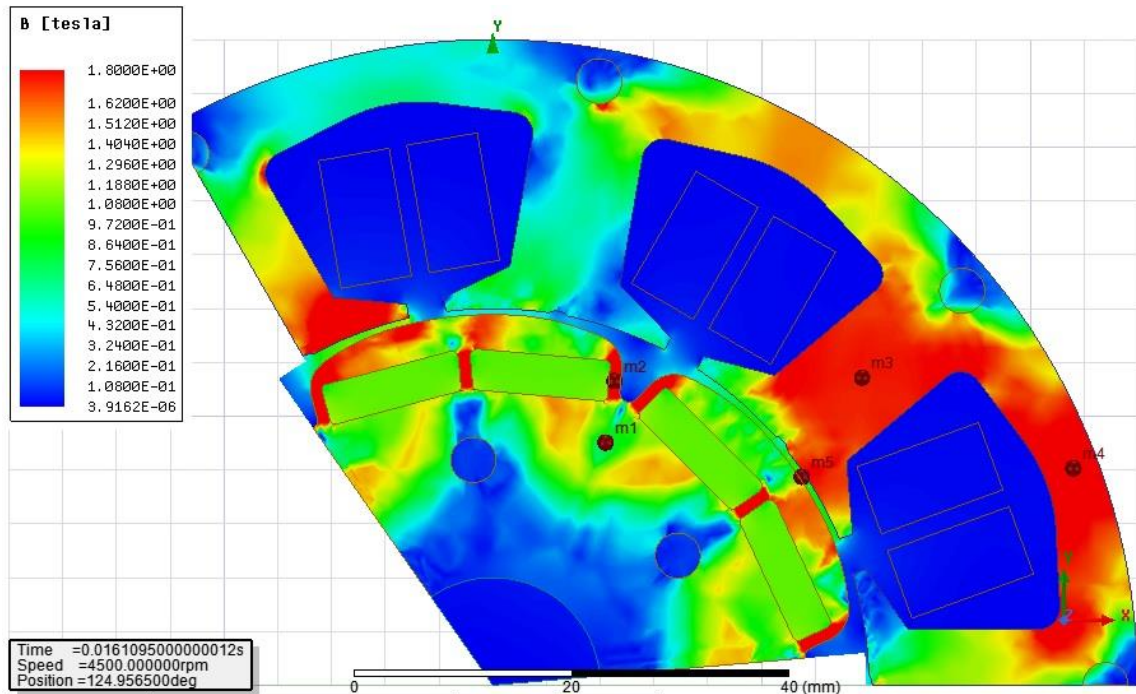
Obrázek 2-7: Fázorový diagram analyzovaného motoru

K indukovanému napětí jsou přičítány úbytky napětí na jednotlivých reaktancích a odporu satorového vinutí. Výsledek tohoto fázorového součtu je napájecí napětí. Rozdíl mezi bodem za úbytkem na odporu a napájecím napětím byl rozdělen do úbytků na podélné a příčné reaktanci, z čehož lze tedy graficky určit podélnou a příčnou magnetizační indukčnost:

$$L_d = 0.045 \text{ H}$$

$$L_q = 0.009 \text{ H}$$

Z fázorového diagramu je vidět, že podélná reaktance odbuzuje motor tak, aby výsledný magnetický indukční tok odpovídal indukovanému napětí od permanentních magnetů.



Obrázek 2-8: Rozložení magnetické indukce v řezu motoru

Rozložení magnetické indukce v řezu motoru je zobrazeno na obrázku 2-8. Hodnoty magnetické indukce v označených bodech jsou uvedeny v tabulce 2.

Za zmínění stojí velikost magnetické indukce v můstcích kolem vnořených permanentních magnetů. Magnetická indukce zde dosahuje velikosti 2,13 T, přičemž analytickým výpočtem byla určena hodnota 2,46 T.

Tyto můstky se přesycují rozptylovým tokem, čímž se snižuje jejich magnetická vodivost, takže představují vysoký magnetický odpor. Tím, že z okrajů magnetů stahují magnetický tok, pomáhají vytvářet průběh magnetické indukce v mezeře (potažmo průběh indukovaného napětí). Tento efekt se ale projevuje parazitně i uprostřed mezi magnety jednoho pólu, takže vrchol sinusovky je více deformovaný.

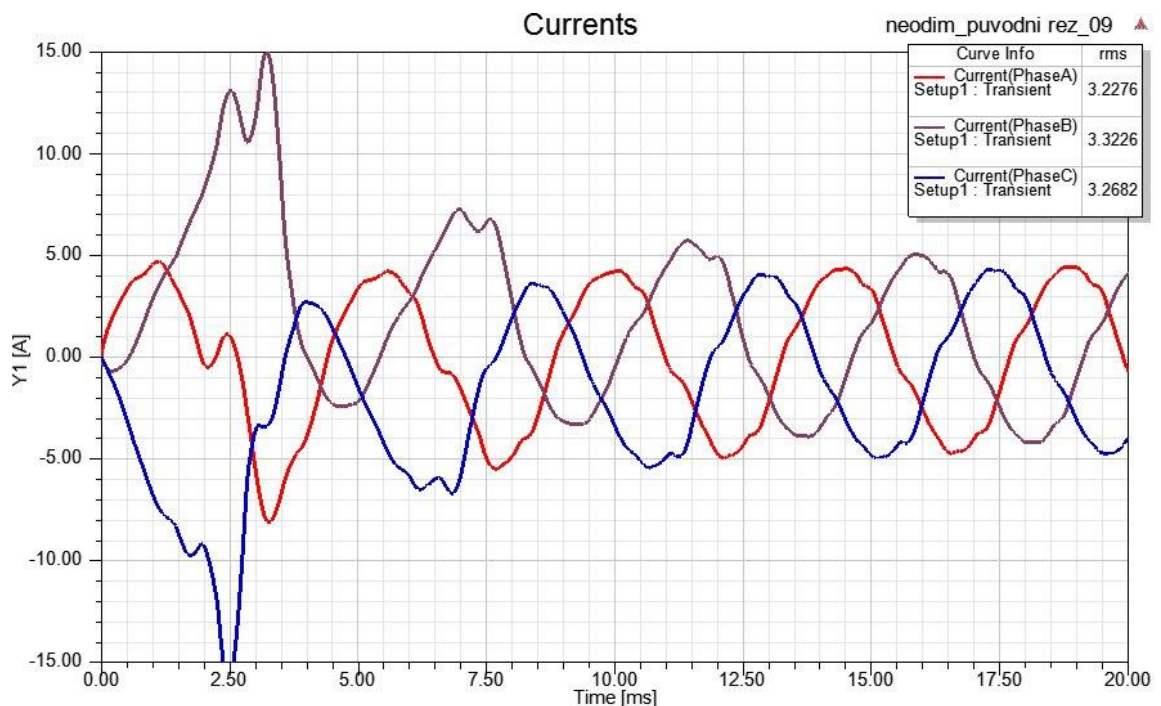
Tabulka 2: Hodnoty magnetické indukce v zobrazených bodech

bod	m1	m2	m3	m4	m5
B [T]	0,82	2,13	1,75	1,94	0,95

Další informace, kterou je třeba zmínit je velikost sycení v zubu a jhu statoru. V zubu statoru magnetická indukce dosahuje hodnoty $1,75 T$, ve jhu statoru pak $1,94 T$. V analytickém výpočtu vychází sycení v zubu statoru $1,9 T$, zatímco ve jhu statoru je dle analytického výpočtu pouze $1,4 T$.

Maximální hodnota magnetické indukce ve vzduchové mezeře vytvořené permanentními magnety (při nulovém napájení) byla metodou konečných prvků stanovena $0,86 T$. V tomto případě je velikost určena analytickým výpočtem relativně blízko, a sice $0,79 T$.

Na obrázku 2-9 je průběh proudů v jednotlivých fázích, ze kterých je patrné, že se magnetický obvod mírně přesycuje (zkreslení sinusového průběhu). Toto přesycení je však jen mírné, takže nevede k žádnému velkému zvyšování proudu. Zároveň je zde vidět vliv ne čistě sinusového indukovaného napětí (obrázek 2-10), které vede také ke zkreslení proudu (vrchol sinusového průběhu).

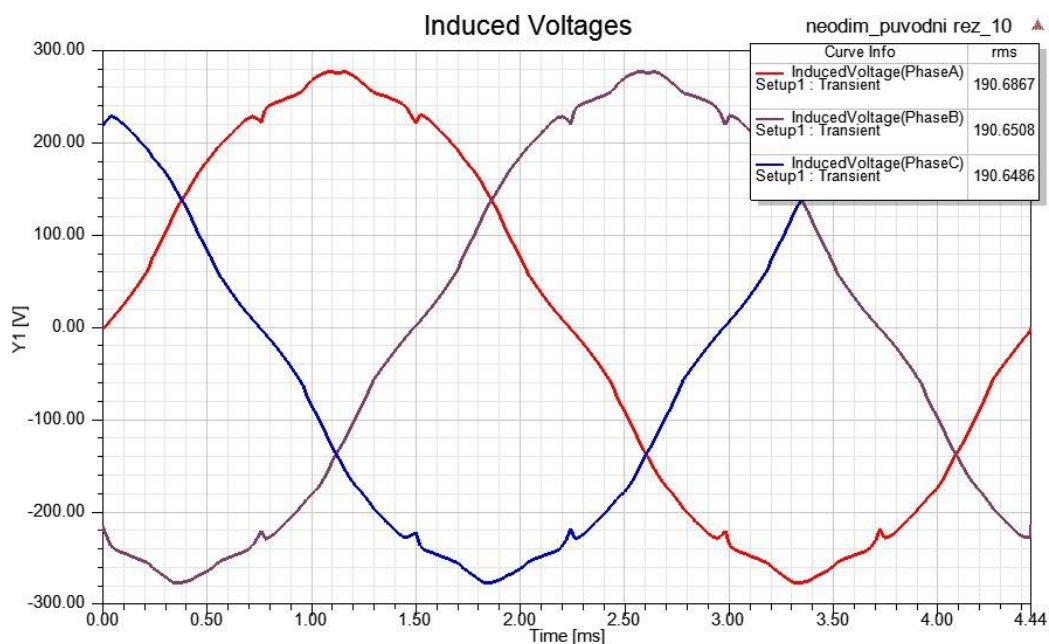


Obrázek 2-9: Průběh proudů ve statorovém vinutí

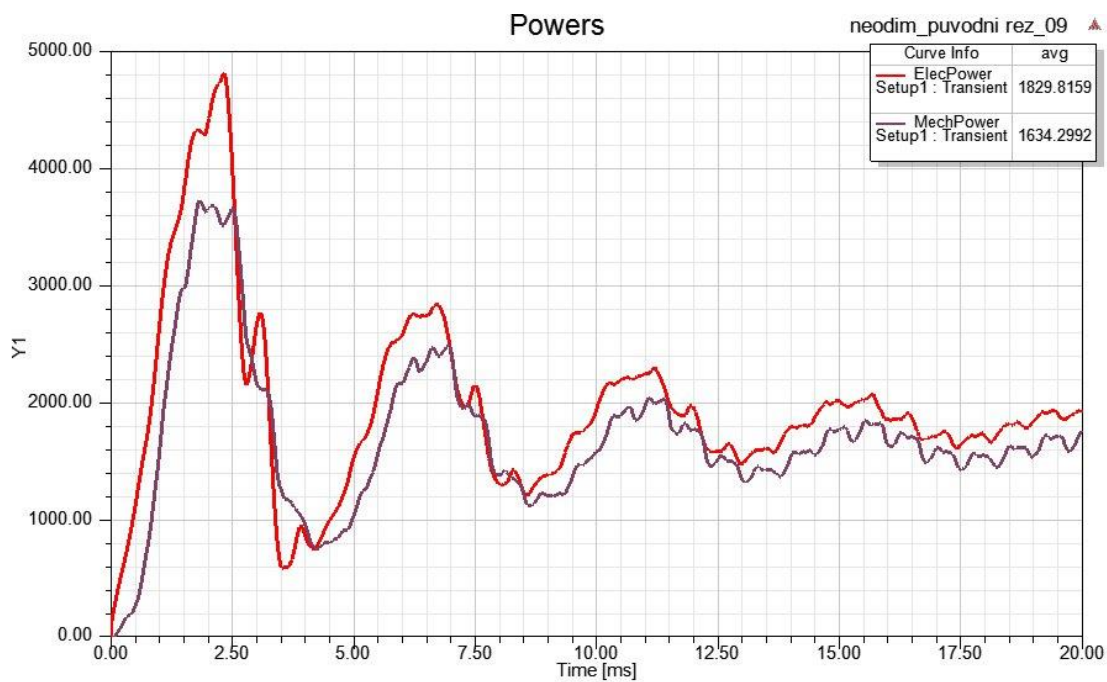
Na obrázku 2-11 je zobrazen průběh elektrického a mechanického výkonu. Program ANSYS Maxwell 2D počítá do mechanického výkonu i mechanické ztráty. Pro vyčíslení mechanického výkonu na hřídeli, je třeba od výkonu stanoveného Maxwellem

mechanické ztráty odečíst. Tyto ztráty byly shodně s analytickým výpočtem odhadnuty na $\Delta P_{mech} = 30 \text{ W}$. Z výsledku již můžeme určit účinnost standardním způsobem:

$$\eta = \frac{P_n}{P_1} = \frac{P_{mech} - \Delta P_{mech}}{P_1} = \frac{1604,3}{1829,8} = 0,877 \quad (2.71)$$



Obrázek 2-10: Průběh indukovaného napětí od permanentních magnetů



Obrázek 2-11: Průběh výkonů v motoru

Tabulka 3: Parametry analyzovaného motoru určené metodou konečných prvků

veličina	analýza FEM
U_n [V]	208
U_i [V]	190,5
I_f [A]	3,25
P_n [W]	1604,3
P_1 [W]	1829,8
η [-]	0,877
$\cos \varphi$ [-]	0,89
β [°]	28,9
ΔP [W]	225,5
ΔP_j [W]	69,5
ΔP_{mech} [W]	30
ΔP_{Fe} [W]	120

V tabulce 3 jsou shrnuty hlavní parametry motoru určené metodou konečných prvků v programu ANSYS Maxwell 2D.

3 NÁVRH ŘEZU S FERITOVÝMI MAGNETY

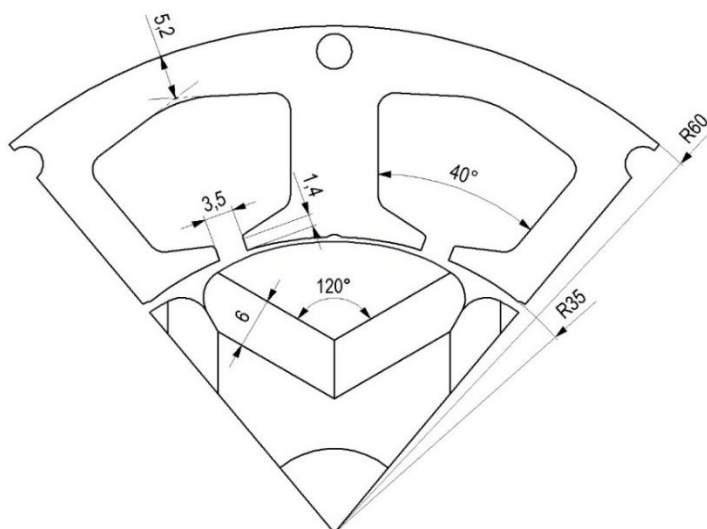
Pro větší přehled o možnostech využití magneticky tvrdých feritů v synchronních motorech byl navržen jeden motor s vnořenými permanentními magnety a dva motory s permanentními magnety na povrchu. V následující kapitole jsou představeny výsledky analýzy všech tří variant a jejich porovnání. Tyto varianty byly analyzované už pouze metodou konečných prvků, protože jejich analytický výpočet by byl velmi zdlouhavý a vedl by jen k orientačním výsledkům.

Ambicí těchto návrhů není řešit technologičnost navrhovaných řešení, spíše nalézt směr, kterým by se mohl ubírat další vývoj takových motorů.

3.1 Analýza SM s feritovými vnořenými PM

3.1.1 Návrh řezu

V úvodní kapitole byly popsány vlastnosti feritových permanentních magnetů. Vzhledem k jejich nízkému energetickému součinu ve srovnání s permanentními magnety ze vzácných zemin a vzhledem k nízké hodnotě remanentní indukce se feritové magnety většinou umísťují na povrch statoru (u DC motorů) nebo rotoru. Tím se zajistí co největší magnetická indukce ve vzduchové mezeře. Průběh magnetické indukce v mezeře, a tedy i průběh indukovaného napětí, je však potom lichoběžníkový, což není ideální.



Obrázek 3-1: Hlavní rozměry SM s vnořenými feritovými magnety

Snahou tohoto návrhu je naopak dosáhnout vyšší magnetické indukce v mezeře a tím kompenzovat tuto nevýhodu feritových permanentních magnetů. Na obrázku 3-1 je návrh řezu motoru, který bude v následujícím textu analyzován.

Vzhledem k tomu, že se magnetické siločáry, které vystupují z permanentních magnetů, ve feromagnetiku nad nimi sbíhají do užšího průřezu, než je povrch permanentních magnetů, magnetická indukce v mezeře (její amplituda) by měla dosahovat vyšší hodnoty, než je remanentní magnetická indukce permanentních magnetů.

3.1.2 Nastavení analýzy

Jako neměnné bylo tentokrát zvoleno napájecí napětí. Před analýzou tedy budou nastavovány pouze účinník (počtem závitů) a výkon (zátěžným úhlem) tak, aby odpovídaly původnímu motoru.

Nastavení mechaniky, okrajových podmínek, sítě mesh i nastavení analýzy je stejné jako v případě modelu původního motoru. Materiály jsou rovněž nastaveny stejně, pouze permanentní magnety mají jiné nastavení. Jako vhodné feritové magnety byly zvoleny magnety s označením FB13B od firmy TDK [10], jehož katalogový list je v příloze. Zde jsou uvedeny pouze základní parametry, a sice koercitivní síla a remanence:

$$H_c = -312 \text{ kA} \cdot \text{m}^{-1}$$

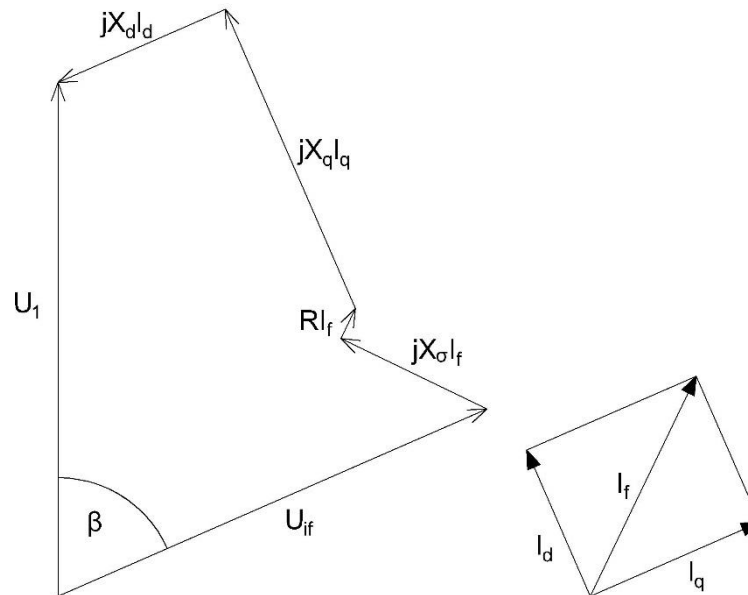
$$B_r = 0,406 \text{ T}$$

Nastavení napájení motoru je následující:

$U_n = 208 \text{ V}$	jmenovité napájecí napětí vinutí (fázové)
$N = 125$	počet závitů v jedné cívice statorového vinutí
$\beta = 64,3^\circ$	zátěžný úhel

3.1.3 Výsledky analýzy

Pro porovnání s původním motorem i s dalšími variantami SM s feritovými PM je níže uveden fázorový diagram navrženého motoru.



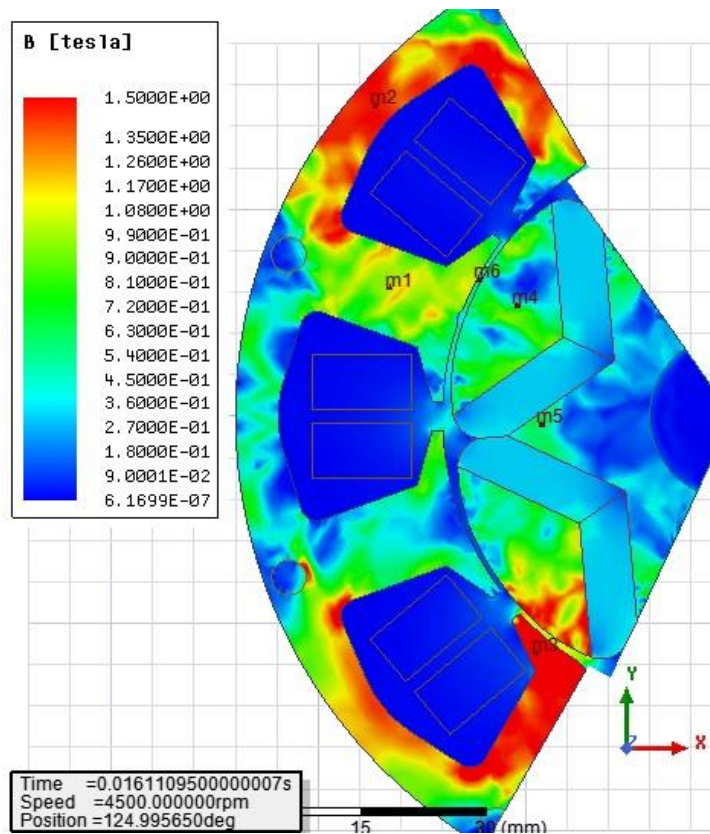
Obrázek 3-2: Fázorový diagram analyzovaného motoru

Stejně jako u původního motoru je rozptylová reaktance určena analyticky a příčná a podélná reaktance určena graficky. Hodnoty indukčností v příčné a podélné ose jsou potom:

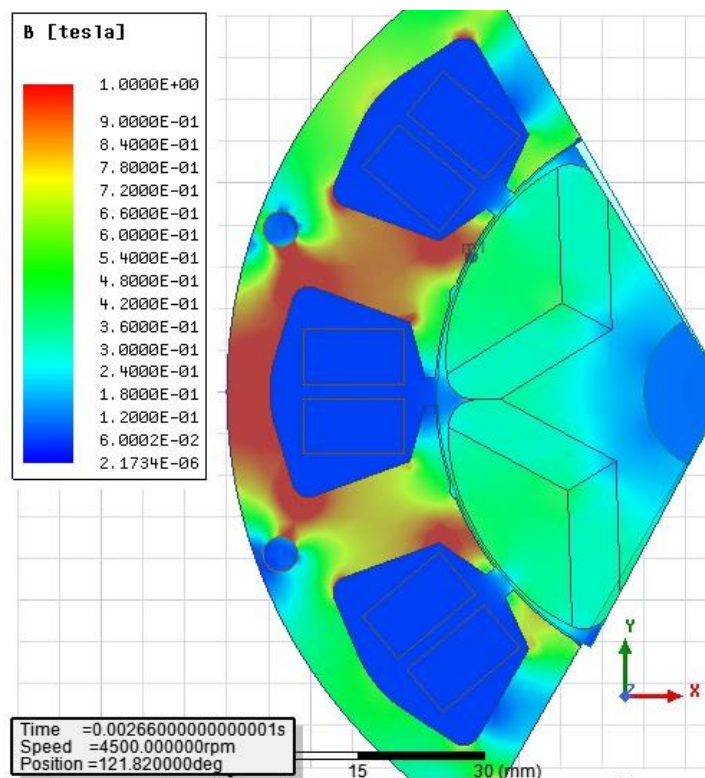
$$L_d = 0.024 \text{ H}$$

$$L_q = 0.037 \text{ H}$$

Indukčnost v příčné ose je vyšší než v ose podélné, což souvisí s geometrií návrhu tohoto řezu. Magnetický tok se totiž v příčné ose bude uzavírat především nad permanentními magnety, což znamená, že sice musí překonat vzduchovou mezeru, která má větší délku než v ose d , ale nemusí překonávat magnetický odpor permanentních magnetů.



Obrázek 3-3: Rozložení magnetické indukce v řezu motoru

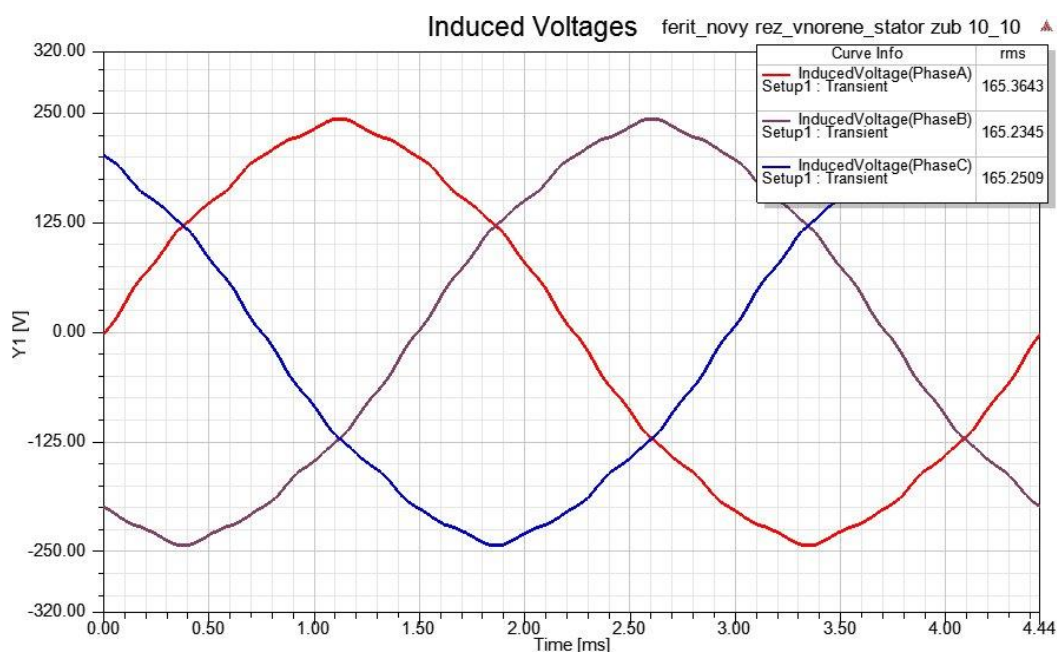


Obrázek 3-4: Rozložení magnetické indukce při nulovém napájecím napětí

Na obrázku 3-3 je zobrazeno rozložení magnetické indukce v řezu motoru. Hodnoty magnetické indukce v označených bodech jsou v tabulce 4. Pro potvrzení výsledku zvýšení magnetické indukce v mezeře je zde ještě doplněno rozložení magnetické indukce v řezu při analýze s nulovým napájecím napětím (tedy při nulovém napájecím proudu – obrázek 3-4). Maximální hodnota magnetické indukce v mezeře je přibližně $B_m = 0,536 T$, což je, jak bylo předpokládáno, vyšší hodnota, než je remanentní magnetická indukčnost použitých feritů.

Tabulka 4: Hodnoty magnetické indukce v bodech zobrazených v řezu motoru

bod	m1	m2	m3	m4	m5	m6
B [T]	0,99	1,47	2,08	0,55	0,59	0,54



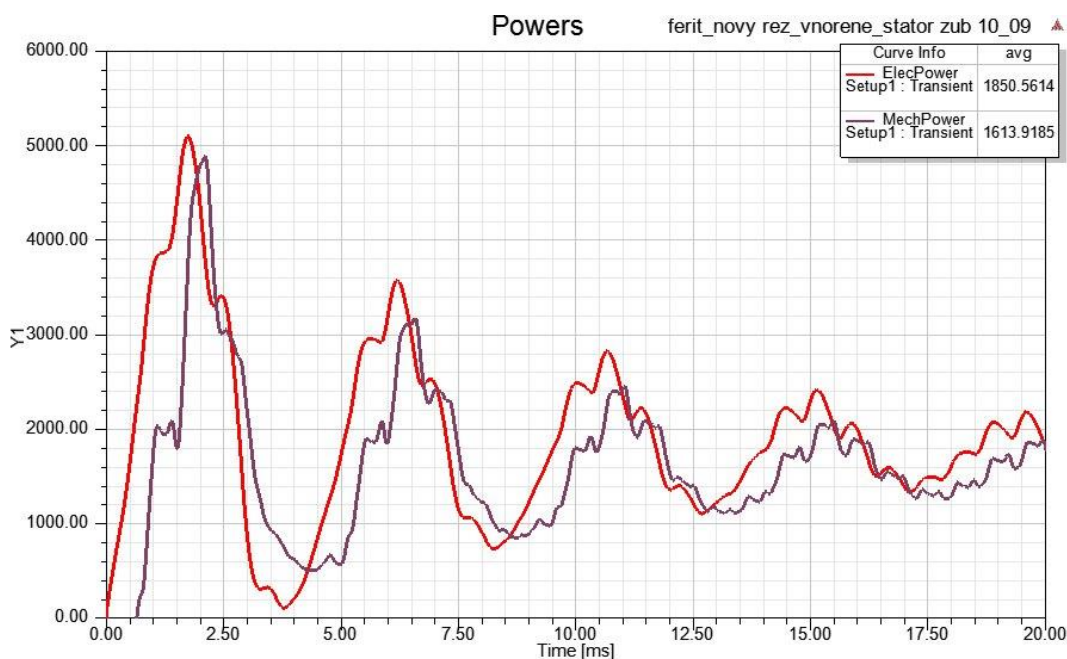
Obrázek 3-5: Průběh indukovaného napětí od permanentních magnetů

Na obrázku 3-5 je zobrazen průběh indukovaného napětí od permanentních magnetů. Jak je vidět, podařilo se vytvořit poměrně dobře sinusový průběh. Je to výsledek tvaru pólového nástavce. Průběh indukovaného napětí by se však dal ještě vylepšit, aby lépe odpovídal sinusovému průběhu. Takto, podobně jako v případě původního motoru, povede k mírné deformaci proudu.

Mechanické ztráty jsou předpokládány opět 30 W. Po odečtení těchto ztrát od mechanického výkonu motoru (obr. 3-6) je účinnost motoru:

$$\eta = \frac{P_n}{P_1} = \frac{P_{mech} - \Delta P_{mech}}{P_1} = \frac{1603,9}{1851,5} = 0,866 \quad (3.1)$$

Tato varianta má také vysokou účinnost. Problém tohoto motoru tak, jak je navržen, je, že k dosažení potřebného výkonu potřebuje vysoký zátěžný úhel ($64,3^\circ$), takže nesplňuje podmínku momentové přetížitelnosti.

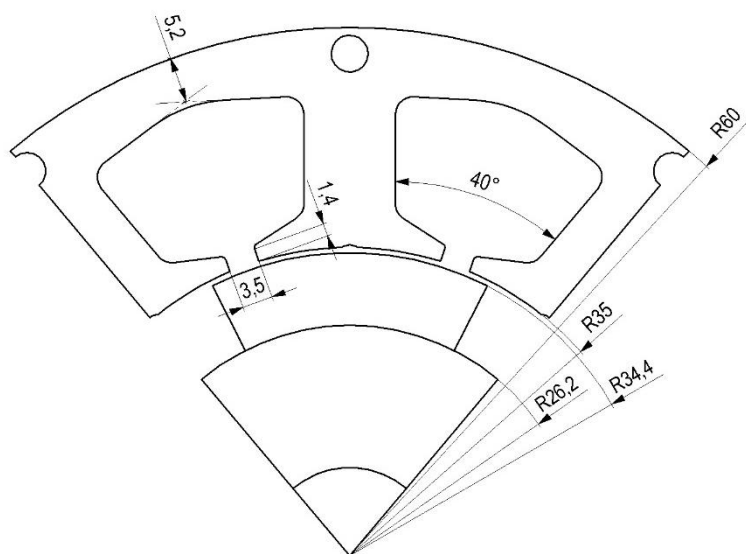


Obrázek 3-6: Průběh výkonů v motoru

3.2 Analýza SM s feritovými PM s konstantní výškou umístěnými na povrchu rotoru

3.2.1 Návrh řezu

Na obrázku 3-7 je zobrazen řez navrženého motoru se základními rozměry. Rozměry statorového řezu byly zachovány, místo původního rotoru však byl navržen rotor s permanentními magnety na povrchu s konstantní výškou. Nevýhodou tohoto řezu je vysoký parazitní reluktanční moment a zkreslené indukované napětí, výhodou je naopak snadná a levná výroba. V případě tohoto rotoru je možné použít pro rotor plný materiál.



Obrázek 3-7: Hlavní rozměry SM s feritovými PM s konstantní výškou

3.2.2 Nastavení analýzy

Stejně jako v předchozí analýze byly v tomto případě zachovány vstupní napětí, účinník, nastavení mechaniky, okrajových podmínek, sítě mesh i nastavení analýzy. Materiály včetně feritů jsou totožné s předchozí analýzou. Jedinou změnou, kromě tvaru řezu, je počet závitů, který byl nastaven na 189 a zátěžným úhlem, který je v tomto případě 56° .

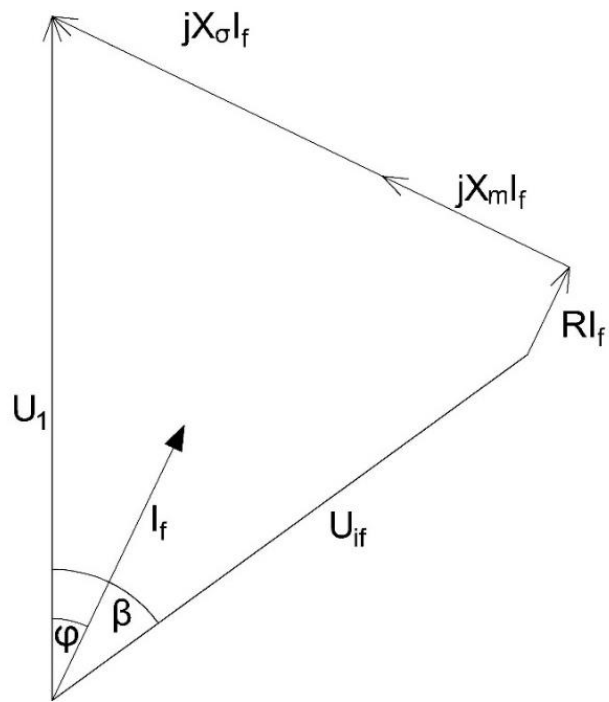
3.2.3 Výsledky analýzy

Pro porovnání s původním motorem i s dalšími variantami SM s feritovými PM je níže uveden fázorový diagram navrženého motoru (obrázek 3-8).

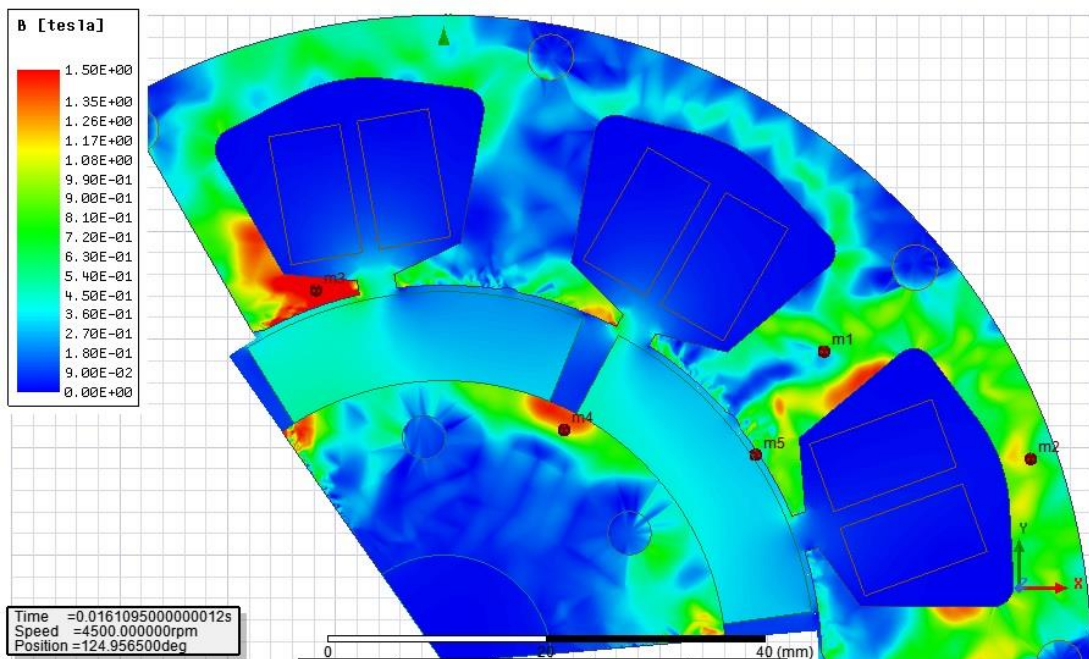
Takto navržený motor nemá magnetizační reaktanci závislou na úhlu natočení rotoru. Jedná se tedy o motor s hladkým rotorem. Na dalším obrázku je opět rozložení magnetické indukce v řezu motoru (obrázek 3-9). Hodnoty magnetické indukce v zobrazených bodech jsou v tabulce 5.

Tabulka 5: Hodnoty magnetické indukce v bodech zobrazených v řezu motoru

bod	m1	m2	m3	m4	m5
B [T]	0,35	0,94	1,63	1,19	0,32

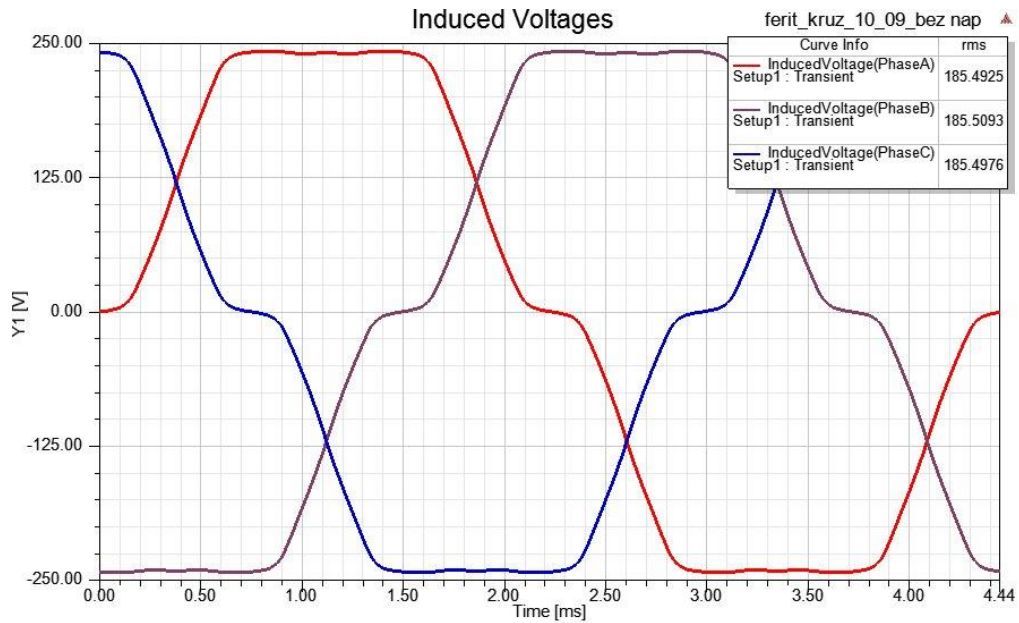


Obrázek 3-8: Fázorový diagram analyzovaného motoru



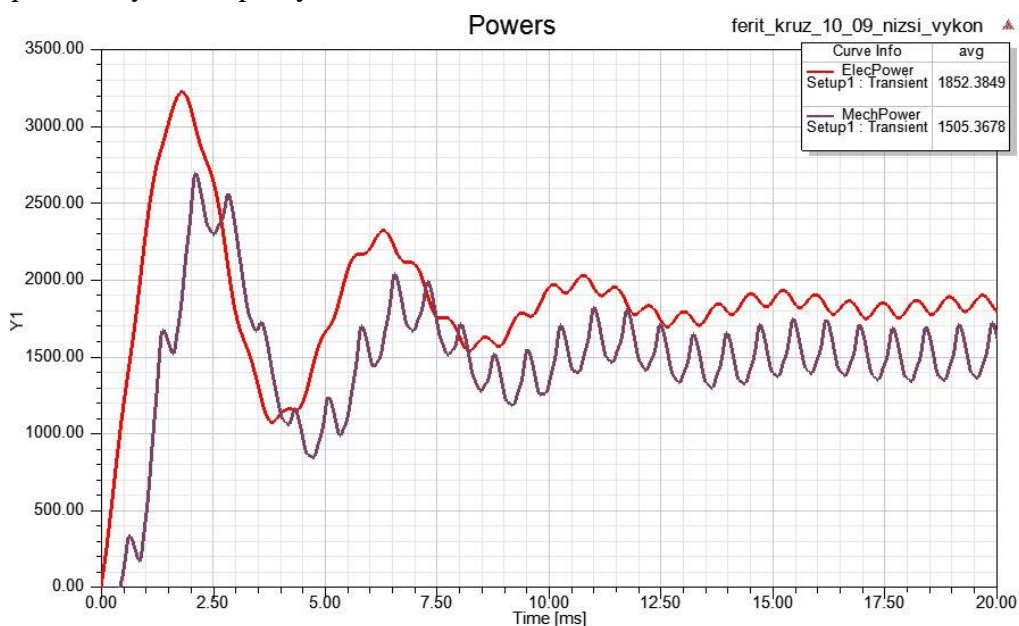
Obrázek 3-9: Rozložení magnetické indukce v řezu motoru

Indukované napětí od magnetů je zobrazeno na obrázku 3-10. To je v tomto případě lichoběžníkové.



Obrázek 3-10: Průběh indukovaného napětí od permanentních magnetů

Vzhledem k vlastnostem tohoto motoru nebylo v tomto případě možné dosáhnout požadovaného výkonu. Při daném účinníku byl nastavený zátěžný úhel maximální možný pro dosažení co největšího výkonu. Při dalším zvyšování začal prudce klesat účinník, takže bylo nutné kompenzovat to dalším přidáváním závitů, což opět vedlo ke snižování výkonu. Takto navržený motor tedy není možné reálně porovnat s ostatními verzemi, pro úplnost je však uveden jako varianta, která je rovněž myslitelná v případě, že by na ní byly provedeny další úpravy.



Obrázek 3-11: Průběh výkonů v motoru

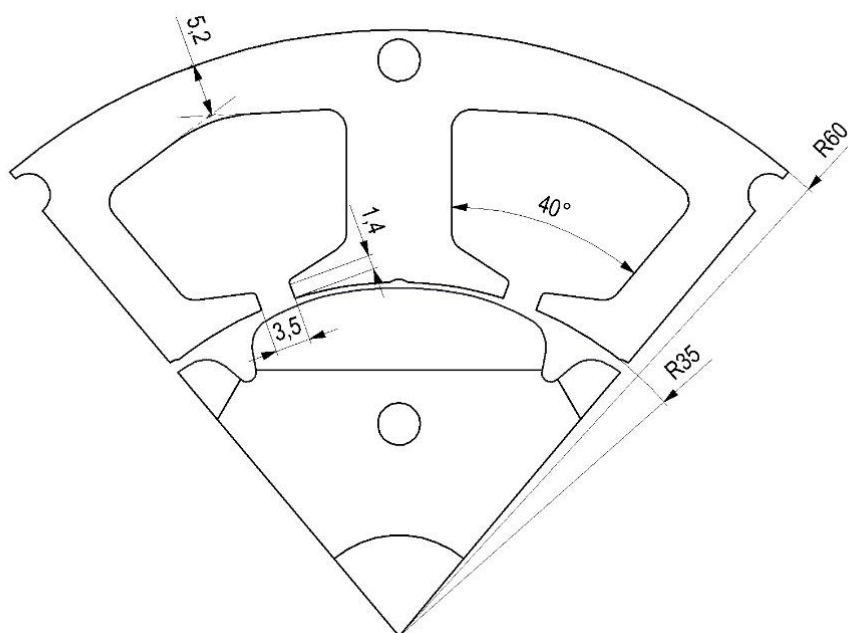
Mechanické ztráty jsou 30 W, stejně jako v případě původního motoru. Účinnost je dána opět poměrem výkonů určených metodou konečných prvků (obr. 3-11). Účinnost je vzhledem k stavu, ve kterém motor pracuje, výrazně nižší než u předchozích variant.

$$\eta = \frac{P_n}{P_1} = \frac{P_{mech} - \Delta P_{mech}}{P_1} = \frac{1476,8}{1855,3} = 0,796 \quad (3.2)$$

3.3 Analýza SM s feritovými PM s proměnnou výškou umístěnými na povrchu rotoru

3.3.1 Návrh řezu

Na obrázku 3-12 je navržený řez motoru s permanentními magnety na povrchu s proměnnou výškou. Rozměry statorového řezu jsou opět použity stejné, jako u původního motoru. Návrh tvaru permanentních magnetů však byl veden s cílem vytvořit, pokud možno, sinusový tvar magnetické indukce ve vzduchové mezeře. Takový motor má velkou výhodu v nízkém reluktančním momentu a v relativně čistě sinusovém indukovaném napětí. Jeho velkou nevýhodou je naproti tomu větší náročnost výroby, především vytvarování permanentních magnetů.



Obrázek 3-12: Hlavní rozměry SM s feritovými PM s proměnnou výškou

3.3.2 Nastavení analýzy

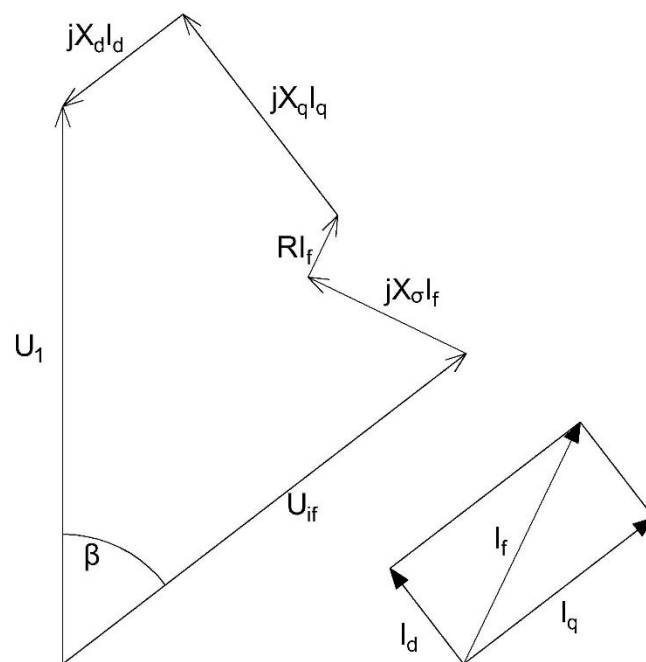
Nastavení mechaniky, okrajových podmínek, sítě mesh, nastavení analýzy i nastavení materiálů je stejné jako v předchozím případě. Počet závitů je 173 a zátěžný úhel 52° .

3.3.3 Výsledky analýzy

Fázorový diagram je na obrázku 3-13. Opět je rozdílná reaktance v podélné a příčné ose. Tentokrát je však indukčnost v ose d o něco vyšší, na rozdíl od varianty vnořených feritových magnetů. Zde je však rozdíl mezi oběma indukčnostmi řádově menší než v případě původního motoru, což odpovídá geometrii řezu rotoru.

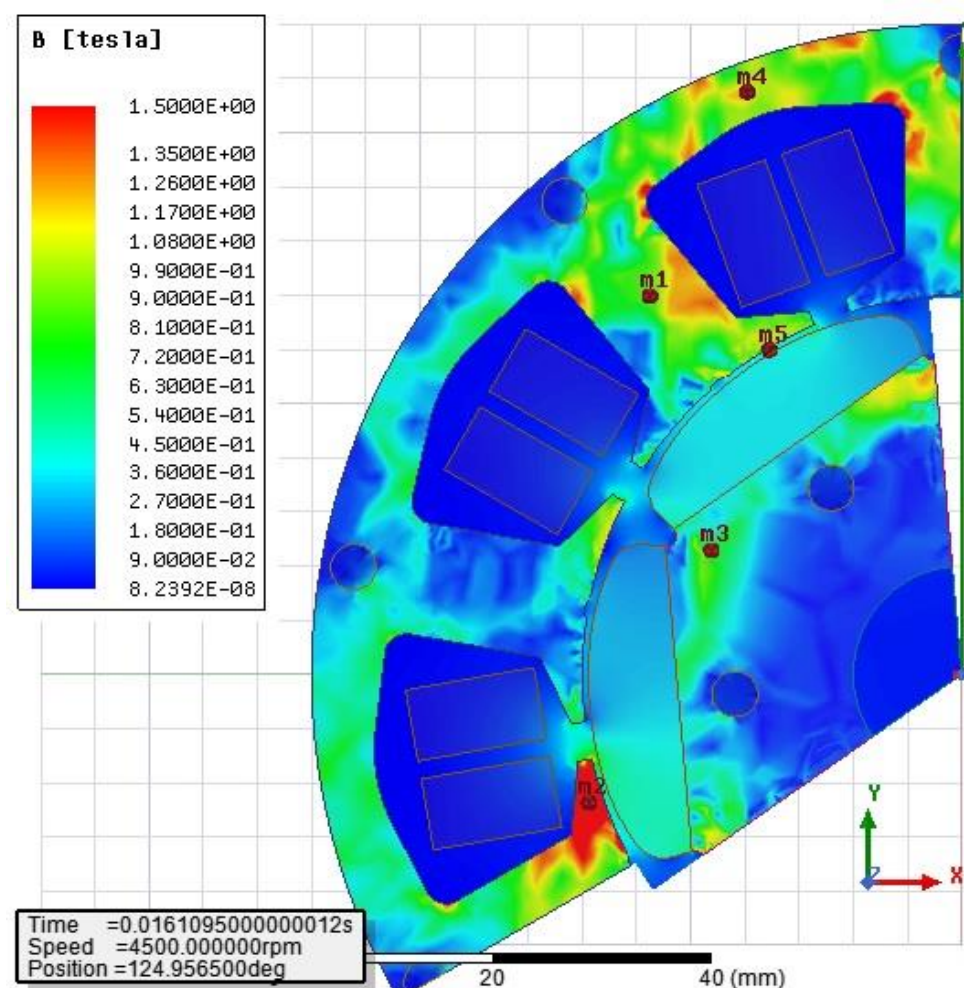
$$L_d = 0.027 \text{ H}$$

$$L_q = 0.022 \text{ H}$$



Obrázek 3-13: Fázorový diagram analyzovaného motoru

Rozložení magnetické indukce v řezu tohoto motoru je na obrázku 3-14. V tabulce 6 jsou uvedeny hodnoty magnetické indukce v zobrazených bodech.

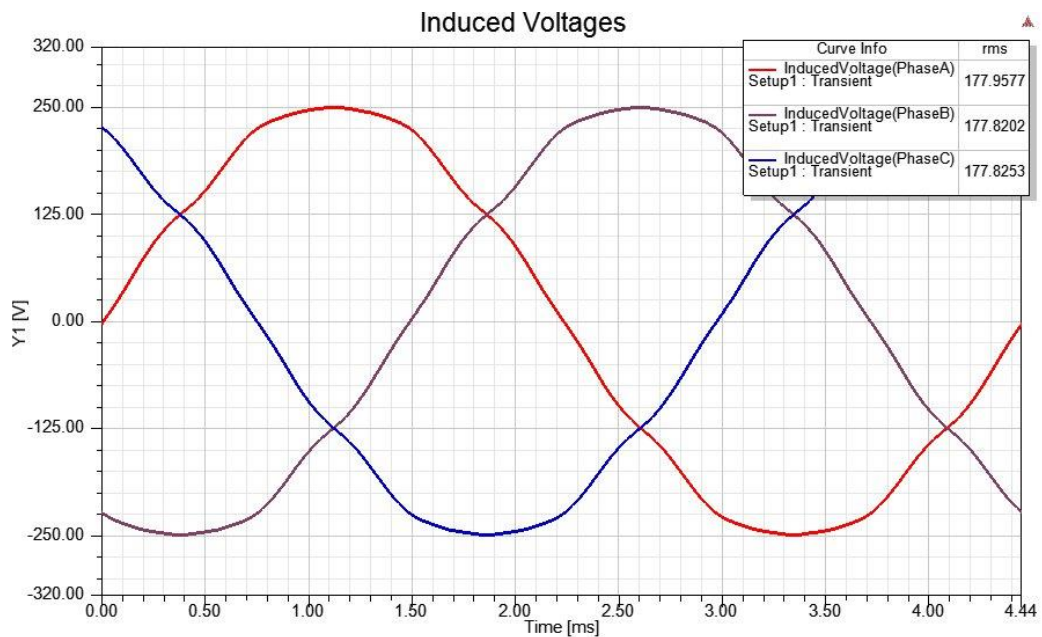


Obrázek 3-14: Rozložení magnetické indukce v řezu motoru

Tabulka 6: Hodnoty magnetické indukce v bodech zobrazených v řezu motoru

bod	m1	m2	m3	m4	m5
B [T]	0,88	1,70	0,62	1,24	0,37

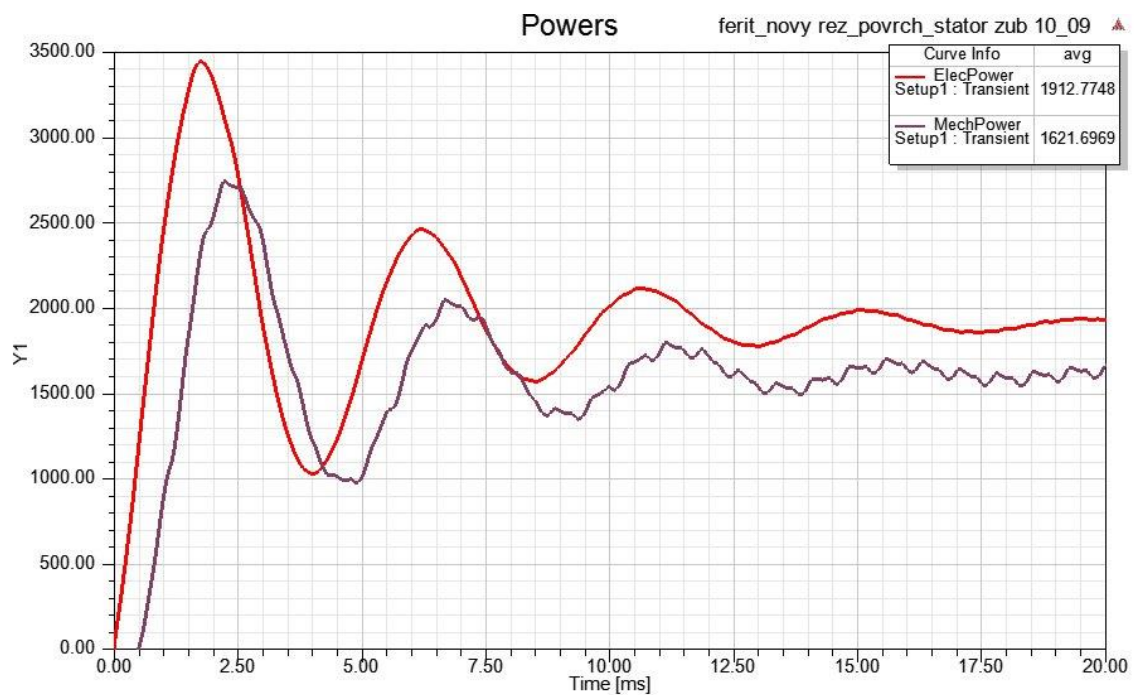
Průběh indukovaného napětí je na obrázku 3-15. Zde je patrný vliv umístění magnetů, podobně jako v případě feritů s konstantní výškou na povrchu rotoru. Indukované napětí má tvar silně deformovaného sinusového průběhu, i když tvar není tak vyhraněný, jako v předchozím případě. Pro méně deformovaný sinusový průběh by se tvar magnetů musel optimalizovat s tímto požadavkem.



Obrázek 3-15: Průběh indukovaného napětí od permanentních magnetů

Tak jako v předchozích případech, i tentokrát se účinnost určí z výkonů stanovených metodou konečných prvků (obr. 3-16), přičemž mechanické ztráty jsou opět uvažovány 30 W.

$$\eta = \frac{P_n}{P_1} = \frac{P_{mech} - \Delta P_{mech}}{P_1} = \frac{1591,7}{1912,8} = 0,832 \quad (3.3)$$



3.4 Porovnání navržených motorů s původním motorem

Tabulka 7: Porovnání navrhovaných variant s původním motorem

veličina	původní SM	SM s vnořenými feritovými PM	SM s feritovými PM s konstantní výškou	SM s feritovými PM s proměnnou výškou
U_n [V]	208	208	208	208
U_i [V]	190,5	165	185,5	178
I_f [A]	3,25	3,2	3,24	3,4
P_n [W]	1604,3	1583,9	1475,4	1591,7
P_l [W]	1829,8	1850,6	1852,4	1912,8
η [-]	0,877	0,856	0,796	0,832
$\cos \varphi$ [-]	0,89	0,893	0,898	0,902
β [°]	28,9	64,3	56	52
ΔP [W]	225,5	266,7	378,5	321,1
ΔP_j [W]	69,5	150,9	309,4	248,7
ΔP_{mech} [W]	30	30	30	30
ΔP_{Fe} [W]	120	83,8	34,4	40,1

V tabulce 7 jsou k porovnání veličiny původního motoru a jednotlivých variant motorů, které byly analyzované v této kapitole. Nejvyšší účinnost má motor s vnořenými permanentními magnety, ovšem za cenu příliš velkého zátěžného úhlu. Navíc tento motor vykazoval značnou nestabilitu při výpočtu, což bylo pravděpodobně způsobeno vysokým reluktančním momentem (feritové magnety v tomto uspořádání tvoří v podstatě bariéru toku, což znamená, že se tak trochu chovají jako reluktanční motory).

Jouleovy ztráty v jednotlivých případech jsou závislé na počtu závitů (resp. na odporu vinutí) a na statorovém proudu. Není proto překvapením, že největší ztráty ve vinutí má motor s feritovými magnety s konstantní výškou. Naopak nejnižší ztráty ve vinutí má pochopitelně původní motor.

Ten má naopak vyšší sycení magnetického obvodu, což se projevuje poměrně vysokými ztrátami v železe.

Jako nejvhodnější varianta pro další zkoumání byla zvolena varianta magnetů s proměnnou výškou umístěných na povrchu rotoru. Tento motor byl schopen dosáhnout požadovaného výkonu při daném účinníku a při relativně dobrém zátěžném úhlu. Pro dosažení ještě lepších parametrů bude v následující kapitole podroben dalším změnám.

4 ÚPRAVA SM S FERITOVÝMI PM PRO ZVÝŠENÍ ÚČINNOSTI

V porovnání navrhovaných motorů s feritovými magnety se projevilo, že v dané úpravě nevyhovují normě, protože momentová přetížitelnost je velmi malá. Momentová přetížitelnost závisí na sinu zátěžného úhlu. Maximální zátěžný úhel, se kterým se tedy motor může při jmenovitém zatížení provozovat je 40° . První úprava, která sice povede k mírnému snížení účinnosti, avšak ke zvýšení momentové přetížitelnosti, je tedy změna účinníku a sice na $\cos \varphi = 0,8$.

4.1 Zvýšení účinnosti SM s proměnnou výškou feritových PM

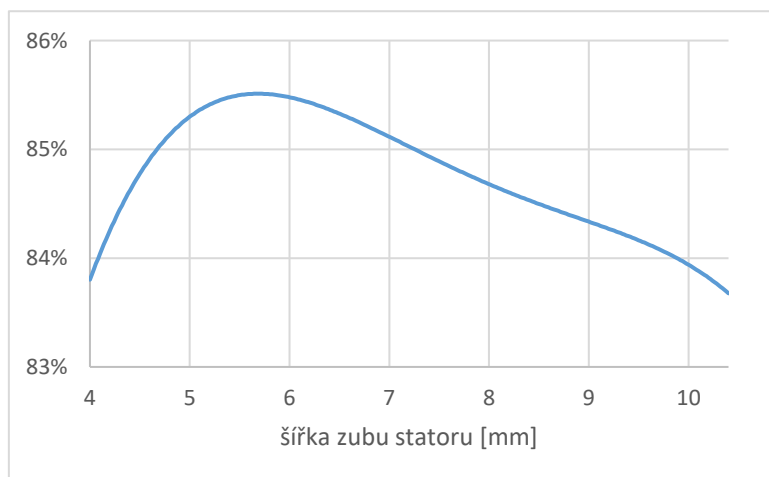
Vybraný typ motoru, tedy motor s proměnnou výškou permanentních magnetů umístěných na povrchu rotoru byl analyzovaný s proměnnou šířkou zubu. Šířka zubu byla měněna z původních $10,4 \text{ mm}$ na 9 mm a dále s krokem 1 mm až do šířky zubu 4 mm . V daném rozsahu byly provedeny analýzy tak, aby byly zachovány tyto parametry:

$U_n = 208 \text{ V}$ jmenovité napájecí napětí vinutí (fázové)

$N = 148$ počet závitů v jedné cívce statorového vinutí

$\cos \varphi = 0,8$ účinník

Ostatní nastavení analýzy bylo opět totožné s předchozími analýzami.

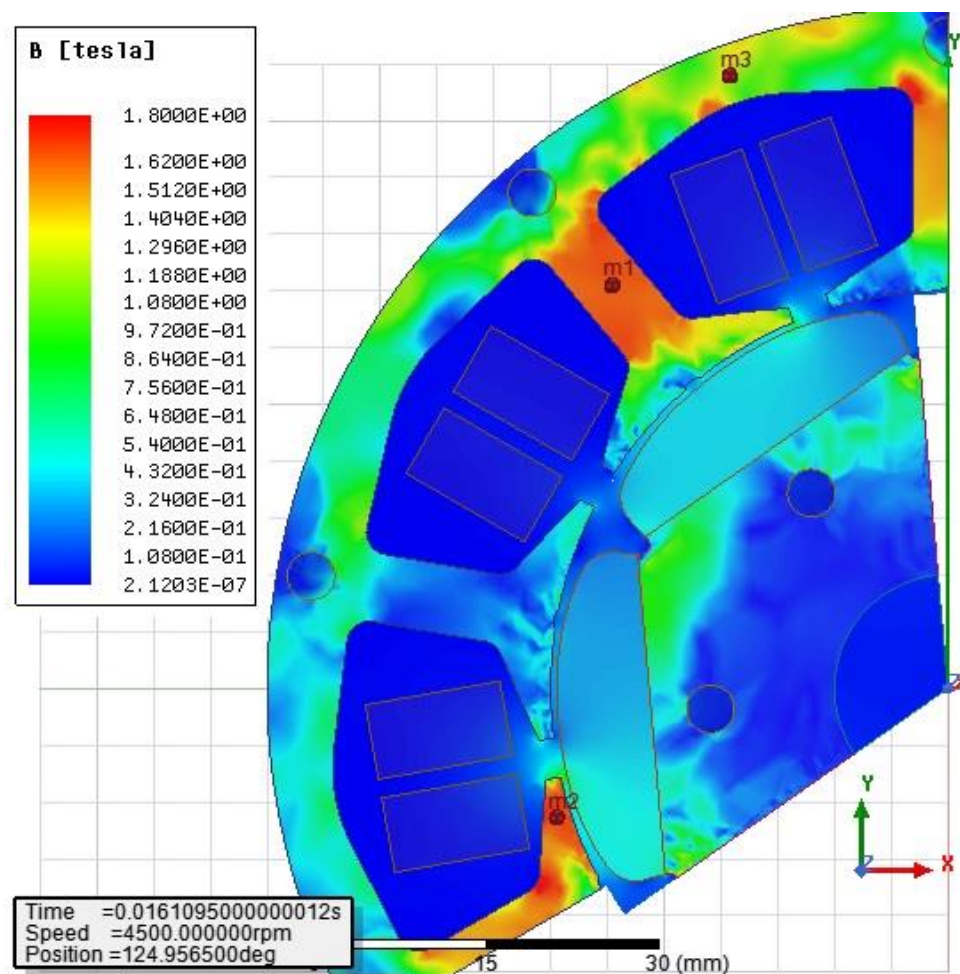


Obrázek 4-1: Závislost účinnosti na šířce zubu statoru

Účinnosti jednotlivých variant byly v závislosti na šířce zubu statoru vyneseny do grafu, který je na obrázku 4-1. Z něj jednoznačně vyplývá, že optimální šířka zubu statoru z analyzovaných variant je 6 mm.

4.2 Výsledky analýzy upraveného motoru

Pro ilustraci a porovnání je zde opět uvedeno několik výstupů upraveného motoru. Rozložení magnetické indukce motoru je na obrázku 4-2. Hodnoty magnetické indukce v zobrazených bodech jsou v tabulce 8.



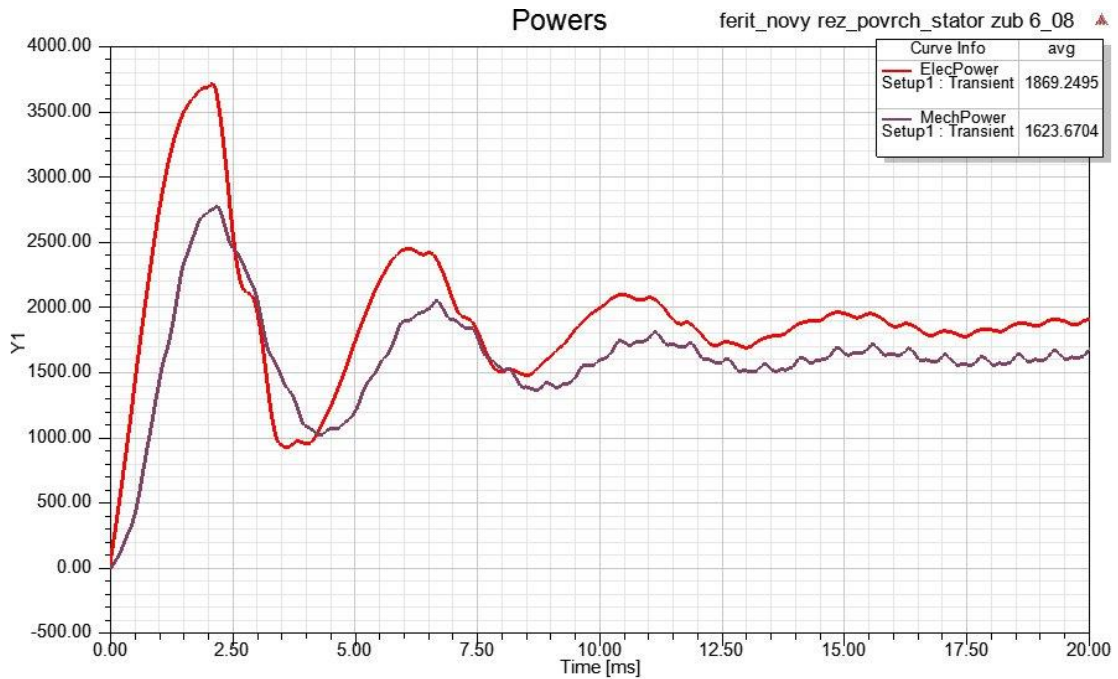
Obrázek 4-2: Rozložení magnetické indukce v řezu motoru

Tabulka 8: Hodnoty magnetické indukce v bodech zobrazených v řezu motoru

bod	m1	m2	m3
B [T]	1,64	1,65	1,25

Na dalším obrázku (4-3) je zobrazen průběh výkonů v motoru. Jako v předchozích případech se účinnost určí podílem výkonu na hřídeli a elektrického příkonu.

$$\eta = \frac{P_n}{P_1} = \frac{P_{mech} - \Delta P_{mech}}{P_1} = \frac{1593,7}{1869,2} = 0,853 \quad (4.1)$$



Obrázek 4-3: Průběh výkonů v motoru

4.3 Porovnání navrženého motoru s původním motorem

Tabulka 9: Porovnání výsledného návrhu s původním motorem

veličina	NdBFe	ferity
U_n [V]	208	208
U_i [V]	190,5	190,5
I_f [A]	3,25	3,75
P_n [W]	1604,3	1593,7
P_1 [W]	1829,8	1869,2
η [-]	0,877	0,853
$\cos \varphi$ [-]	0,89	0,793
β [°]	28,9	39
ΔP [W]	225,5	275,5
ΔP_j [W]	69,5	189,5
ΔP_{mech} [W]	30	30
ΔP_{Fe} [W]	120	62,8

Dle očekávání je výsledný motor méně účinný než motor původní. Překvapením ale je, že tento rozdíl není tak výrazný. Vzhledem k vyššímu počtu závitů i vyššímu proudu jsou ztráty ve vinutí statoru přibližně třikrát vyšší. Ovšem zase ztráty v železe jsou výrazně nižší v případě upraveného motoru (přibližně poloviční). Proto jsou výsledné ztráty vyšší jen o 50 W. Tento fakt může souviset s nižším sycením v případě upraveného motoru. Možnosti úprav motoru pro využití feritových magnetů však touto prací nejsou ještě zcela vyčerpány.

5 ZÁVĚR

Tato práce se věnuje elektromagnetickému návrhu synchronního motoru s permanentními magnety a jeho analýze metodou konečných prvků.

Po teoretickém úvodu je řešen elektromagnetický návrh synchronního motoru s vnitřním rotorem s vnořenými permanentními magnety ze vzácných zemin a soustředěným vinutím. K návrhu bylo přistoupeno z nestandardního směru. Kromě požadovaného výkonu a otáček bylo známo také indukované napětí (nikoliv napájecí). Stejně tak byly známy přesné rozměry motoru, tedy i výška permanentních magnetů. Proti standardním postupům elektromagnetického návrhu popsáním v literatuře, kde se hledá výška permanentních magnetů, aby bylo dosaženo zvolené magnetické indukce ve vzduchové mezeře, byla zde hledána magnetická indukce, kterou dané permanentní magnety ve vzduchové mezeře vytvoří. Velká pozornost byla věnována popisu magnetického obvodu motoru. Tento motor byl také analyzován metodou konečných prvků.

Hlavním cílem této práce však bylo navrhnout synchronní motor s permanentními magnety z feritů a porovnat jej s původním motorem s magnety ze vzácných zemin. Tento cíl byl zvolen po dohodě s firmou ATAS elektromotory Náchod na základě obavy z potenciálních problémů s dodávkou permanentních magnetů ze vzácných zemin z Číny a z prozíravého rozhodnutí mít pro takovou situaci řešení v záloze, ačkoliv je jasné, že v tuto chvíli nemohou feritové permanentní magnety v synchronních motorech permanentním magnetům ze vzácných zemin konkurovat.

Tato část práce byla řešena již pouze metodou konečných prvků, neboť její řešení analytickým způsobem by zabralo příliš mnoho času a přineslo jen orientační výsledky. Pro větší přehled o možnostech využití magneticky tvrdých feritů v synchronních motorech byl navržen jeden motor s vnořenými permanentními magnety a dva motory s permanentními magnety na povrchu. Jejich porovnáním byl zjištěno, že nejvhodnější variantou pro další rozbor je motor s permanentními magnety na povrchu, které mají proměnnou výšku.

Dalším zkoumáním bylo zjištěno, že úpravou šířky statorového řezu může být dosaženo u této varianty ještě vyšší účinnosti. Výsledný motor má tedy parametry relativně srovnatelné s původním motorem. Účinnost je o něco nižší, ale ne nějak výrazně. Pro zajištění vyšší momentové přetížitelnosti byl upraven účinník na hodnotu 0,8, takže motor splňuje požadavek momentové přetížitelnosti.

Literatura

- [1] BRÁZDA, Miroslav a Rudolf STAŇA. Výpočet asynchronního motoru. Brno: Výzkumný a vývojový ústav elektrických strojů točivých, 1973.
- [2] Hendershot, J. R. Jr., Miller, T.J.E. Design of Brushless Permanent-Magnet Motors. Oxford: Magna Physic Publishing and Clarendon Press, 1994.
- [3] HRABOVCOVÁ, Valéria. Elektrické stroje - Teória a příklady. EDIS, 2015. ISBN isbn978-80-554-0998-6.
- [4] KOPYLOV, Igor Petrovič. Stavba elektrických strojů. Praha: Státní nakladatelství technické literatury, 1988.
- [5] MĚŘIČKA, Jiří a Zdeněk ZOUBEK. Obecná teorie elektrického stroje. Praha: Státní nakladatelství technické literatury, 1973. Řada elektrotechnické literatury.
- [6] PETROV, Georgij N. Elektrické stroje 2. Praha: Academia, 1982. 728 s.
- [7] PYRHONEN, Juha, Tapani JOKINEN a Valeria HRABOVCOVÁ. Design of rotating electrical machines. Second edition. Chichester, West Sussex, United Kingdom: Wiley, 2014. ISBN 978-1-118-58157-5.
- [8] [online]. [cit. 2019-05-17]. DOI:
http://www.sinomag.cz/sinomag.cz/data/sinomag/downloads/Permanentni_magnety.pdf.
- [9] [online]. [cit. 2019-05-17]. DOI:
<https://cogent-power.com/cms-data/downloads/m700-50a.pdf>.
- [10] [online]. [cit. 2019-05-17]. DOI:
https://product.tdk.com/info/en/catalog/datasheets/magnet_fb_fb13b_en.pdf.

Seznam symbolů a zkratek

Zkratky:

FEM	finite element method
mag.	magnetická
PM	permanentní magnet
SM	synchronní motor

Symboly:

B	magnetická indukce	[T]
B_j	magnetická indukce ve jhu statoru	[T]
B_m	maximální hodnota magnetické indukce	[T]
B_{z1}	magnetická indukce v zubech statoru s vyšším sycením	[T]
B_{z2}	magnetická indukce v zubech statoru s nižším sycením	[T]
b_1	šířka otevření statorové drážky	[m]
b_4	šířka statorové drážky nad klínem	[m]
$\cos \varphi$	účinník	[-]
D	elektrická indukce	[C·m ⁻²]
D_{1r}	vnější průměr rotoru	[m]
D_{2r}	vnitřní průměr rotoru	[m]
D_{1s}	vnější průměr statoru	[m]
D_{2s}	vnitřní průměr statoru	[m]
D_δ	střední průměr vzduchové mezery	[m]
$d_{\check{c}ela}$	průměr oblouku čela vinutí	[m]
d_n	jmenovitý průměr vodiče	[m]
E	intenzita elektrického pole	[V·m ⁻¹]
f	frekvence	[Hz]
f_{mech}	mechanická frekvence	[Hz]

g	cosinus rozdílu fází napětí dvou cívek v jedné drážce	[-]
H	intenzita magnetického pole	$[A \cdot m^{-1}]$
H_c	koercitivní síla	$[A \cdot m^{-1}]$
h_1	výška krčku statorové drážky	$[m]$
h_2	výška klínu statorové drážky	$[m]$
h_3	výška statorové drážky mezi klínem a prostorem s vodiči	$[m]$
h_4	výška statorové drážky zaplněná vodiči	$[m]$
h'	výška izolace	$[m]$
I	elektrický proud	$[A]$
I_f	efektivní hodnota proudu statorového vinutí	$[A]$
k_B	činitel tvaru magnetického pole	[-]
k_{Cu}	činitel plnění drážky	[-]
k_d	činitel ztrát v železe	[-]
k_{dj}	činitel ztrát ve jhu statoru	[-]
k_{dz}	činitel ztrát v zubu statoru	[-]
k_{Fe}	činitel plnění železa	[-]
k_v	činitel vinutí	[-]
k_1	činitel měrné vodivosti	[-]
k_2	činitel měrné vodivosti	[-]
L_d	rozptylová indukčnost zubů statoru	$[H]$
L_m	magnetizační indukčnost	$[H]$
L_S	synchronní indukčnost	$[H]$
L_u	rozptylová indukčnost statorové drážky	$[H]$
L_w	rozptylová indukčnost čel vinutí	$[H]$
$L_{\sigma\delta}$	rozptylová indukčnost vzduchové mezery	$[H]$

l	délka	[m]
l_{ew}	délka části čel rovnoběžné s drážkou	[m]
l_f	celková délka vodiče jedné fáze	[m]
l_i	délka svazku	[m]
l_i'	ekvivalentní délka svazku	[m]
$l_{izolace}$	délka přesahu izolace drážky	[m]
l_{jr}	délka siločáry magnetické indukce ve jhu rotoru	[m]
l_{js}	délka siločáry magnetické indukce ve jhu statoru	[m]
l_{PM}	délka siločáry magnetické indukce v PM	[m]
l_w	délka čela statorového vinutí	[m]
l_z	délka jednoho závitů statorového vinutí	[m]
l_{zs}	délka siločáry mag. indukce v zubu statoru	[m]
$l_{\sigma m1}$	délka siločáry mag. indukce v můstku kolem PM	[m]
$l_{\sigma m2}$	délka siločáry mag. indukce v můstku kolem PM	[m]
$l_{\sigma zs}$	délka siločáry mag. indukce rozptylového toku v zubu statoru	[m]
$l_{\sigma \delta 1}$	délka siločáry mag. indukce rozptylového toku v mezeře	[m]
$l_{\sigma \delta 2}$	délka siločáry mag. indukce rozptylového toku v mezeře	[m]
M_n	jmenovitý moment motoru	[N·m]
m	hmotnost	[kg]
m_j	hmotnost jha statoru	[kg]
m_z	hmotnost zubů statoru	[kg]
N	počet závitů v jedné fázi	[-]
N_1	počet závitů jedné cívky	[-]
n_s	synchronní otáčky	[min ⁻¹]
P_n	jmenovitý výkon motoru	[W]

P_1	jmenovitý vstupní elektrický výkon (příkon)	[W]
p	počet pólů	[-]
Q_s	počet drážek statoru	[-]
q	počet drážek na pól a fázi	[-]
R	elektrický odpor	[Ω]
R_{f40}	elektrický odpor jedné fáze při teplotě 40°C	[Ω]
R_{f100}	elektrický odpor jedné fáze při teplotě 100°C	[Ω]
R_{jr}	magnetický odpor jha rotoru	[H^{-1}]
R_{js}	magnetický odpor jha statoru	[H^{-1}]
R_m	magnetický odpor	[H^{-1}]
R_m	magnetický odpor magnetizační větve	[H^{-1}]
R_{mc}	celkový magnetický odpor	[H^{-1}]
R_{PM}	magnetický odpor permanentních magnetů	[H^{-1}]
R_{PM1}	vlastní magnetický odpor permanentního magnetu	[H^{-1}]
R_{PM2}	magnetický odpor permanentního magnetu protipólu	[H^{-1}]
$R_{R\delta}$	magnetický odpor magnetickému toku mezerou	[H^{-1}]
R_{zs1}	magnetický odpor poloviny průřezu zubu statoru	[H^{-1}]
R_{zs2}	magnetický odpor celého průřezu zubu statoru	[H^{-1}]
$R_{\delta 1}$	magnetický odpor magnetizačnímu toku vzduchové mezery	[H^{-1}]
$R_{\sigma cm1}$	magnetický odpor můstků kolem magnetu	[H^{-1}]
$R_{\sigma cm2}$	magnetický odpor můstků kolem magnetu	[H^{-1}]
$R_{\sigma m1}$	magnetický odpor můstku kolem magnetu	[H^{-1}]
$R_{\sigma m2}$	magnetický odpor můstku kolem magnetu	[H^{-1}]
$R_{\sigma zs}$	magnetický odpor zubu statoru rozptylovému toku	[H^{-1}]
$R_{\sigma \delta}$	magnetický odpor vzduchové mezery rozptylovému toku	[H^{-1}]

$R_{\sigma\delta 1}$	magnetický odpor vzduchové mezery rozptylovému toku	$[H^{-1}]$
$R_{\sigma\delta 2}$	magnetický odpor vzduchové mezery rozptylovému toku	$[H^{-1}]$
S_{drS}	plocha drážky statoru	$[m^3]$
S_{jr}	průřez jha rotoru	$[m^3]$
S_n	jmenovitý průřez vodičů statorového vinutí	$[m^3]$
S_m	průřez magnetického odporu	$[m^3]$
S_{m1}	průřez můstku kolem permanentního magnetu	$[m^3]$
S_{m2}	průřez můstku kolem permanentního magnetu	$[m^3]$
S_{PM}	průřez permanentního magnetu	$[m^3]$
S_{td1}	průřez části vzduchové mezery vedoucí pracovní mag. tok	$[m^3]$
$S_{vodiče}$	průřez vodiče	$[m^3]$
S_{zs}	průřez zubu statoru	$[m^3]$
$S_{\delta 1}$	průřez vzduchové mezery	$[m^3]$
$S_{\delta 2}$	průřez vzduchové mezery	$[m^3]$
$S_{\sigma zs}$	průřez vzduchové mezery	$[m^3]$
t_{d1}	drážková rozteč	$[m]$
U	elektrické napětí	$[V]$
U_i	indukované napětí	$[V]$
U_{if}	fázové indukované napětí	$[V]$
U_{js}	magnetické napětí jha statoru	$[A]$
U_m	magnetické napětí	$[A]$
U_{mc}	celkové magnetické napětí	$[A]$
U_{mjr}	magnetické napětí jha rotoru	$[A]$
$U_{m\delta c}$	magnetické napětí vzduchové mezery	$[A]$
U_{PM}	magnetické napětí permanentního magnetu	$[A]$

U_{PM0}	vnitřní magnetické napětí permanentního magnetu	[A]
U_{PM1}	magnetické napětí permanentního magnetu	[A]
U_{PM2}	magnetické napětí permanentního magnetu	[A]
$U_{R\delta}$	magnetické napětí	[A]
U_{zs1}	magnetické napětí půlky průřezu zubu statoru	[A]
U_{zs2}	magnetické napětí zubu statoru	[A]
U_1	napájecí napětí	[V]
$U_{\delta1}$	magnetické napětí vzduchové mezery	[A]
$U_{\delta2}$	magnetické napětí vzduchové mezery	[A]
$U_{\sigma cm1}$	magnetické napětí můstků kolem permanentního magnetu	[A]
$U_{\sigma cm2}$	magnetické napětí můstků kolem permanentního magnetu	[A]
$U_{\sigma m1}$	magnetické napětí můstku kolem permanentního magnetu	[A]
$U_{\sigma m2}$	magnetické napětí můstku kolem permanentního magnetu	[A]
$U_{\sigma zs}$	magnetické napětí zubu statoru od rozptylového toku	[A]
$U_{\sigma \delta1}$	magnetické napětí vzduchové mezery od rozptylového toku	[A]
$U_{\sigma \delta2}$	magnetické napětí vzduchové mezery od rozptylového toku	[A]
v	obvodová rychlost rotoru	[$m \cdot s^{-1}$]
W_{ew}	šířka čel	[m]
X_m	magnetizační reaktance	[Ω]
X_S	synchronní reaktance	[Ω]
X_σ	rozptylová reaktance	[Ω]
y	krok cívky	[-]
$2p$	počet pólů	[-]
α_{Cu}	teplotní koeficient odporu mědi	[K^{-1}]
α_i	poměr střední hodnoty k maximální hodnotě mag. indukce	[-]

ΔP	celkové ztráty	[W]
ΔP_d	ztráty dodatečné	[W]
ΔP_{Fe}	ztráty v železe	[W]
ΔP_{Fej}	ztráty v železe ve jhu statoru	[W]
ΔP_{Fez}	ztráty v železe ve více sycených zubech statoru	[W]
ΔP_J	Jouleovy ztráty	[W]
ΔP_m	mechanické ztráty	[W]
$\Delta p_{\frac{1}{50}}$	měrné ztráty v železe při mag. indukci 1 T a frekvence 50 Hz	[W·kg ⁻¹]
$\Delta\theta$	oteplení	[°C]
δ	výška vzduchové mezery	[m]
δ_{ef}	efektivní výška vzduchové mezery	[m]
ϵ_{sp}	rozdíl mezi pólovou roztečí a cívkovým krokem	[-]
η	účinnost	[-]
λ_d	měrná vodivost zubu statoru	[-]
λ_{lew}	měrná vodivost podélné části čela vinutí	[-]
λ_u	měrná vodivost drážky	[-]
λ_w	měrná vodivost čela vinutí	[-]
λ_{wew}	měrná vodivost kruhové části čela vinutí	[-]
μ	permeabilita	[H·m ⁻¹]
μ_r	relativní permeabilita	[-]
μ_0	permeabilita vakua	[H·m ⁻¹]
π	Ludolfovo číslo	[-]
ρ_{Cu40}	měrný odpor mědi při teplotě 40°C	[Ω·m]
σ_δ	rozptylový faktor vzduchové mezery	[-]

τ_p	pólová rozteč	[m]
Υ	měrná vodivost	[S·m ⁻¹]
Φ	magnetický tok	[Wb]
Φ_δ	magnetický tok vzduchovou mezerou	[Wb]
φ	fázový posun	[-]
ω_{mech}	mechanická úhlová rychlost	[rad·s ⁻¹]
ω_s	synchronní úhlová rychlost	[rad·s ⁻¹]

Seznam příloh

- Příloha 1 Katalogový list elektrotechnických plechů M700-50A
Příloha 2 Katalogový list feritových PM FB13B