

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

DIPLOMOVÁ PRÁCE

Brno, 2021

Bc. Hugo Szabó



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

ELEKTRICKÝ STROJ S PŘEPÍNÁNÍM MAGNETICKÉHO TOKU

FLUX SWITCHING ELECTRIC MACHINE

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. Hugo Szabó

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

doc. Ing. Čestmír Ondrůšek, CSc.

BRNO 2021



Diplomová práce

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

Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky

Student: Bc. Hugo Szabó

ID: 183805

Ročník: 2

Akademický rok: 2020/21

NÁZEV TÉMATU:

Elektrický stroj s přepínáním magnetického toku

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

1. Vysvětlete princip činnosti stroje s přepínáním magnetického toku
2. Provedte literární průzkum strojů s přepínáním magnetického toku
3. Navrhněte výpočtový postup generátoru s přepínáním magnetického toku
4. Provedte elektromagnetickou analýzu pomocí metody konečných prvků
5. Porovnejte výsledky získané analytickým výpočtem a metodou konečných prvků.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

1. A Novel 6/4 Flux-Switching Permanent Magnet Machine Designed for High-Speed operations

Li, Y., Bobba, D., Sarlioglu, B. IEEE Transaction on Magnetics, vol.52, No.8, August 2016.

2. Analysis of the torque production mechanism for flux-switching permanent-magnet machines, IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 51, no. 4, pp. 3041–3049, Jul./Aug. 2015. McFarland, J.D., Jahns, T.M., El-Refaei, A.M.

3. Investigations of New Topology of Hybrid- Excited Flux-Switching Machine with Static Global Winding: Experimental and Modeling.

Dupas, A. Hlioui, S., Hoang, M., Lecrivain, M. Transaction of Industry application , 2015

Termín zadání: 8.2.2021

Termín odevzdání: 24.5.2021

Vedoucí práce: doc. Ing. Čestmír Ondrůšek, CSc.

doc. Ing. Ondřej Vitek, Ph.D.
předseda rady studijního programu

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

Cieľom tejto diplomovej je vytvorenie literárnej rešerši o točivom elektrickom stroji s prepínaním magnetického toku, ozrejmienie použitého konštrukčného návrhu a ich prevádzkových vlastností, vytvorenie úvodného návrhu generátoru, výpočet konštrukcie pomocou metódy konečných prvkov v programe Ansys Maxwell a porovnanie výsledkov analýzy s analytickým návrhom. Pre návrh generátoru využijeme jeden z prístupných výpočtových modelov.

Kľúčové slová

Prepínanie magnetického toku, návrh, generátor, FSPM, MKP

Abstract

The goal of this thesis is to create a literature search about a rotating electrical machine with switching of magnetic flux, to explain its construction concept and its operating behavior, to create an initial concept of generator, calculate chosen construction with finite element method analysis and to compare analysis results with analytical design. To create a concept of the generator one of available designing procedures will be used.

Keywords

Flux-switching, concept, generator, FSPM, FEM

Bibliografická citácia

Szabó, H. *Elektrický stroj s přepínáním magnetického toku*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav mikroelektroniky, 2021. 48 s., 3 s. příloh. Diplomová práce. Vedoucí práce: doc. Ing. Čestmír Ondrůšek, CSc.

Prohlášení autora o původnosti díla

Jméno a příjmení studenta: *Hugo Szabó*

VUT ID studenta: *183805*

Typ práce: *Diplomová práce*

Akademický rok: *2020/21*

Téma závěrečné práce: *Elektrický stroj s přepínáním magnetického toku*

Prohlašuji, že svou závěrečnou práci jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucí/ho závěrečné 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 závěrečné práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této závěrečné 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: 24.5.2021

podpis autora

Pod'akovanie

Týmto chcem poďakovať vedúcemu mojej diplomovej práce doc. Ing. Čestmírovi Onrůškovi, CSc. za odbornú a metodickú pomoc a za cenné rady pri spracovaní tejto diplomovej práce.

V Brne dňa: 24.5.2021

podpis autora

Obsah

ZOZNAM OBRÁZKOV	8
ZOZNAM TABULIEK	9
ÚVOD	10
1. LITERÁRNA REŠERŠ	11
1.1 ALTERNÁTOR PRE NAPÁJANIE NAVÁDZAJÚCEHO SYSTÉMU RAKIET	11
1.2 3 MW VETERNÝ GENERÁTOR	14
1.3 MOŽNÉ KOMBINÁCIE POČTU STATOROVÝCH A ROTOROVÝCH PÓLOV A VPLYV VINUTIA	16
1.4 ZVLNENIE MOMENTU (COGGING) A JEHO VPLYV V FSPM STROJOCH	20
1.5 SKÚMANIE NOVÝCH TOPOLOGIÍ.....	23
1.6 TEORETICKÝ ROZBOR PROBLÉMU	26
2. VLASTNÉ RIEŠENIE PROBLÉMU	27
2.1 ZVOLENÁ METODIKA RIEŠENIA.....	27
2.2 NÁVRH ROZMEROV	32
2.3 TVORBA MODELU PRE VÝPOČET POMOCOU METÓDY KONEČNÝCH PRVKOV	32
2.4 VÝPOČET NAPRÁZDNO A URČENIE ODPORU ZÁŤAŽE.....	34
2.5 VÝPOČET GENERÁTORA PRIPOJENÉHO NA ZÁŤAŽ	36
2.6 POROVNANIE VÝSLEDKOV VÝPOČTU POMOCOU METÓDY KONEČNÝCH PRVKOV A ANALYTICKÉHO MODELU.....	38
3. ZÁVER	39
LITERATÚRA	41
ZOZNAM SYMBOLOV A SKRATIEK	45
ZOZNAM PRÍLOH	48

ZOZNAM OBRÁZKOV

1.1	Princíp fungovania stroja s prepínaním magnetického toku [2]	11
1.2	Prierez konštrukciou navrhovaného alternátora [2]	13
1.3	Závislosť výstupného výkonu a napätia na výstupnom prúde [2]	14
1.4	prierez konštrukciou generátora [3]	15
1.5	Rozdelenie fáz na 12/13 (stator/rotor) pólovom FSPM stroji. a) EMF vektory v elektrických stupňoch a ohraňenie fáz b) fázové cievky c) zapojenie [6]	18
1.6	Rozdelenie fáz na a) štvor fázovom 16/15 (stator/rotor) zubovom b) šesť fázovom 24/23 zubovom FSPM stroji [6]	19
1.7	Vypočítaný a nameraný cogging na "ideálom" 3-fázovom FSPM stroji [9].....	20
1.8	Schematická konfigurácia, ekvipotenciálne rozdelenie magnetického poľa a prototypy a) 3-fázového 12/10 (stator/rotor) b) 5-fázového 20/18 FSPM stroja [9].....	22
1.9	Porovnanie vypočítaných výsledkov tvaru coggingu vo vzduchovej medzere pomocou MKP a analýza harmonického spektra pre rôzne vsunutia jedného C-jadra do vzduchovej medzery. a) 3-fázový stroj b) 5-fázový stroj [9].....	22
1.10	porovnanie momentovo-prúdovej charakteristiky konvenčného, viaczubového, E a C jadrového FSPM stroja s rovnakými stratami v medi pri maximálnom prúde v ose Q [10].....	24
1.11	Rôzne topológie FSPM strojov a) konvenčný s plným vinutím b) konvenčný s alternatívnym vinutím c) S viacerými zubmi na statore d) E-jadro e) C-jadro f) budený jednosmerným vinutím g) so segmentovaným rotorom h) so segmentovaným rotorom budený jednosmerným vinutím i) hybridne budený j) hybridne budený s E jadrom [10]	25
1.12	princíp formovania a menenia ciest magnetického toku pri relatívnom pohybe statoru a rotoru [3]	26
2.13	Statorové a rotorové rozmery [33].....	30
2.14	Generátor v programe Ansys Maxwell.....	34
2.15	Schéma náhradného zjednodušeného zapojenia synchrónneho stroja s hladkým rotorom	35
2.16	Tok výkonu v FSPM generátore.....	37

ZOZNAM TABULIEK

1.1	porovnanie PMSM a FSPM parametrov pri rovnakých rozmeroch [3].....	16
2.2	Vstupné parametre pre výpočet	27
2.3	Výstup z výpočtov	32
2.5	Výsledky z výpočtu naprázdno	35
2.6	Určenie odporu na záťaži	36
2.7	Výsledky z výpočtu zaťaženého generátora.....	36
2.8	Výpočet výkonu generátora a účinnosti generátora.....	37
2.9	Porovnanie výsledkov analytického návrhu a výsledkov pomocou metódy konečných prvkov	38

ÚVOD

Elektrické stroje točivého typu (ďalej len stroje) využívame na premenu elektrickej energie na mechanickú (motory), alebo na premenu mechanickej energie na elektrickú (generátory). Podľa veľkosti a typu bežne používaných strojov sme schopní premieňať energiu typicky od jednotiek wattov do niekoľkých gigawattov. Podľa druhu používaného prúdu môžeme stroje rozdeliť na jednosmerné a striedavé.

V tejto práci sa budeme venovať návrhu špeciálneho striedavého stroja s permanentnými magnetmi na statore a nevinutým rotorom, fungujúcom na princípe prepínania magnetického toku (ďalej FSPM) vo funkcii generátora.

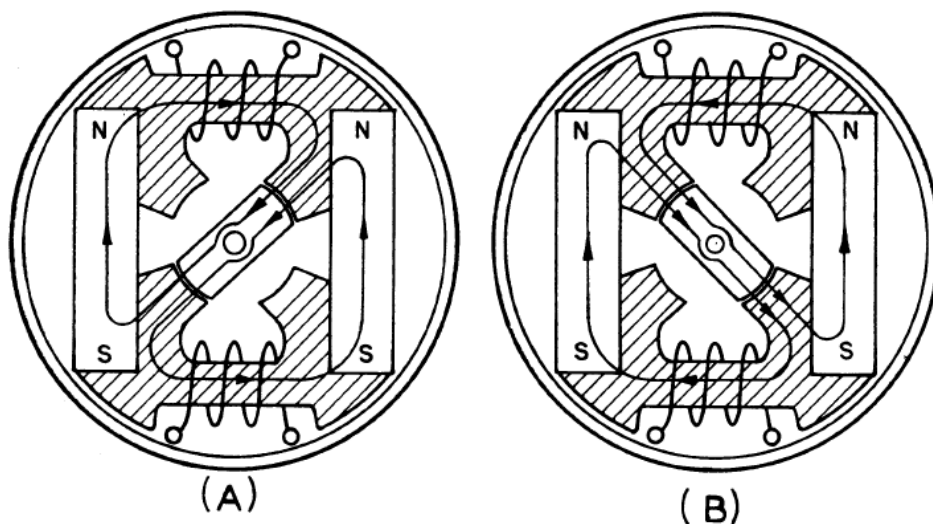
Možné aplikácie, princíp fungovania a oblasti výskumu FSPM stroja predstavíme v rešerši v kapitole 1. V kapitole 2.1 predstavíme postup návrhu magnetických, elektrických a mechanických parametrov a rozmerov generátora na základe upraveného postupu z článku [1]. Ďalej pre vytvoríme model v programe Ansys Maxwell a zanalyzujeme pomocou metódy konečných prvkov. Jeho výsledky uvedieme v kapitole 2.4 a 2.5. Získané výsledky z analýzy porovnáme s výsledkami z analytického výpočtu.

1. LITERÁRNA REŠERŠ

1.1 Alternátor pre napájanie navádzajúceho systému rakiet

Koncept FSPM bol prvý krát publikovaný v roku 1955 v článku *Design Principles of Flux-Switch Alternators* [2]. Predstavil novo vyvinutý stroj s vysokou hustotou výkonu s otáčkami do 50 000 ot/min a krátkym pracovným cyklom bez chladenia, ktorý sa vyvinul pre napájanie riadiaceho systému rakiet.

V zjednodušenom modeli autori Rauch a Johnson vysvetlili princíp fungovania stroja, ktorého stator pozostáva z páru permanentných magnetov, dvoch vrstvených jariem a páru statorových vinutí.



Obrázok 1.1 Princíp fungovania stroja s prepínaním magnetického toku [2]

Na obrázku 1.1 vysvetľujú, že tok, ktorý je znázornený šípkami, tečie pri natočení rotora v časti A z pravého horného zuba cez rotor do ľavého dolného zuba. Pri otočení rotora o 180 elektrických stupňov sa smer magnetického toku v cievkach otočí, ale jeho amplitúda sa zachová. S každým otočením rotora o 360° mechanických sa tok v cievke otočí štyri krát.

Indukované napätie v cievkach závisí od počtu závitov a na celkovej zmene magnetického toku. Pri danej magnetickej indukcií (hustote magnetického toku) dosiahneme v tomto modeli prepínaním magnetického toku dvojnásobnú zmenu magnetického toku oproti strojom, v ktorých zmena toku nastáva len v jednom smere. Nakoľko výkon generátora závisí na kvadráte indukovaného napätia, dokážeme týmto princípom získať až štyri krát viac energie pri zachovaní rozmerov a otáčok. Z toho vyplýva vysoká výkonová hustota stroja, a teda pre požadované výkony sú rozmery strojov s prepínaním magnetického toku typicky menšie. Pri znížení rozmerov

statorového jarma je možné pridať cievke viac závitov s menším priemerom, čím sa zvýši účinnosť stroja.

Autori uvádzajú, že pre efektívne využitie magnetického materiálu by sa magnetický tok mal pohybovať medzi hranicami hornej a dolnej saturácie. Je žiadúce, aby mal tok v každom smere svoju viac menej stálu cestu. To riešia voľbou väčšieho počtu rotorových pólov ako statorových. Statorové póly ponúkajú toku cestu nízkej reluktancie. Stálou cestou pre každý smer sa docielia menšie straty v železe. Magnety by mali byť magneticky tienené, aby sa tok neuzatváral mimo žiadúce cesty.

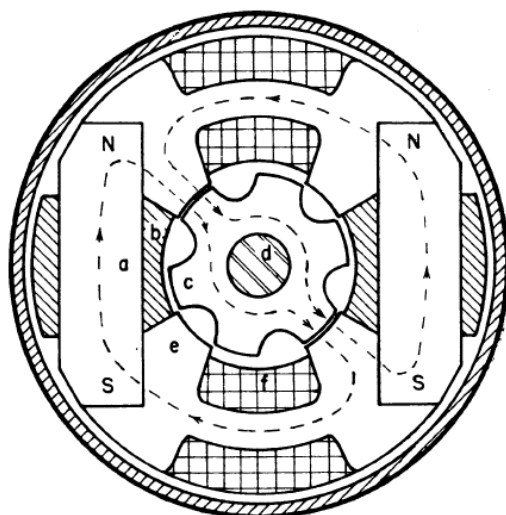
Pri vysokých otáčkach je kladený dôraz na presnosť výroby a vyvažovanie rotora. Nakoľko pre minimalizovanie strát vo vzduchovej medzere chceme, aby bola vzduchová medzera čo najmenšia, je potrebné eliminovať vibrácie rotora, ktoré môžu byť hlavne na nižších otáčkach deštruktívne. Aby sa počas skladania v konštrukcii stroja neobjavili kovové častice priťahované magnetmi, autori odporúčajú magnety magnetizovať až po poskladaní.

Uviedli, že indukované napätie závisí na súčine počtu rotorových pólov, otáčok rotora, celkovej zmene magnetického toku a počte závitov a faktore tvaru (form factor), ktorého veľkosť závisí na tvare napäťovej vlny. Uvádzajú tiež, že najefektívnejšie je umiestniť vinutia na statorové jarmo, ale taktiež je možné vinutie umiestniť aj na statorové póly, ako sa využíva v moderných strojoch s prepínaním magnetického toku, no pri tejto konštrukcii stroja by to viedlo ku nižšej účinnosti kvôli väčšiemu priemeru cievky (viac použitej medi a teda väčší odpor vinutia) a nižšiemu činiteľu vinutia.

Mechanické straty v generátore tejto konštrukcie sú relatívne nízke kvôli malým priemerom rotoru a užitia ložísk s nízkymi stratami. Najväčšie straty budú kvôli vysokej hustote magnetického toku v jarme straty v železe. Tieto straty by sa dali vyriešiť zväčšením rozmerov, no cieľom optimalizácie tohto stroja je čo najnižšia hmotnosť a objem. Redukciou objemu na minimum získame výhodu redukcie strát v medi, nakoľko pri malých rozmeroch jarma bude dĺžka vodiča na jeden závit znížená, čím sa zníži aj odpor vodiča.

Autori na záver článku uviedli postup návrhu alternátora so štyrmi statorovými a šiestimi rotorovými pólmi, kde sú:

- a – permanentné magnety
- b – magnetické tienenie
- c – rotorový zväzok
- d – nemagnetická hriadel'
- e – statorový zväzok
- f – vinutie

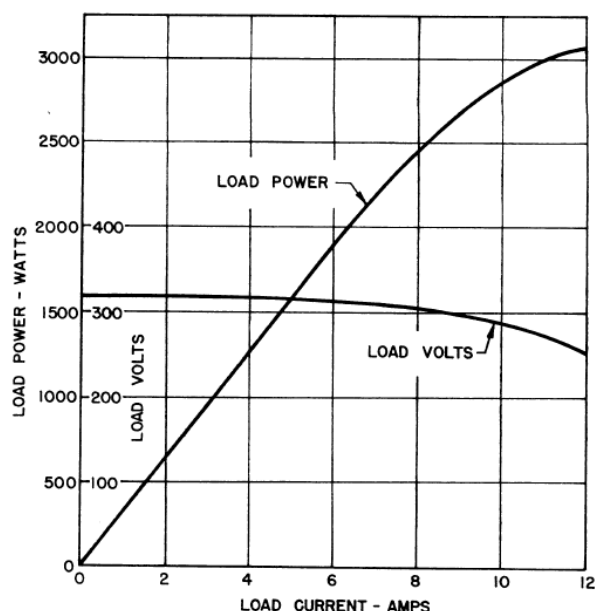


Obrázok 1.2 Prierez konštrukciou navrhovaného alternátora [2]

Postup spočíval v odčítaní základných parametrov a konštánt z empiricky odvodených grafov.

Pre čo najnižší objem použili Armco oceľ, charakteristickú nízkymi stratami a vysokou magnetickou saturáciou. Pre permanentný magnet použili materiál Alnico V, nakoľko tvar jeho B-H charakteristiky poskytuje výhodu dobrej napät'ovej regulácie a poskytuje pri magnetizovaní veľké množstvo uloženej energie na jednotku objemu.

Výpočty overili skonštruovaním alternátora a následným meraním. Na obrázku 1.3 je znázornená závislosť výstupného výkonu a napätia na výstupnom prúde. Účinnosť stroja bola nameraná na 88 % na plnej záťaži, čo odpovedá stratám 360 W. Výpočty predpokladali straty 210 W v železe a 50 W vo vinutí. Vyskytli sa však aj straty v magnetickom tienení a mechanické straty. Magnetické tienenie pozostávalo z jedného závitú medi s približne rovnakou plochou ako vo vinutí. Táto strata neprekročila 5 W, a teda mechanické straty boli určené na približne 100 W. Hmotnosť alternátora bola približne 1,19 kg, dĺžka statorového zväzku 76,2 mm a priemer 67.31 mm.



Obrázok 1.3 Závislosť výstupného výkonu a napätia na výstupnom prúde [2]

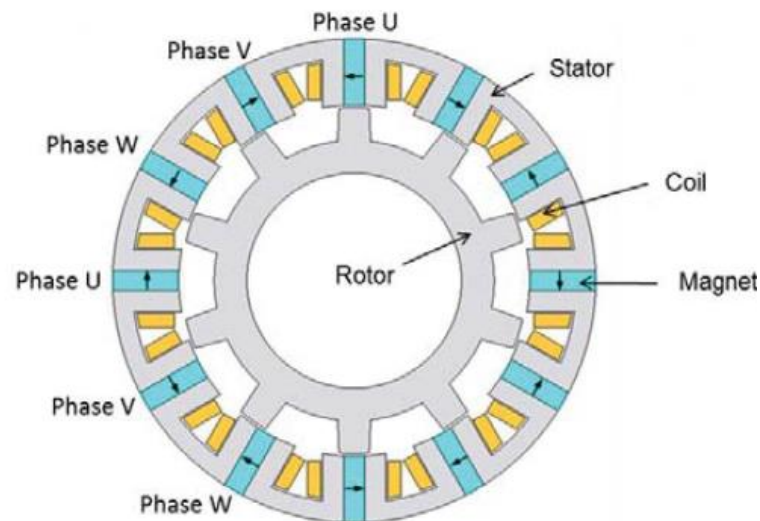
1.2 3 MW veterný generátor

Článok [3] sa zaoberá dizajnom 3MV 3-fázového generátora s prepínaním magnetického toku s permanentnými magnetmi na statore s menovitými otáčkami 15 ot/min a momentom 1,9 MNm. Výpočty prebiehajú na základe už vytvoreného a otestovaného stroja a výsledný generátor je porovnaný so synchronným strojom s permanentnými magnetmi (PMSM) na rotore.

Konštrukcia stroja v článku [3] z roku 2018 je od článku [2] z roku 1955 odlišná. Permanentné magnety sú umiestnené na statore medzi segmentami tvaru U a je okolo nich umiestnené vinutie. Orientácia magnetov sa po obvode statoru mení. Pre stroj s prepínaním magnetického toku je efektívny počet magnetických pólových párov daný počtom rotorových zubov. Článok udáva, že pre trojfázové vinutie by mal byť počet zubov rotora násobkom 3, 5 alebo 7, nakoľko $f_s = n \cdot N_r$, čo je dôvodom prečo sa FSPM okrem vysoko otáčkových aplikácií hodia aj pre aplikácie s nízkymi otáčkami a vysokým točivým momentom.

FSPM stroj má kombinovať výhody PMSM strojov ako vysoký moment na jednotku objemu, vysoká účinnosť, možnosť použitia 3-fázového PWM invertora s reguláciou prúdu v d-q osách a 3-fázového sínusového napájania. Ďalej má výhodu robustného a bezmagnetového rotora a osovo krátkeho statorového vinutia. FSPM má oproti PMSM výhodu lepšieho chladenia magnetov, takže sa môžu použiť magnety s nižšou maximálnou povolenou teplotou, ktoré majú typicky vyššiu remanentnú magnetickú indukciu a sú lacnejšie. Pre reguláciu je však potrebný senzor pre snímanie polohy.

Konštrukcia FSPM generátoru je znázornená na obrázku 1.4. Permanentné magnety sú znázornené modrou farbou, segmenty, ktoré tvoria jarmo a statorové zuby spolu s rotorom sivou farbou a vinutie okolo pólov žltou farbou. Na statore je umiestnených 12 permanentných magnetov, ktorých orientácia sa s každým pólom mení, aby sa tok dvoch susedných magnetov sústreďoval do vzduchovej medzery. Generátor má teda 12 statorových pólov a 12 statorových cievok. Rotor má 10 pólov. Pri výpočtoch však článok počet zubov upraví pri zachovaní pomeru medzi statorovými a rotorovými pólmi pre dosiahnutie požadovaného účinníku.



Obrázok 1.4 prierez konštrukciou generátora [3]

Pri návrhu pomeru statorových a rotorových zubov pre viac fázový systém je potrebné, aby bol počet statorových zubov deliteľný počtom fáz. Zároveň, by mal byť párný kvôli opačnej magnetizácii permanentných magnetov [4]. Počet rotorových zubov nemôže byť rovnaký ako počet statorových zubov a mal by byť párný, aby sa predišlo jednosmernému ťahu rotora. Moment je vytváraný pomocou magnetického ťahu pôsobiaceho na rotorové zuby spôsobeným rôznym počtom statorových a rotorových zubov a ťah je väčší s vyšším počtom rotorových zubov.

Po návrhu pomeru rotorových a statorových zubov nasleduje výpočet vnútorného statorového polomeru a dĺžky zväzku. Tie sú určené výpočtom z pomeru sily pôsobiacej na rotor a vnútornej plochy rotora (specific thrust) (1.1). Tento pomer bol zvolený na základe merania na referenčnom stroji aby bol účinník rovný 0,6 a pomer mal veľkosť 25,5 kN/m². Bol zhotovený 3D graf v ktorom bol uvedený pomer konštantný, dĺžka statorového zväzku a vnútorný statorový polomer boli parametrami a závislou premennou bol moment. Z grafu bol pre požadovaný moment 1,97 MNm vybraný vnútorný polomer statoru 2,5 m a dĺžka statorového zväzku 1,9 m.

$$\tau_s = \frac{F}{A_\delta} = \frac{M}{2 \cdot \pi \cdot r_{Si}^2 \cdot l_{Fe}} \quad (1.1)$$

Účinník je u FSPM strojov typicky nižší. Je to spôsobené vysokou indukciou každej fáze [5]. Článok ďalej z rovnice pre výpočet účinníku uvádza, že účinník rastie s vyšším počtom rotorových zubov a vyššou magnetickou indukciou vo vzduchovej medzere.

Pomocou 2D analýzy za využitia metódy konečných prvkov bol vytvorený model FSPM a SMPM strojov s rovnakými rozmermi a boli porovnané ich parametre. Kvôli takmer trikrát väčšej indukčnosti v d ose u FSPM ($L_{d,FSPM}=1\text{mH}$, $L_{d,PMSM}=0,35\text{mH}$) je účinník oproti PMSM podstatne nižší. O 28% nižší účinník vedie k potrebe drahšieho invertoru. FSPM generátor je však účinnejší a vďaka lepšiemu chladeniu je možné použiť magnety s nižšou maximálnou dovolenou teplotou a ich objem je pri rovnakých rozmeroch strojov zredukovaný o 25%.

Tabuľka 1.1 porovnanie PMSM a FSPM parametrov pri rovnakých rozmeroch [3]

	PMSM	FSPM
Speed n	15 rpm	15 rpm
Air-gap torque M_δ	1,9 MNm	1,98 MNm
Phase current I_s	2687 A	3748 A
Current loading A	452 A/cm	315 A/cm
Phase voltage U_s	375 V	389 V
Copper losses $P_{Cu,s}$ @ 150°C	99 kW	57 kW
Iron losses P_{Fe} (Correction factor due to punching: 1.6)	25 kW	28 kW
Efficiency η	95,9 %	97,2 %
Power factor $\cos(\varphi)$	0,96	0,69

1.3 Možné kombinácie počtu satorových a rotorových pólov a vplyv vinutia

Článok *Winding Configurations and Optimal Stator and Rotor Pole Combination of Flux-Switching PM Brushless AC Machines* [6] predstavuje analytickú metódu pre výber počtu satorových a rotorových pólov pre FSPM stroje pre optimálny tvar indukovaného elektromotorického napätia a elektromagnetického momentu. Uvádza tiež spôsob určenia koeficientu vinutia pre rôzne druhy vinutí a rôzne počty fáz. Určuje podmienky, podľa ktorých je možné dosiahnuť symetrické indukované elektromotorické napätie a analytické postupy overuje analýzou pomocou metódy konečných prvkov a experimentálne.

Ako sme spomínali v podkapitole 1.2 o článku [3], aj článok [6] uvádza, že počet statorových zubov m -fázového stroja musí byť deliteľný m a počet rotorových zubov je daný súčtom alebo rozdielom statorových zubov s celým číslom. Ak je ale počet fáz m nepárny, podiel počtu statorových zubov a m by mal byť párný (ak je počet fáz 3, možné počty statorových zubov sú 6, 12, 18...)

$$N_s = k_1 m \quad k_1 = 1, 2 \dots \quad (1.2)$$

$$N_r = N_s \pm k_2 \quad k_2 = 1, 2 \dots \quad (1.3)$$

Pre vysokú účinnosť a vysoký moment na jednotku objemu je voľba správneho počtu statorových a rotorových pólov dôležitá. Reluktančný moment je u FSPM strojov podľa článku [7] zanedbateľný. V článku je odvodená rovnica točivého momentu z ktorej vyplýva, že maximálny moment je dosiahnutý, ak je počet rotorových pólov blízky počtu statorových pólov.

Čo sa týka vinutia, článok uvádza dva typy. Typ, kde sú ovinuté všetky statorové zuby a alternatívny typ, kde je ovinutý iba každý druhý statorový zub. Pri ovinutí všetkých statorových zubov vznikajú na susedných zuboch opačné polaroty (kvôli smeru magnetického toku), no pri alternatívnom vinutí majú všetky ovinuté statorové zuby polaritu rovnakú.

Metódy pre určenie fázových vinutí sú rôzne pre prípad, že počet fáz je nepárny alebo rovný dvom a pre prípad, že počet fáz je párný okrem dvoch.

V prípade nepárneho počtu fáz vrátane dvoch pre dosiahnutie čo najvyššieho činiteľa vinutia chceme, aby magnetizačné vektory cievok a ich opačné magnetizačné vektory v prípade ovinutia všetkých statorových zubov boli pri sebe s čo najmenším fázovým uhlom. Cievky pre jednu fázu teda rozdelíme do dvoch opačných častí s posunom $2\pi/m$ rad elektrických. Jedna časť má teda posun π/m rad elektrických. Rozdelenie je ozrejmene na obrázku 1.5.

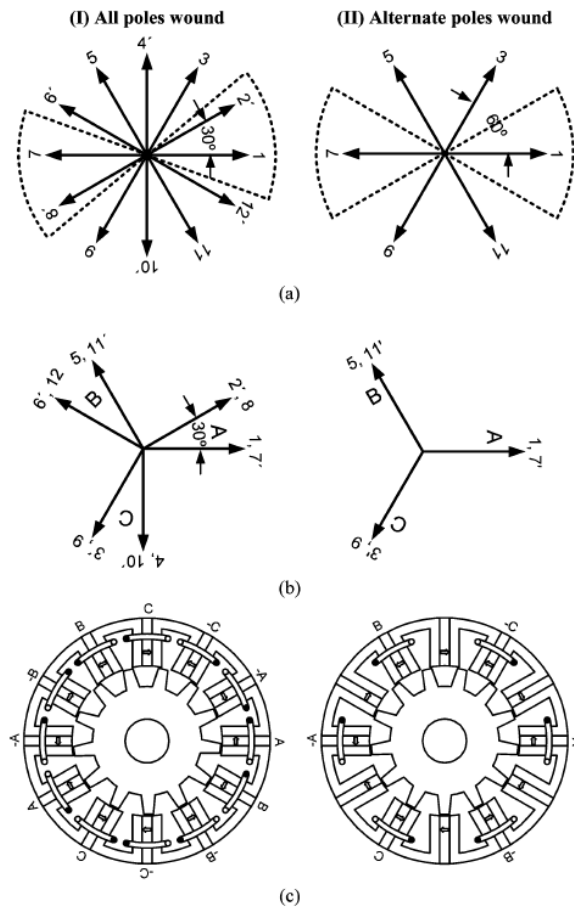
Pri párnom počte fáz okrem dvoch fáz sú opačné sekcie pridelené iným fázam. Opäť, sektory pre jednotlivé fázy majú posun $2\pi/m$ rad elektrických. Vinutie je znázornené na obrázku 1.6.

Koeficient vinutia sa vypočíta ako súčin činiteľa kroku k_p a koeficientu rozloženia vinutia k_d (1.6). Koeficient rozloženia sa vypočíta podľa (1.4), kde Q je najmenší počet vektorov EMF na fázu, α je uhol medzi dvoma susednými vektormi a i je harmonický rád. Činiteľ kroku sa vypočíta podľa (1.5). V apendixe článku sú uvedené tabuľky s vypočítanými koeficientmi rozloženia vinutia, kroku a vinutia pre dvoj, troj, štvor, päť a šesť – fázové sústavy s kompletnými a alternatívnymi vinutiami pre rôzne možné kombinácie počtu statorových a rotorových zubov.

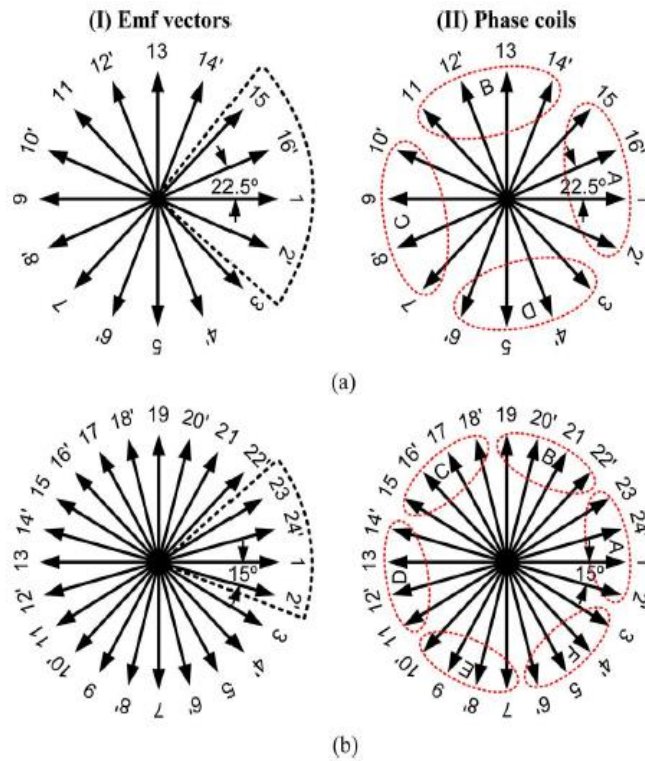
$$k_d = \frac{\sin(Q\alpha/2)}{Q\sin(i\alpha/2)} \quad (1.4)$$

$$k_p = \cos \left(\pi \cdot v \cdot \left(\frac{N_r}{N_s} - 1 \right) \right) \quad (1.5)$$

$$k_w = k_d \cdot k_p \quad (1.6)$$



Obrázok 1.5 Rozdelenie fáz na 12/13 (stator/rotor) pólovom FSPM stroji. a) EMF vektory v elektrických stupňoch a ohraňenie fáz b) fázové cievky c) zapojenie [6]



Obrázok 1.6 Rozdelenie fáz na a) štvorfázovom 16/15 (stator/rotor) zubovom b) šesťfázovom 24/23 zubovom FSPM stroji [6]

Symetrický sprážený magnetický tok, a teda aj symetrické indukované elektromotorické napätie môže byť dosiahnuté správnou voľbou počtu statorových a rotorových pólov. Počet cievok na fázu by mal byť párnny, aby bolo možné navrhnuť stroj tak, aby medzi susednými fázovými cievkami bol fázový posun 180° elektrických.

Pri nepárnom počte fáz a dvoch fázach by pre voľbu počtu statorových a rotorových pólov pre všetky ovinuté statorové póly malo platiť:

$$\frac{N_s}{HCF(N_s, N_r)} = 2jm \quad j = 1, 2, 3 \dots \quad (1.7)$$

Kde HCF je najväčší spoločný deliteľ. A pre alternatívne vinutie by malo platiť:

$$\frac{N_s}{HCF(N_s, N_r)} = 4jm \quad j = 1, 2, 3 \dots \quad (1.8)$$

Pri párnom počte fáz okrem dvoch by pre voľbu počtu statorových a rotorových pólov pre všetky ovinuté statorové póly malo platiť:

$$\frac{N_s/2}{HCF(N_s/2, N_r/2)} = jm \quad j = 1, 2, 3 \dots \quad (1.9)$$

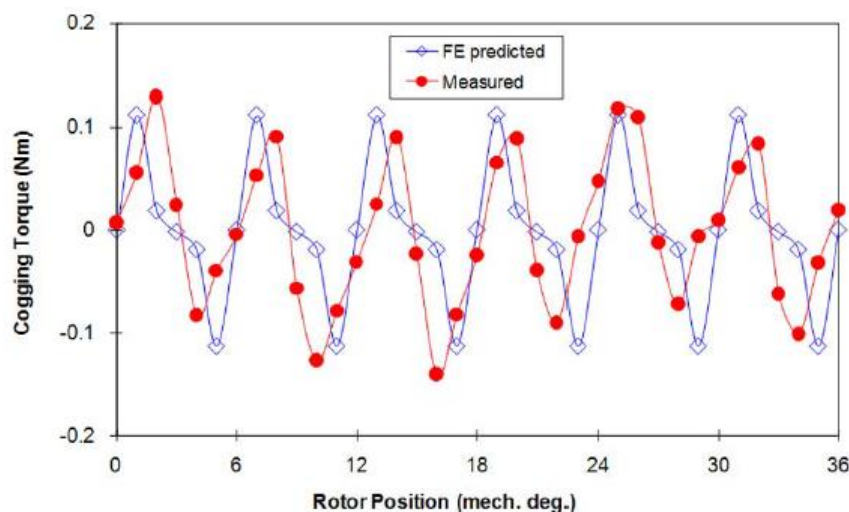
A pre alternatívne vinutie by mali platiť:

$$\frac{N_s/2}{HCF(N_s/2, N_r/2)} = 2jm \quad j = 1, 2, 3 \dots \quad (1.101)$$

Pre 3 fázy, 12 statorových pólov a pre 10, 11, 13 a 14 rotorových pólov bola metódou konečných prvkov pri ovinutí všetkých statorových pólov overená symetrickosť spätného indukovaného elektromotorického napätia, no pre 10 a 14 rotorových pólov boli pri alternatívnom vinutí indukované napätia nesymetrické, čo potvrdzuje vyššie uvedené podmienky pre symetrické napätie. 13 a 14 rotorových pólov plného vinutia vykazujú vyšší elektromagnetický moment a pre 14 rotorových pólov vyššie spätné indukované elektromotorické napätie. Vyrobili sa 12/10 a 12/14 (stator/rotor) pólové stroje s plno a alternatívne vinutými statormi na ktorých prebehli merania, ktoré boli porovnané s výpočtami pomocou metódy konečných prvkov. Namerané výsledky sa zhodovali s analýzou, hoci kvôli zanedbanému end-efektu pri simuláciách boli namerané hodnoty menšie [8].

1.4 Zvlnenie momentu (cogging) a jeho vplyv v FSPM strojoch

Článok [9] sa zaoberá vplyvom výrobných tolerancií na cogging a indukované elektromotorické napätie v 3 a 5 fázových FSPM strojoch s rôznym počtom statorových a rotorových pólov. Poznatky sú overené experimentálne a metódou konečných prvkov. Cogging je nežiadúci efekt spôsobený interakciou zubov statoru a rotoru na prázdno. Jeho priemer je pri presnom skonštruovaní nulový, no pri nepresnostiach spôsobuje mechanické vibrácie, hlučnosť a pulzáciu rýchlosti, hlavne pri nižších rýchlostiach a nízkej zotrvačnosti. Stator zložený zo segmentov je relatívne mechanicky slabý, čo môže spôsobiť vstup C segmentu do vzduchovej medzery. Nerovnosti môžu byť spôsobené aj výrobnými toleranciami.



Obrázok 1.7 Vypočítaný a nameraný cogging na "ideálom" 3-fázovom FSPM stroji [9]

V článku sú skúmané štyri potenciálne príčiny zvýšeného coggingu:

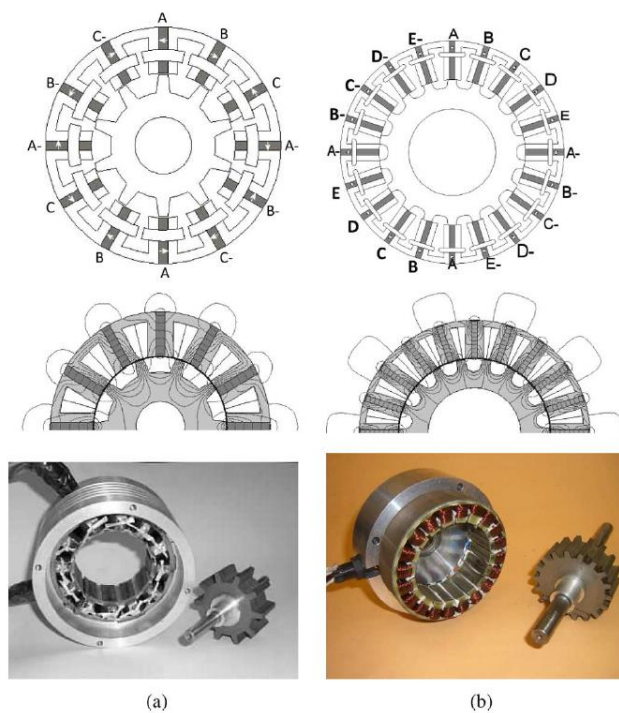
- Statická a dynamická nevyváženosť rotoru
- Vniknutie magnetu do vzduchovej medzery
- Rozdielne magnetické vlastnosti permanentných magnetov
- Vniknutie statorového pólu do vzduchovej medzery

Nesprávnym vyvážením rotoru narastá počet harmonických frekvencií a zvyšujú sa ich amplitúdy, ale nesprávne vyváženie nemá veľký vplyv na indukované spätné elektromotorické napätie. V trojfázovom stroji dochádza k výraznému vzrastu amplitúdy prvej, šiestej a siedmej harmonickej a v päťfázovom stroji prvej harmonickej frekvencie. Výsledky analýzy sa od merania líšia absenciou druhej harmonickej frekvencie (frekvencie s najväčšou nameranou amplitúdou), a teda excentricita rotoru nemá najväčší vplyv na tvorbu coggingu.

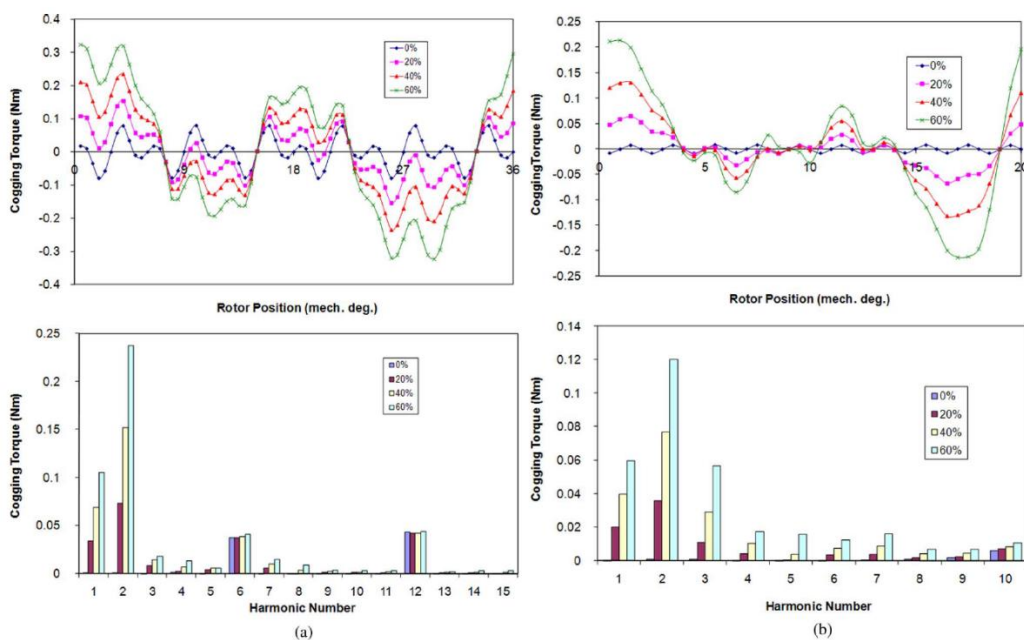
Vniknutie magnetu do vzduchovej medzery má podľa analýzy na cogging iba zanedbateľný vplyv, nakoľko tvar pólu vo vzduchovej medzere je hlavne určený kovovými časťami statorových pólov.

Redukcia remanentnej magnetizácie jedného statorového magnetu spôsobí nevyvážené pole vo vzduchovej medzere, čo spôsobí zvýšenie coggingu. Nakoľko sa ale pri výrobe magnetizácia magnetov kontroluje a nevratná demagnetizácia nenastáva, tento efekt sa tiež zanedbáva. Redukcia remanentnej magnetizácie by mala vplyv na veľkosť spráženého magnetického toku a teda by ovplyvnila aj veľkosť indukovaného elektromotorického napätia, ktorý sa pri meraní neprejavil.

Najväčší vplyv na cogging má vstup kovových častí statorového pólu do vzduchovej medzery. Boli skonštruované dva stroje rôznymi metódami. Trojfázový stroj bol vytvorený z jednotlivých C jadier a päťfázový stroj z jedného kusu. Pri vkladaní statoru s magnetmi umiestnenými medzi C jadrami do rámu môže dôjsť k výrazným posuvom C jadier v polohe. Oba stroje boli testované pri vniknutí jedného C jadra do vzduchovej medzery o 60% a 40%. Namerané výsledky odpovedali meraniu. Harmonickou analýzou meranie odpovedá výpočtom, potvrdila sa výrazná prítomnosť druhej harmonickej frekvencie.



Obrázok 1.8 Schematická konfigurácia, ekvipotenciálne rozdelenie magnetického poľa a prototypy a) 3-fázového 12/10 (stator/rotor) b) 5-fázového 20/18 FSPM stroja [9]



Obrázok 1.9 Porovnanie vypočítaných výsledkov tvaru coggingu vo vzduchovej medzere pomocou MKP a analýza harmonického spektra pre rôzne vsunutia jedného C-jadra do vzduchovej medzery. a) 3-fázový stroj b) 5-fázový stroj [9]

1.5 Skúmanie nových topológií

Článok [10] sa zoberá alternatívnymi topológiami strojov s prepínaním magnetického toku s cieľom zredukovať množstvo magnetov a zvýšiť možný moment kombináciou satorových a rotorových pólov, konfiguráciou vinutia, šírky rotorových pólov, pomeru vonkajšieho priemeru rotoru a satoru a ďalšími parametrami. Nakoľko sme kombináciu pólov a konfiguráciu vinutia prebrali v podkapitole 1.3, uvádzať k nim zistenia z tohto článku nebudeme.

V článku je uvedených 12 rôznych rozdelení topológií:

- Konvenčné 1, 2, 3 a viac fázové FSPM stroje (obrázok 1.11a)
- Rotujúce a lineárne FSPM stroje [13][14][15][16]
- FSPM stroje odolné voči poruchám [11][12] (obrázok b)
- S krátkym a dlhým zdvihom lineárny, rúrovitý alebo planárny stroj, vrátane Sawyer stroja [13][14][15][16]
- S radiálnym, osovým a priečnym magnetickým tokom [17][18]
- FSPM stroje s internými a externými rotormi [19]
- Jedno a viaczubové satorové póly [20][21] (obrázok 1.11a, 1.111.9c)
- E a C jadrá satoru (obrázok 1.11d, 1.11e)
- FSPM so segmentovaným rotorom [22] (obrázok 1.11g, 1.11h)
- Hybridne budené FSPM stroje [23][24][25] (obrázok 1.11i, 1.11j)
- Stroje s viacerými magnetmi medzi jadrami na satore [26]
- Jedno a troj fázovo budené FSPM stroje [27][28][29][30] (obrázok 1.11f, 1.11h)

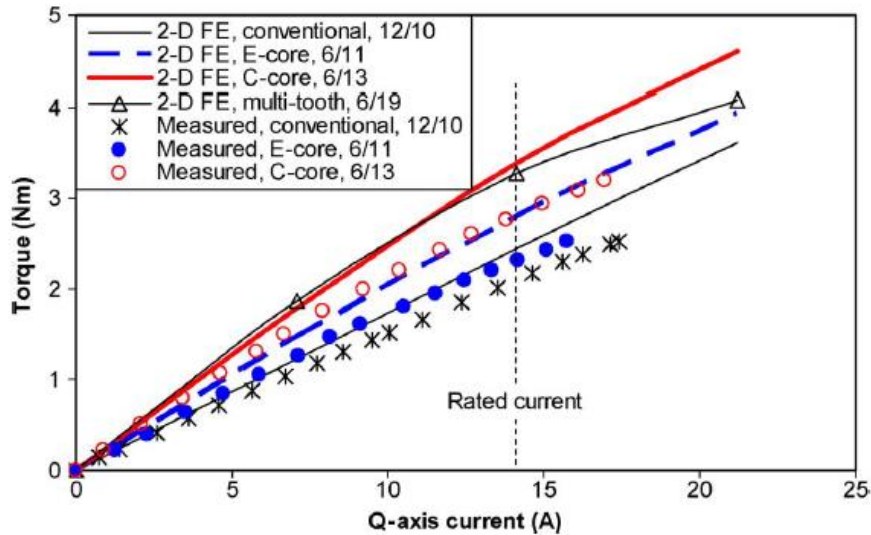
Nakoľko konvenčný FSPM stroj má na satore pomerne veľký objem permanentných magnetov, môže sa ich objem zredukovať bez užitia budiaceho vinutia nahradením U jadrami s E-jadrami (obrázok 1.11e). Odstránením zubu medzi pólmi s permanentnými magnetmi E-jadra získame C-jadro. Nakoľko pomer pólov rotoru a satoru konvenčného FSPM stroja by mal byť blízky 1, u FSPM strojov s E a C jadrami je tento počet blízky dvom. Pre zvýšenie momentu je možné zvýšiť počet zubov na satorových póloch (obrázok 1.11c) [20][21]. Moment na jednotku objemu FSPM stroja pri menovitom prúde sa s E a C jadrami a viaczubovými pólmi na satore v porovnaní s konvenčnou topológiou zvyšuje pri použití polovice objemu permanentných magnetov.

Momentovo-prúdové charakteristiky na obrázku 1.10 sú porovnávané pre optimalizované parametre strojov pri výpočtoch pomocou metódy konečných prvkov a z meraní. Namerané hodnoty sú nižšie kvôli zanedbanému koncovému efektu. Najväčší moment je dosiahnutý topológiou s C jadrom a 6/13 (sator/rotor) pólmi. Stroj s viaczubovými pólmi na satore dosahuje pri výpočtoch podobný moment pri malom prúde, no kvôli vyššej indukčnosti pri vyššom prúde moment stroja klesá.

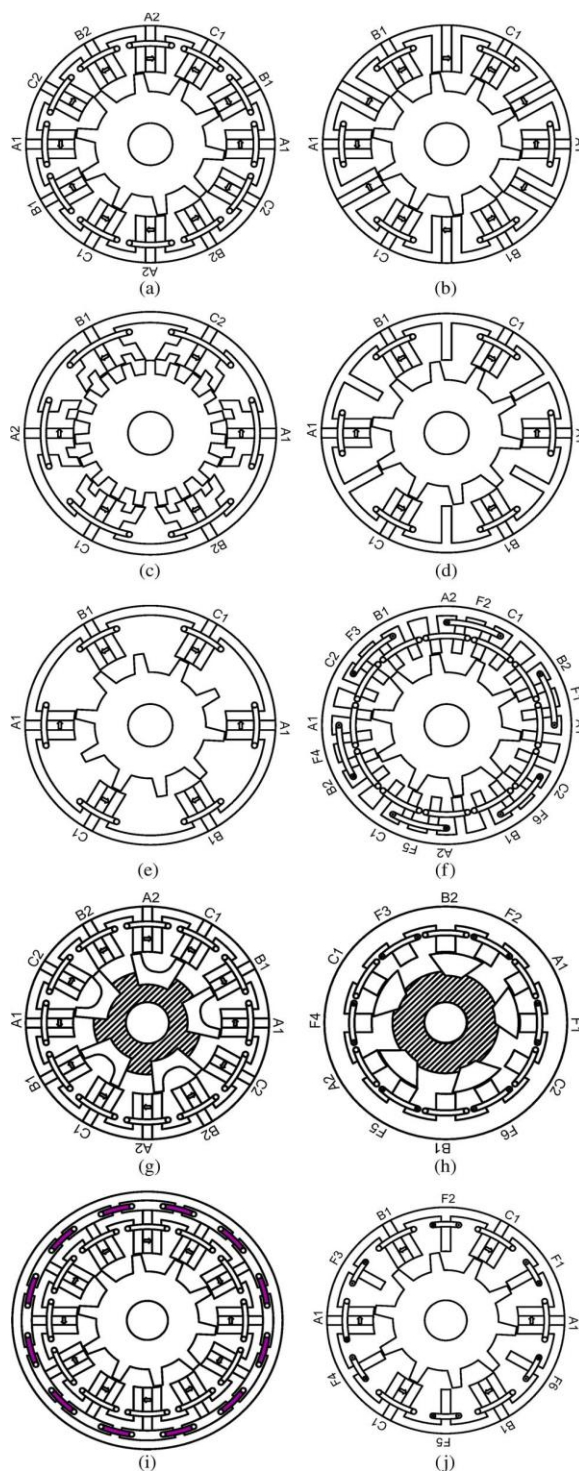
Permanentné magnety je taktiež možné nahradiť za cenu zníženia momentu stroja jednosmerným buđením. Optimálny pomer šírky rotorových pólov ku medzere medzi rotorovými pólmi pre konvenčné, E a C jadrové, viaczubové topológie a pre topológiu pri

budení jednosmerným prúdom bol určený na 1/3, pričom na počte rotorových pólov nezáleží.

Optimálny pomer vonkajšieho rotorového a vonkajšieho statorového priemeru nezáleží na počte rotorových pólov, nakoľko rotor nemá vinutie v ktorom by mohli byť straty [31][32], ale narastá pri narastajúcom počte statorových pólov hlavne kvôli vplyvu jarma na medzeru medzi statorovými zubmi. Optimalizované výsledky sedia pre všetky FSPM stroje.



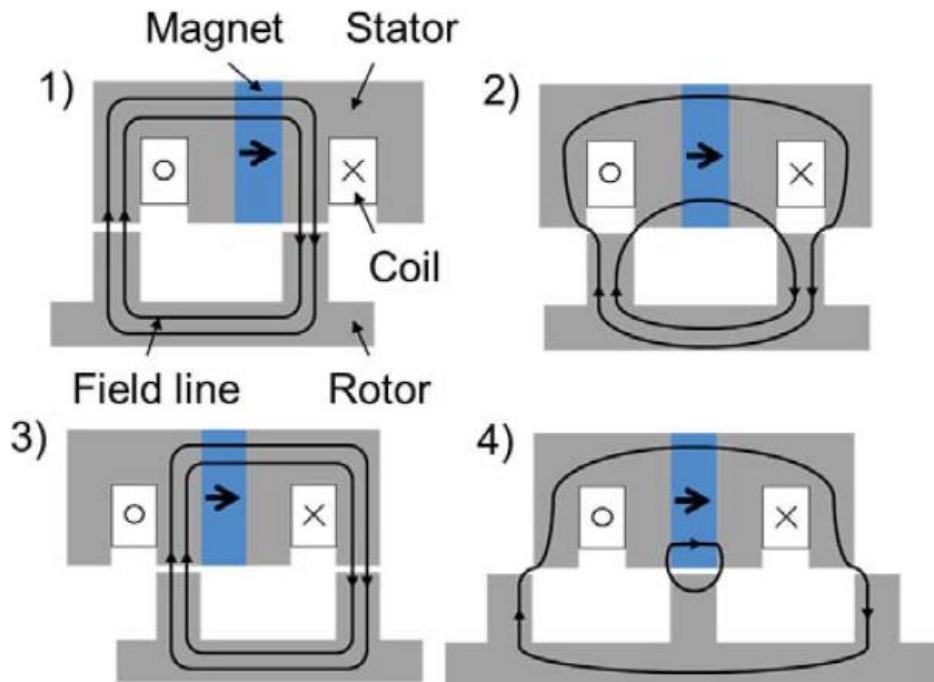
Obrázok 1.10 porovnanie momentovo-prúdovej charakteristiky konvenčného, viaczubového, E a C jadrového FSPM stroja s rovnakými stratami v medi pri maximálnom prúde v ose Q [10]



Obrázok 1.11 Rôzne topológie FSPM strojov a) konvenčný s plným vinutím b) konvenčný s alternatívnym vinutím c) S viacerými zubmi na statore d) E-jadro e) C-jadro f) budený jednosmerným vinutím g) so segmentovaným rotorom h) so segmentovaným rotorom budený jednosmerným vinutím i) hybridne budený j) hybridne budený s E jadrom [10]

1.6 Teoretický rozbor problému

Článok [3] dobre popisuje princíp prepínania magnetického toku v FSPM strojoch vysvetlený v štyroch krokoch na obrázku 1.12.



Obrázok 1.12 princíp formovania a menenia ciest magnetického toku pri relatívnom pohybe statoru a rotoru [3]

Konvenčné FSPM stroje sú stroje, ktoré sa skladajú z nevinutého zubového rotoru a statoru poskladaného zo segmentov tvaru U, medzi ktoré sú vložené permanentné magnety, ktorých orientácia sa po obvodu mení. Cievka je navinutá okolo statorových pól, ktoré pozostávajú z dvoch kovových zubov U segmentov a permanentného magnetu.

Pri umiestnení rotorového pólu pod zub U segmentu (obrázok 1.12, poloha 1) poskytuje zub U segmentu dobrú cestu pre magnetický tok a sprážený magnetický tok cievky je v tejto polohe maximálny. Pri posunutí rotorového zubu pod medzeru medzi statorovými pólmi (poloha 2) cievkou neprechádza žiaden magnetický tok, a teda magnetický sprážený tok cievky je rovný nule. V tretej pozícii sa rotorový pól opäť nachádza pod zubom U segmentu a sprážený magnetický tok je v cievke maximálny, no tento krát je smer magnetického toku oproti polohe 1 otočený. V štvrtej polohe sa pozorovaný rotorový pól nachádza pod permanentným magnetom statorového pólu a sprážený magnetický tok cez cievku je opäť nulový.

Týmto cyklom sa v cievke vytvára takmer sínusový sprážený magnetický tok, ktorý v cievke indukuje takmer sínusové napätie s frekvenciou rovnou súčinu otáčok rotoru a počtu rotorových pólů [3]. Umiestnenie magnetov na statore je výhodné z hľadiska chladenia [3] a preto sa FSPM stroj javí ako ideálny kandidát pre našu aplikáciu.

2. VLASTNÉ RIEŠENIE PROBLÉMU

2.1 Zvolená metodika riešenia

Postup návrhu základných parametrov generátoru prevezmeme z článku [1], ktorý autori vyvinuli na základe zjednodušeného analytického modelu FSPM stroja s dvanástimi satorovými a desiatimi rotorovými pólmi. Postup však slúži pre návrh stroja vo funkcii motora a bude potrebná jeho úprava.

Pre výpočtový model je potrebné zvoliť počet fáz, účinník, účinnosť, otáčky, výkon na rotore, počet rotorových a satorových pólov, predpokladanú indukciu vo vzduchovej medzere, počet závitov na jednu fázu, prúdové zaťaženie, prúdovú hustotu v satorovom vinutí, pomer dĺžky satorového zväzku ku priemeru vzduchovej medzery, pomer indukovaného elektromotorického napätia ku fázovému napätiu, dĺžku vzduchovej medzery a činiteľ plnenia satorového vinutia.

Generátor budeme navrhovať pre parametre v tabuľke 2.2.

Tabuľka 2.2 Vstupné parametre pre výpočet

m [-]	3
$\cos(\phi)$ [-]	1
η [%]	85
P_{out} [W]	30000
U_f [V]	250
Q_r [-]	10
Q_s [-]	12
B_δ [T]	2
N [-]	36
J [A/m]	4000000
n [ot/min]	3000
A_s [A/m]	2185
k_l [-]	1,94
k_e [-]	1,1
δ [m]	0,0005
k_{fill} [-]	0,5

Pre našu aplikáciu sme sa rozhodli zvoliť desať rotorových a dvanásť satorových pólov. Článok [1] navrhuje stroj vo funkcii motora a teda bolo potrebné upraviť niektoré rovnice tak, aby odpovedali generátoru.

Vzorec (2.11) pre výpočet vzduchovej medzery, kde P_{out} je v zmysle stroja vo funkcii motora výkon na rotore, N_s je počet satorových pólov, N_R je počet rotorových pólov, η

je účinnosť, k_l je pomer dĺžky statorového zväzku ku priemeru vzduchovej medzery, k_e je pomer efektívnej hodnoty indukovaného elektromotorického napätia ku fázovému napätiu, $\cos(\varphi)$ je účinník, n sú otáčky, $B_{\delta\max}$ je maximálna hodnota magnetickej indukcie vo vzduchovej medzere a A_s je prúdové zaťaženie, je potrebné upraviť do tvaru (2.12), aby výpočet sedel pre režim generátoru.

$$D_g = \sqrt[3]{\frac{P_{out} \cdot N_s}{\sqrt{2} \cdot \pi^3 \cdot N_R \cdot \eta \cdot k_l \cdot k_e \cdot \cos(\varphi) \cdot n \cdot B_{\delta\max} \cdot A_s}} \quad (2.11)$$

$$\begin{aligned} D_g &= \sqrt[3]{\frac{P_{rot} \cdot N_s \cdot \eta}{\sqrt{2} \cdot \pi^3 \cdot N_R \cdot k_l \cdot k_e \cdot \cos(\varphi) \cdot n \cdot B_{\delta\max} \cdot A_s}} \\ &= \sqrt[3]{\frac{35294 \cdot 12 \cdot 0,85}{\sqrt{2} \cdot \pi^3 \cdot 10 \cdot 1,93 \cdot 1,1 \cdot 1 \cdot \frac{3000}{60} \cdot 2 \cdot 2185}} \\ &= 0,121 \text{ m} \end{aligned} \quad (2.12)$$

V článku [1] sa to síce neuvádza, no v tomto bode je potrebná kontrola obvodovej rýchlosti rotora, nakoľko nechceme, aby rotor pri menovitých otáčkach dosahoval obvodovej rýchlosti blízkej rýchlosti zvuku. Obvodovú rýchlosť budeme považovať za vyhovujúcu ak nepresiahne 250 m/s. Nakoľko je obvodová rýchlosť kolmá na polomer rotora, určíme ju ako:

$$\begin{aligned} v = \omega \cdot r &= 2 \cdot \pi \cdot n \cdot \frac{D_g - \delta}{2} = 2 \cdot \pi \cdot \frac{3000}{60} \cdot \frac{0,121 - 0,5}{2} = \\ &= 18,92 \text{ m/s} \end{aligned} \quad (2.13)$$

Kde v je obvodová rýchlosť, ω je uhlová rýchlosť, r je polomer a δ je dĺžka vzduchovej medzery.

Dĺžku statorového zväzku určíme z koeficientu k_l :

$$l_{st} = k_l \cdot D_g = 1,93 \cdot 0,121 = 0,23353 \text{ m} \quad (2.14)$$

Nasleduje určenie efektívnej hodnoty indukovaného elektromotorického napätia:

$$E = U_f \cdot k_e = 250 \cdot 1,1 = 275 \text{ V} \quad (2.15)$$

Počet závitov na jednu fázu určíme zo vzorca:

$$N_t = \frac{N_s \cdot E}{\sqrt{2} \cdot \pi^2 \cdot k_l \cdot N_r \cdot D_g^2 \cdot n \cdot B_{\delta max}} = \frac{10 \cdot 275}{\sqrt{2} \cdot \pi^2 \cdot 1,93 \cdot 10 \cdot 0,121^2 \cdot \frac{3000}{60} \cdot 2} = 8,37 \quad (2.16)$$

Vzorec pre výpočet fázového prúdu je v článku [1] uvedený ako:

$$I_f = \frac{P_{out}}{m \cdot U_f \cdot \cos(\varphi) \cdot \eta} \quad (2.17)$$

no pre generátor I_f určíme ako:

$$I_f = \frac{P_{rot} \cdot \eta}{m \cdot U_f \cdot \cos(\varphi)} = \frac{35294 \cdot 0,85}{3 \cdot 250 \cdot 1} = 40 \text{ A} \quad (2.18)$$

Pre spätnú kontrolu prúdové zaťaženie určíme ako:

$$A_s = \frac{N_t \cdot I_f}{\pi \cdot D_g} = \frac{8,37 \cdot 40}{\pi \cdot 0,121} = 881 \text{ A/m} \quad (2.19)$$

Magnetický tok vo vzduchovej medzere určíme z odhadnutej magnetickej indukcie:

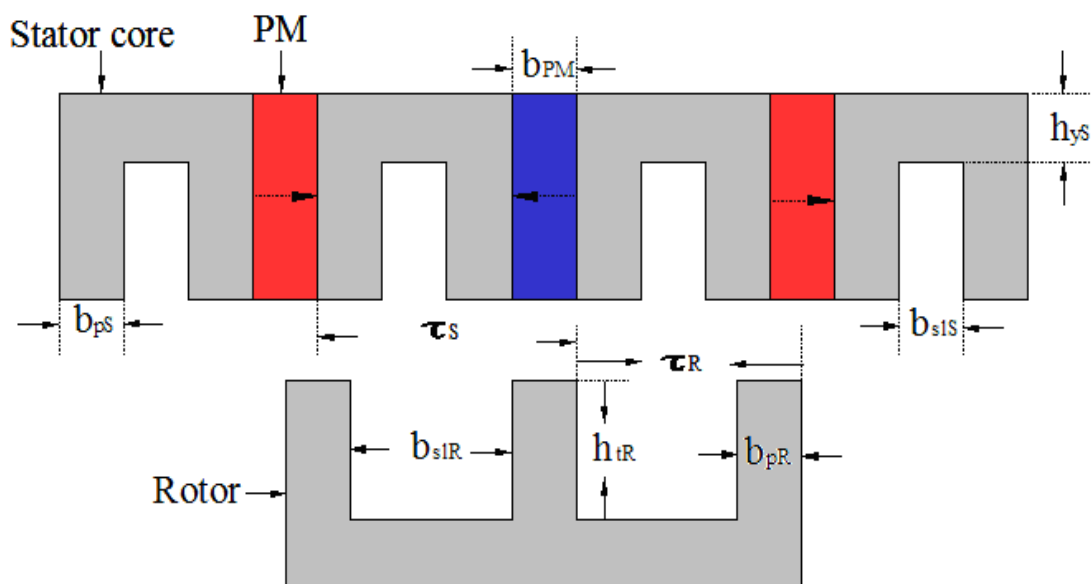
$$\begin{aligned} \phi_{max} &= B_{gmax} \cdot A_{coil} = B_{gmax} \cdot l_{st} \cdot \frac{\pi \cdot D_g}{N_s} = \\ &= 2 \cdot 0,23353 \cdot \frac{\pi \cdot 0,121}{12} = 0,0148 \text{ Wb} \end{aligned} \quad (2.20)$$

Kde A_{coil} je plocha ovinutá statorovými cievkami.

Moment potrebný na hriadeli vypočítame z výkonu na rotore a otáčok:

$$M = \frac{P_{rot}}{2 \cdot \pi \cdot n} = \frac{35294}{2 \cdot \pi \cdot \frac{3000}{60}} = 112,34 \quad (2.21)$$

Po výpočte elektrických, magnetických a mechanických veličín z určeného priemeru vzduchovej medzery prejdeme na výpočet statorových a rotorových rozmerov.



Obrázok 2.13 Statorové a rotorové rozmery [33]

Pomocou metódy konečných prvkov autori s cieľom obmedziť cogging a zvýšiť moment stroja s uvažovaním saturácie určili rozmery nasledovne:

$$b_{PM} = \frac{\tau_s}{5} = \frac{0,0318}{5} = 0,00636 \text{ m} \quad (2.22)$$

$$b_{sIS} = \frac{\tau_s}{4} = \frac{0,0318}{4} = 0,00795 \text{ m} \quad (2.23)$$

Kde b_{PM} je šírka permanentného magnetu, b_{sIS} je šírka medzery medzi statorovými pólmi a τ_s je pólový rozstup na statore, ktorý určíme ako:

$$\tau_s = \pi \cdot \frac{D_g}{N_s} = \pi \cdot \frac{0,121}{12} = 0,0318 \text{ m} \quad (2.24)$$

Šírku zubu statorového jadra určíme ako:

$$b_{pS} = \frac{\tau_s - b_{sIS} - b_{PM}}{2} = \frac{0,0318 - 0,00795 - 0,00636}{2} = 0,00874 \text{ m} \quad (2.25)$$

Celkovú šírku statorového pólu určíme súčtom dvoch širok zubov statorového jadra so šírkou permanentného magnetu:

$$b_{ppS} = 2 \cdot b_{pS} + b_{PM} = 2 \cdot 0,00874 + 0,00636 = 0,0238 \text{ m} \quad (2.26)$$

Plochu medzery medzi pólmi na statore určíme ako:

$$A_{slot} = 2 \cdot \frac{A_c}{k_{fill}} = 2 \cdot \frac{9 \cdot 10^{-5}}{0,5} = 3,6 \cdot 10^{-4} \text{ m}^2 \quad (2.27)$$

Kde A_c je plocha zabraná vinutím na jednej strane statorového pólu a k_{fill} je činiteľ plnenia. A_c odvodíme z vypočítaného fázového prúdu I_f , zvolenej fázovej hustoty J a zvoleného počtu závitov na fázu N_t .

$$S_{c1} = \frac{I_f}{J} = \frac{40}{4000000} = 1 \cdot 10^{-5} \text{ m}^2 \quad (2.28)$$

$$A_c = \frac{N_t \cdot m}{N_s} \cdot S_{c1} = \frac{36 \cdot 3}{12} \cdot 10^{-5} = 9 \cdot 10^{-5} \text{ m}^2 \quad (2.29)$$

Nakoľko N_t je počet závitov na fázu, vydelením N_t výrazom N_s/m dostaneme počet závitov na jeden statorový pól.

Z A_{slot} určíme výšku medzery medzi statorovými pólmi:

$$h_{sLS} = \frac{A_{slot}}{b_{sLS}} = \frac{3,6 \cdot 10^{-4}}{0,00795} = 0,04529 \text{ m} \quad (2.30)$$

Výšku statorového jarma určíme ako:

$$h_{yS} = 1,2 \cdot b_{pS} = 1,2 \cdot 0,00874 = 0,01049 \text{ m} \quad (2.31)$$

a teda výška permanentného magnetu bude:

$$h_{pM} = h_{sLS} + h_{yS} = 0,04529 + 0,01049 = 0,0558 \text{ m} \quad (2.32)$$

Vonkajší priemer statoru určíme ako priemer vzduchovej medzery zväčšený o dĺžku vzduchovej medzery a dvojnásobok výšky permanentných magnetov:

$$\begin{aligned} D_{out} &= D_g + \delta + 2 \cdot h_{pM} = 0,121 + 0,0005 + 2 \cdot 0,0558 = \\ &= 0,233 \text{ m} \end{aligned} \quad (2.33)$$

Autori článku [1] skúmali vplyv šírky rotorového pólu na spätné indukované elektromotorické napätie s cieľom obmedziť harmonické frekvencie. Pre pôvodný dizajn stroja optimálnu šírku rotorového pólu určili na:

$$b_{pR} = 1,4 \cdot \frac{\tau_s}{4} = 1,4 \cdot \frac{0,0318}{4} = 0,01112 \text{ m} \quad (2.34)$$

Z výskumu 12/10 (stator/rotor) pólového stroja sa zistilo, že maximálny moment je dosiahnutý, keď je výška rotorových zubov približne dvojnásobná ako šírka statorových zubov [34]. V článku [1] zvolili 2,1 násobok.

$$h_{tR} = 2,1 \cdot b_{pS} = 2,1 \cdot 0,00874 = 0,0175 \text{ m} \quad (2.35)$$

2.2 Návrh rozmerov

Pri výpočtoch nám nesedeli hodnoty zvolenej a vypočítanej hodnoty prúdového zaťaženia. Pri úprave rovnice (2.19) na vstupné veličiny sme sa dopracovali k výrazu:

$$A_s = \frac{k_e^2}{m} \cdot A_s \quad (2.36)$$

Z čoho vyplýva, že pri voľbe trojfázového generátora by malo byť k_e rovné odmocnine z trom, čo vychádza viac akoby sme predpokladali. Počet závitov zo vzorca (2.16) vychádza menší ako nami zvolený, no pre náš návrh použijeme 36 závitov.

Kvôli ozubenému statoru a rotoru s magnetickou indukciou často v blízkosti oblasti saturácie je navrhnutý parametre stroja analytickou metódou komplikované a použitý postup z článku [1] je vyhovujúci iba pre prvotný návrh. [35]

V tabuľke 2.2 prezentujeme vstupné parametre pre návrh a v tabuľke 2.3 výsledok návrhu. Rovnice sme spísali do skriptu v programe Matlab, ktorý prikladáme v Príloha A -.

Tabuľka 2.3 Výstup z výpočtov

d_{rotor} [mm]	120,46
l_{st} [mm]	233,45
n [ot/min]	3000
I_f [A]	40
N_t [-]	36
b_{PM} [mm]	6,36
b_{pS} [mm]	8,74
b_{sIS} [mm]	7,95
h_{sIS} [mm]	45,29
h_{yS} [mm]	10,49
b_{pR} [mm]	11,12
h_{tR} [mm]	17,49

2.3 Tvorba modelu pre výpočet pomocou metódy konečných prvkov

Po návrhnutí rozmerov stroja nasledovalo modelovanie konštrukcie v programe Autodesk Inventor a výpočty pomocou metódy konečných prvkov v programe Ansys Maxwell. Vzhľadom na to, že sa jedná o konštrukciu, ktorej prierez sa po dĺžke statorového zväzku nemení, generátor sme modelovali ako 2D so zadefinovanou hĺbkou simulácie.

Na začiatku tvorby modelu sme po otvorení projektu s 2D simuláciou v Maxwelli nastavili jednotky rozmerov na milimetre, nastavili sme hĺbku simulácie odpovedajúcu dĺžke statorového zväzku, povolili výpočty indukčnosti a nastavili sme typ simulácie na transient, teda časovo premennú. Vytvorenú konštrukciu sme nahrali do programu Ansys Maxwell a jej časti sme vhodne premenovali.

Nasledovala voľba materiálov. Pre statorové plechy a rotor sme sa rozhodli zvoliť elektrickú oceľ 20JNHF1300 z rozšírenej knižnice materiálov, ktorú program obsahuje. Jedná sa o elektrickú oceľ pre vysokofrekvenčné aplikácie s pomerne nízkymi stratami. Rotor sme modelovali ako kus ocele a statorové segmenty sme modelovali ako plechy s pomerom aktívnej dĺžky plechov ku celkovej dĺžke zväzku rovným 0,95.

Pre magnety sme zvolili materiál N42SH pre aplikácie do 150°C vzhľadom pre ich vhodné magnetické vlastnosti. Pre zvolenie vhodnej orientácie magnetov sme prepli súradnicový systém materiálu z karteziánskeho do valcového, R zložku sme prepísali na 0 a Phi zložku na 1 alebo -1, aby sa orientácia magnetov po obvode statoru striedala.

Vinutie sme vytvorili nakreslením plochy zodpovedajúcej štvrtine obsahu drážky pri jednom statorovom póle, prekopírovaním tejto plochy na druhú stranu pólu pomocou funkcie Thru Mirror a nakopírovaním plôch okolo osy Z, aby sa nachádzali pri každom statorovom póle. Plochy sme vhodne premenovali, aby zodpovedali žiadanej fáze a orientácii. Každú plochu sme zadefinovali ako cievku so štvrtinou počtu fázových závitov a odpovedajúcou orientáciou. Ďalej sme zadefinovali vinutia typu stranded a external s nulovým počiatočným prúdom do ktorých sme cievky pridali. To nám umožnilo vytvoriť externý obvod v ktorom sme vinutia spojili do hviezdy a pripojili na odporovú záťaž.

Pre vytvorenie okrajovej podmienky sme vytvorili kružnicu s počiatkom v strede súradnicového systému a na jej okraj sme vložili požiadavku nulového vektorového potenciálu.

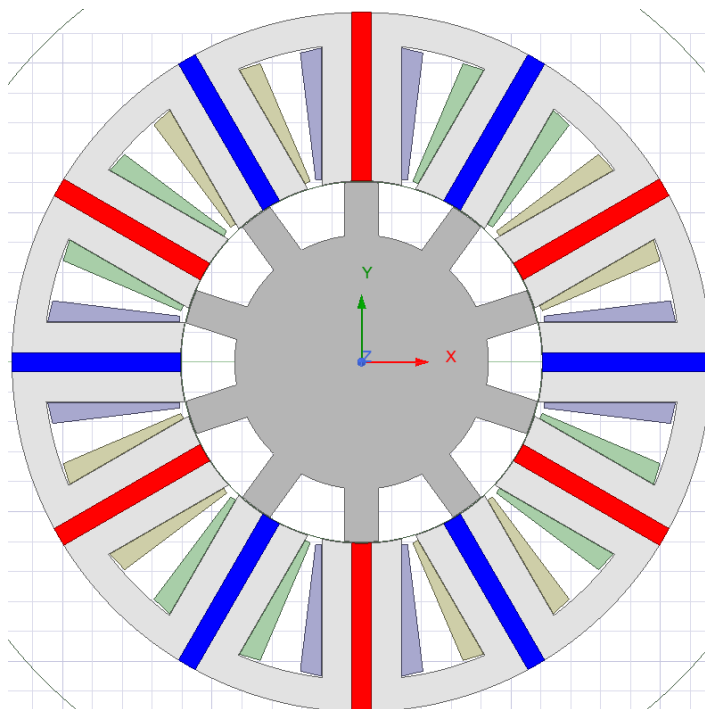
Pre zadefinovanie pohybu rotoru sme vytvorili ďalšiu kružnicu v strede súradnicového systému a polomerom približne rovným polomeru vzduchovej medzery. Na kružnici sme definovali rotačný pohyb s požadovanými otáčkami.

Pre dostatočne presnú sieť sme zvolili nastavenie počiatočnej siete na najvyššie automaticky ponúkanú presnosť. Ďalej sme na okraje rotorových pólov nastavili maximálnu dĺžku elementu siete na 0,05mm a na okraj kružnice definujúcu pohyb rotoru nastavili maximálnu dĺžku elementu siete na 0,5mm. V ploche rotoru a statorových plechoch sme definovali maximálnu dĺžku elementu na 5mm.

Dĺžku simulácie na nastavili na 20ms, čo zodpovedá pri rýchlosti 3000 otáčok za minútu jednej otáčke. Časový krok sme zvolili 0,05ms, čo zodpovedá 400 krokom počas simulácie, alebo pootočeniu rotoru o 0,9°.

Na obrázku 2.15 je znázornený generátor v programe Ansys Maxwell. Červenou a tmavomodrou farbou sú znázornené permanentné magnety, ktoré sú farebne odlišené podľa ich orientácie. Svetlou sivou farbou sú znázornené statorové segmenty a tmavou

sivou farbou rotor. Pri statorových póloch je znázornené vinutie, odlíšené farbou pre každú fázu.



Obrázok 2.14 Generátor v programe Ansys Maxwell

2.4 Výpočet naprázdno a určenie odporu zát'aže

Pre výpočet generátora naprázdno sme hodnotu odporov na zát'aži zvolili $10^{26} \Omega$. Z vykreslených priebehov veličín sme určili indukované napätie, maximálnu a minimálnu indukčnosť jedného vinutia a straty v železe.

Z indukčností sme následne určili hodnoty reaktancií vinutí v d a v q ose:

$$X_d = 2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot L_{max} = 2 \cdot \pi \cdot 500 \cdot 1,043 \cdot 10^{-3} = 3,27 \Omega \quad (2.37)$$

$$X_q = 2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot L_{min} = 2 \cdot \pi \cdot 500 \cdot 1,027 \cdot 10^{-3} = 3,22 \Omega \quad (2.38)$$

Pre návrh zát'aže je potrebné poznať napätie, ktoré sa na nej vyskytuje. Vzhľadom k tomu, že X_d a X_q sú približne rovnaké, vychádzame z náhradnej schémy synchronného generátora s hladkým rotorom. Úbytok napätia na odpore vinutia je vzhľadom k X_s zanedbaný.

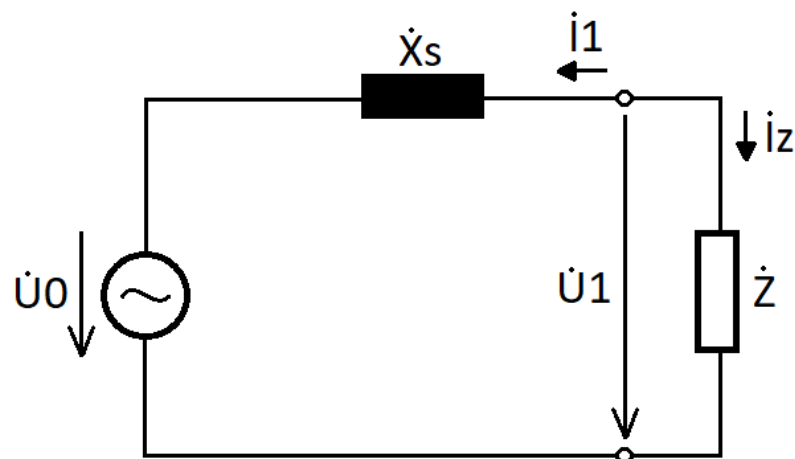
Najprv určíme úbytok napätia na reaktancii statorového vinutia.

$$X_s = \frac{X_d + X_q}{2} = \frac{3,27 + 3,22}{2} = 3,245 \Omega \quad (2.39)$$

$$U_L = X_s \cdot I_1 = 3,245 \cdot 40 = 129,8 \text{ V} \quad (2.40)$$

Tabuľka 2.4 Výsledky z výpočtu naprázdno

otáčky [ot/min]	n	3000
indukované napätie na prázdno (vrcholová hodnota) [V]	$U_{0\max}$	432
indukované napätie na prázdno (efektívna hodnota) [V]	$U_{0\text{ef}}$	305,47
maximálna fázová indukčnosť [mH]	L_{\max}	1,043
minimálna fázová indukčnosť [mH]	L_{\min}	1,027
statorová perióda [ms]	T_s	2
statorová frekvencia [Hz]	f_s	500
Odpor vinutia jednej fáze [Ω]	R_L	0,0266
reaktancia v ose d [Ω]	X_d	3,27
reaktancia v ose q [Ω]	X_q	3,22
Straty v rotore [W]	P_{Ferot}	382
Straty v statore [W]	P_{Festat}	671
Celkové straty v železe [W]	P_{Fe}	1053



Obrázok 2.15 Schéma náhradného zjednodušeného zapojenia synchronného stroja s hladkým rotorom

Odpor vinutia pri výpočte poklesu napätia zanedbávame. Napätie na záťaži určíme ako:

$$U_z = U_1 = \sqrt{U_0^2 - U_{X_s}^2} = \sqrt{305,47^2 - 129,8^2} = 276,52 \text{ V} \quad (2.41)$$

Odpor na záťaži určíme z Ohmovho zákona:

$$R_z = \frac{U_z}{I_z} = \frac{276,52}{40} = 6,919 \ \Omega \quad (2.42)$$

Tabuľka 2.5 Určenie odporu na záťaži

indukované napätie jednej fáze (ef hodnota) [V]	U_{0ef}	305,47
fázový prúd (žiadaná ef hodnota) [A]	I_{fef}	40
stredná hodnota reaktancie vinutia [Ω]	X_s	3,245
pokles napätia na vinutí (pri zanedbaní odporu) [V]	U_L	129,8
napätie na záťaži (ef hodnota) [V]	U_z	276,52
odpor na záťaži [Ω]	R_z	6,919
Výkon na záťaži pre 3 fázy ($\cos(\varphi)=1$) bez strát v železe [W]	P_z	33182

2.5 Výpočet generátora pripojeného na záťaž

Pre tento výpočet sme nastavili hodnoty odporov zapojených na záťaži na vypočítaný odpor 6,919 Ω . Výsledky z tohto merania sú v tabuľke 2.6.

Tabuľka 2.6 Výsledky z výpočtu zaťaženého generátora

otáčky [ot/min]	n	3000
elektrický moment [Nm]	M_{el}	105,43
indukované napätie na prázdno (efektívna hodnota) [V]	U_{0ef}	276,37
Fázový prúd (efektívna hodnota) [A]	I_{fef}	39,95
maximálna fázová indukčnosť [mH]	L_{max}	1,14
minimálna fázová indukčnosť [mH]	L_{min}	1,01
Odpor vinutia jednej fáze [Ω]	R_L	0,0266
reaktancia v ose d [Ω]	X_d	3,58
reaktancia v ose q [Ω]	X_q	3,17
stredná hodnota reaktancie vinutia [Ω]	X_s	3,376

Z týchto parametrov sme ďalej určili reaktancie vinutí spôsobom uvedeným v kapitole 2.4. Straty na vinutí sme vypočítali:

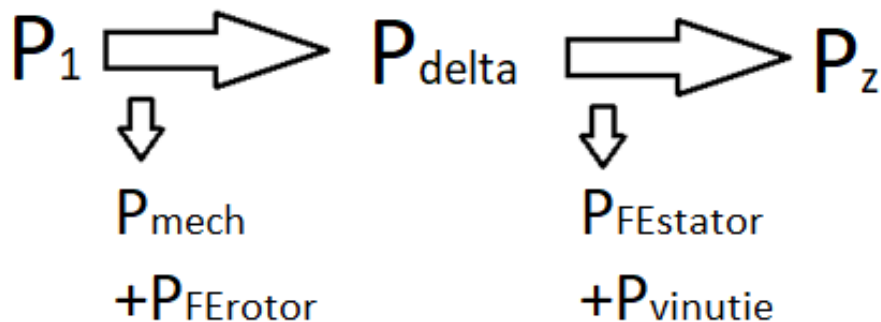
$$P_L = 3 \cdot R_L \cdot I_{fef}^2 = 3 \cdot 0,0266 \cdot 39,95^2 = 127 \text{ W} \quad (2.43)$$

Kde R_L je odpor vinutia, ktorý sme určili ako:

$$\begin{aligned} R_L &= \rho \cdot \frac{l}{S} = \rho \frac{2 \cdot N \cdot (l_{st} + l_\xi)}{\frac{\pi \cdot d^2}{4}} = \\ &= 1,72 \cdot 10^{-8} \cdot \frac{2 \cdot N \cdot (233,53 + 36) \cdot 10^{-3}}{\frac{\pi \cdot 0,004^2}{4}} = \\ &= 0,0266 \Omega \end{aligned} \quad (2.44)$$

Kde ρ je merný elektrický odpor mede, S je plocha vodiča, d je priemer vodiča, l_{st} je dĺžka statorového zväzku a l_ξ je dĺžka čela vinutia.

Tok výkonu v FSPM generátore je podobný toku asynchrónneho stroja s tým rozdielom, že sa v FSPM nevyskytuje úbytok na rotorovom vinutí.



Obrázok 2.16 Tok výkonu v FSPM generátore

Výkon vo vzduchovej medzere, ktorý je rovný výkonu od elektrického momentu alebo výkonu vypočítaného z indukovaného napätia a prúdu, má byť rovný súčtu výkonu na záťaži, stratám v železe a stratám na statorovom vinutí. Výkon od elektrického momentu sme určili ako:

$$P_{\delta} = \omega_{mech} \cdot M_{el} = 2 \cdot \pi \cdot f_{mech} \cdot M_{el} = 2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot 105,43 = 33105 \text{ W} \quad (2.45)$$

Účinnosť generátora sme ďalej určili ako:

$$\eta = \frac{P_z}{P_1} = \frac{28911}{35305} = 0,82 \quad (2.46)$$

Tabuľka 2.7 Výpočet výkonu generátora a účinnosti generátora

Straty v rotore [W]	P_{Ferot}	369
Straty v statore [W]	P_{Festat}	556
Celkové straty v železe [W]	P_{Fe}	925
straty na vinutí pre 3 fázy [W]	P_L	127
elektrický moment [Nm]	M_{el}	105,43
Výkon elektrického momentu [W]	P_{Mel}	33105
Výkon na záťaži pre 3 fázy (účinník 1) [W]	P_z	28911
mechanické straty [W]	P_{mech}	odhad 1500
dodatočné straty [W]	P_d	odhad 700
výkon na rotore (vstupný) [W]	P_1	35305
účinnosť [%]	η	82

2.6 Porovnanie výsledkov výpočtu pomocou metódy konečných prvkov a analytického modelu

Výsledky dosiahnuté pomocou MKP analýzy sme vložili ako vstup do analytického návrhu a spätne sme určili rozmery stroja.

Tabuľka 2.8 Porovnanie výsledkov analytického návrhu a výsledkov pomocou metódy konečných prvkov

	MKP	analytický výpočet
d_{rotor} [mm]	120.25	120.89
l_{st} [mm]	233.86	234.27
A_s [A/m]	3750	3654
n [ot/min]	3000	3000
U_{emf} [V]	276.36	275
U_f [V]	241.23	250
I_f [A]	39.95	38.67
P_z [W]	28911	29000
η [%]	82	85

Použitý analytický postup návrhu nekommentuje bližšie rozloženie vinutia v drážkach a vyžaduje odhad pomerne veľkého počtu parametrov. Na to, aby vychádzala spätná kontrola vstupného parametru prúdového zaťaženia A_s pomocou vzorca (2.19) je potrebné, ako sme písali v kapitole 2.1, aby sa koeficient k_e , ktorý reprezentuje pomer indukovaného napätia ku fázovému napätiu, rovnal druhej odmocnine z počtu fáz pri použití počtu závitov vypočítaným návrhom. Podľa výpočtu z kapitoly 2.5 je koeficient k_e rovný približne 1,1456 pri použití 36 závitov. Pre vstup do analytického výpočtu bolo potrebné zvoliť prúdové zaťaženie rovné 1900 A/m, no pri spätnej kontrole prúdového zaťaženia pomocou vzorca (2.19) však prúdové zaťaženie z analytického výpočtu približne odpovedá výpočtu pomocou MKP.

3. ZÁVER

V tejto práci bola vypracovaná rešerš o princípe fungovania, možných aplikáciách, topológiách a vybraných oblastiach výskumu FSPM strojov. Popísali sme prvý publikovaný koncept FSPM stroja pre otáčky do 50 000 ot/min vo funkcii alternátora pre navádzajúci systém rakiet [2], návrh moderného 3 MW veterného FSPM generátora s otáčkami 15 ot/min a jeho porovnanie s PMSM o rovnakých rozmeroch [3], možné kombinácie statorových a rotorových pólov a vhodné spôsoby vinutia statoru [6], hlavný dôvod existencie zvlnenia momentu v FSPM strojoch [9], rôzne topológie FSPM strojov [10] a vysvetlili sme princíp fungovania FSPM stroja, ktorý bol uvedený v článku [3].

Predstavili sme postup návrhu FSPM generátora na základe postupu z článku [1], ktorý sme upravili pre návrh generátora. Vstupné parametre pre úvodný návrh sme volili na základe požiadaviek na stroj a odhadu.

Pri výpočtoch sme zistili, že prúdové zaťaženie A_s nám nesedí s prvotným odhadom a dosadením úvodných parametrov do vzorca pre výpočet prúdového zaťaženia sme zistili, že koeficient k_e by mal byť rovný druhej odmocnine z počtu fáz m stroja pri počte závitov vypočítaných návrhom, čo je pre trojfázovú sústavu pomerne vysoká hodnota a návrhom vypočítaný počet závitov je príliš nízky.

Vzhľadom na komplikovanosť topológie a magnetickej indukcie často krát vo výške saturácie materiálu je analytický návrh komplikovaný a presnosťou vhodný iba pre úvodný návrh [35]. Pre presný návrh je potrebný buď vyšší počet iterácií alebo použitie optimalizačných nástrojov.

Pre upravené vypočítané parametre z návrhu sme vytvorili v programe Autodesk Inventor konštrukciu, ktorú sme naimportovali do programu Ansys Maxwell a vytvorili sme model pre analýzu MKP.

V prvom MKP výpočte sme generátor analyzovali v stave naprázdno a z výsledkov sme určili vhodný záťažový odpor.

V druhom MKP výpočte sme generátor napojili na odporovú záťaž s veľkosťou záťaže určenou z výpočtu naprázdno. Z výsledkov sme analyticky dopočítali napätie na záťaži, výkon na záťaži a účinnosť generátora, pričom sme mechanické straty a dodatočné straty odhadli.

Na záver sme porovnali výsledky získané analytickým výpočtom s výpočtom pomocou MKP. Dostali sme približne rovnaké výsledky s rozdielom nižšieho prúdového zaťaženia pri analytickom výpočte na vstupe analytických výpočtov. Pri spätnom výpočte prúdového zaťaženia v analytickom výpočte pomocou vzorca (2.19) však prúdové zaťaženie približne odpovedá výpočtu pomocou MKP. Rozdiel je spôsobený spomínanou podmienkou koeficientu k_e rovnému odmocnine z počtu fáz, ktorú sme komentovali v kapitole 2.2.

Výstupom práce je rešerš, objasnenie princípu činnosti FSPM stroja, výpočtový postup upravený pre výpočet generátora, MKP model, výsledky z výpočtov generátora

naprázdno a na zát'azi a porovnanie výsledkov získaných z MKP modelu s analytickým výpočtom.

LITERATÚRA

- [1] SOMESAN, L. E., HAMEYER, K., PADURARIU, E., VIOREL, I., MARTIS, C.. Sizing-designing procedure of the permanent magnet flux-switching machine based on a simplified analytical model. In: *2012 13th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM)* [online]. IEEE, 2012, s. 653-658 [cit. 2020-12-25]. ISBN 9781467316507. ISSN 18420133. Dostupné z: doi:10.1109/OPTIM.2012.6231857
- [2] RAUCH, S. E a L. J JOHNSON. Design Principles of Flux-Switch Alternators [includes discussion]. *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers. Part III: Power Apparatus and Systems* [online]. IEEE, 1955, **74**(3), 1261-1268 [cit. 2020-12-22]. ISSN 0097-2460. Dostupné z: doi:10.1109/AIEEPAS.1955.4499226
- [3] LEHR, M., Daniel, D., BINDER, A. Electromagnetic design of a permanent magnet Flux-Switching-Machine as a direct-driven 3 MW wind power generator. In: *2018 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)* [online]. IEEE, 2018, s. 383-388 [cit. 2020-12-22]. Dostupné z: doi:10.1109/ICIT.2018.8352208
- [4] CHEN, J.T a ZHU, Z.Q. Comparison of all and alternate poles wound flux-switching PM machines having different stator and rotor pole numbers. In: *2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition* [online]. IEEE, 2009, s. 1705-1712 [cit. 2020-12-31]. ISSN 2329-3721. Dostupné z: doi:10.1109/ECCE.2009.5316559
- [5] LEHR, Marcel a Andreas BINDER. Design and measurements of a permanent magnet Flux-Switching-Machine for industrial applications/Auslegung und Messungen einer permanentmagnetenerregten Flux-Switching-Machine für industrielle Anwendungen. *E & i Elektrotechnik und Informationstechnik* [online]. Springer, 2017, **134**(2), 177 [cit. 2021-5-21]. ISSN 0932-383X. Dostupné z: doi:10.1007/s00502-017-0492-4
- [6] CHEN, J. T., ZHU Z. Q. Winding Configurations and Optimal Stator and Rotor Pole Combination of Flux-Switching PM Brushless AC Machines. *IEEE Transactions on Energy Conversion* [online]. IEEE, 2010, **25**(2), 293-302 [cit. 2020-12-22]. ISSN 0885-8969. Dostupné z: doi:10.1109/TEC.2009.2032633
- [7] ZHU, Z, Y PANG, D HOWE, S IWASAKI, R DEODHAR, A PRIDE. Analysis of electromagnetic performance of flux-switching permanent-magnet Machines by nonlinear adaptive lumped parameter magnetic circuit model. *IEEE Transactions on Magnetics* [online]. 2005, **41**(11) [cit. 2020-12-31]. ISSN 0018-9464. Dostupné z: doi:10.1109/TMAG.2005.854441
- [8] Z. Q. Zhu, J. T. Chen, Y. Pang, R. Owen, G.W. Jewell, D. Howe, S. Iwasaki, and R. Deodhar, "Analytical modelling of end-effect on electromagnetic torque in flux-switching permanent magnet machine," in *Proc. Int. Conf. Electr. Mach. Syst. (ICEMS 2007)*, Seoul, Korea, 8–11 Oct., pp. 943–948.

- [9] ZHU, Z.Q., THOMAS, A.S, CHEN, J.T., JEWELL, G.W. Cogging Torque in Flux-Switching Permanent Magnet Machines. *IEEE Transactions on Magnetics* [online]. IEEE, 2009, **45**(10), 4708-4711 [cit. 2020-12-23]. ISSN 0018-9464. Dostupné z: doi:10.1109/TMAG.2009.2022050
- [10] ZHU, Z. Q a CHEN J. T. Advanced Flux-Switching Permanent Magnet Brushless Machines. *IEEE transactions on magnetics* [online]. IEEE, 2010, **46**(6), 1447-1453 [cit. 2020-12-23]. ISSN 0018-9464. Dostupné z: doi:10.1109/TMAG.2010.2044481
- [11] OWEN, R. L., Z. Q. ZHU, A. S. THOMAS, G. W. JEWELL a D. HOWE. Fault-Tolerant Flux-Switching Permanent Magnet Brushless AC Machines. In: *2008 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting* [online]. IEEE, 2008, 2008, s. 1-8 [cit. 2021-5-22]. ISBN 978-1-4244-2278-4. Dostupné z: doi:10.1109/08IAS.2008.56
- [12] A. S. Thomas, Z. Q. Zhu, R. L. Owen, G. W. Jewell, and D. Howe, "Fault tolerant flux switching PM brushless AC machines," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 45, no. 6, pp. 1971–1981, 2009.
- [13] JIABIN WANG, WEIYA WANG, K. ATALLAH a D. HOWE. Design Considerations for Tubular Flux-Switching Permanent Magnet Machines. *IEEE Transactions on Magnetics* [online]. 2008, **44**(11), 4026-4032 [cit. 2021-5-22]. ISSN 0018-9464. Dostupné z: doi:10.1109/TMAG.2008.2002773
- [14] Z. Q. Zhu, X. Chen, J. T. Chen, D. Howe and J. S. Dai, "Novel linear flux-switching permanent magnet machines," *2008 International Conference on Electrical Machines and Systems*, 2008, pp. 2948-2953.
- [15] WANG, Can-fei, Jian-xin SHEN, Yu WANG, Li-li WANG a Meng-jia JIN. A New Method for Reduction of Detent Force in Permanent Magnet Flux-Switching Linear Motors. *IEEE Transactions on Magnetics* [online]. IEEE, 2009, **45**(6), 2843-2846 [cit. 2021-5-22]. ISSN 0018-9464. Dostupné z: doi:10.1109/TMAG.2009.2018689
- [16] JIN, Meng-jia, Can-fei WANG, Jian-xin SHEN a Bing XIA. A Modular Permanent-Magnet Flux-Switching Linear Machine With Fault-Tolerant Capability. *IEEE transactions on magnetics* [online]. IEEE, 2009, **45**(8), 3179-3186 [cit. 2021-5-22]. ISSN 0018-9464. Dostupné z: doi:10.1109/TMAG.2009.2020090
- [17] M. Lin and Z. Q. Zhu, "Axial-field flux-switching PM brushless machines," China Chinese Patent No: 200810019783.2, 2008.
- [18] YAN, Jianhu, Heyun LIN, Yunkai HUANG, Hengchuan LIU a Z. Q ZHU. Magnetic field analysis of a novel flux switching transverse flux permanent magnet wind generator with 3-D FEM. In: *2009 International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS)* [online]. IEEE, 2009, s. 332-335 [cit. 2021-5-22]. ISBN 9781424441662. ISSN 21645256. Dostupné z: doi:10.1109/PEDS.2009.5385837
- [19] FEI, W, P.C.K LUK, J SHEN a Y WANG. A novel outer-rotor permanent-magnet flux-switching machine for urban electric vehicle propulsion. In: *2009 3rd*

- International Conference on Power Electronics Systems and Applications (PESA)* [online]. IEEE, 2009, s. 1-6 [cit. 2021-5-22]. ISBN 9781424438457.
- [20] ZHU, Z.Q, J.T CHEN, Y PANG, D HOWE, S IWASAKI a R DEODHAR. Analysis of a Novel Multi-Tooth Flux-Switching PM Brushless AC Machine for High Torque Direct-Drive Applications. *IEEE Transactions on Magnetics* [online]. IEEE, 2008, **44**(11), 4313-4316 [cit. 2021-5-22]. ISSN 0018-9464. Dostupné z: doi:10.1109/TMAG.2008.2001525
- [21] CHEN, J.T, Z.Q ZHU a D HOWE. Stator and Rotor Pole Combinations for Multi-Tooth Flux-Switching Permanent-Magnet Brushless AC Machines. *IEEE Transactions on Magnetics* [online]. IEEE, 2008, **44**(12), 4659-4667 [cit. 2021-5-22]. ISSN 0018-9464. Dostupné z: doi:10.1109/TMAG.2008.2004264
- [22] ZULU, A., B. MECROW a M. ARMSTRONG. A wound-field three-phase flux-switching synchronous motor with all excitation sources on the stator. In: *2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition* [online]. IEEE, 2009, 2009, s. 1502-1509 [cit. 2021-5-22]. ISBN 978-1-4244-2893-9. Dostupné z: doi:10.1109/ECCE.2009.5316544
- [23] E. Hoang, M. Lecrivain, and M. Gabsi, "A new structure of a switching flux synchronous polyphased machine with hybrid excitation," in *Proc. Eur. Conf. Power Electron. Appl.*, Sep. 2007, pp. 1–8.
- [24] R. L. Owen, Z. Q. Zhu and G. W. Jewell, "Hybrid excited flux-switching permanent magnet machines," *2009 13th European Conference on Power Electronics and Applications*, 2009, pp. 1-10
- [25] HUA, Wei, Ming CHENG a Gan ZHANG. A Novel Hybrid Excitation Flux-Switching Motor for Hybrid Vehicles. *IEEE Transactions on Magnetics* [online]. IEEE, 2009, **45**(10), 4728-4731 [cit. 2021-5-22]. ISSN 0018-9464. Dostupné z: doi:10.1109/TMAG.2009.
- [26] FEI, W. Z. a J. X. SHEN. Novel Permanent Magnet Switching Flux Motors. In: *Proceedings of the 41st International Universities Power Engineering Conference* [online]. IEEE, 2006, 2006, s. 729-733 [cit. 2021-5-22]. ISBN 978-186135-342-9. Dostupné z: doi:10.1109/UPEC.2006.367575
- [27] POLLOCK, C a M WALLACE. The flux switching motor, a DC motor without magnets or brushes. In: *Conference Record of the 1999 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Forth IAS Annual Meeting (Cat. No.99CH36370)* [online]. IEEE, 1999, 1980-1987 vol.3 [cit. 2021-5-22]. ISBN 078035589X. ISSN 01972618. Dostupné z: doi:10.1109/IAS.1999.806009
- [28] POLLOCK, H, C POLLOCK, R.T WALTER a B.V GORTI. Low cost, high power density, flux switching machines and drives for power tools. In: *38th IAS Annual Meeting on Conference Record of the Industry Applications Conference, 2003* [online]. IEEE, 2003, 1451-1457 vol.3 [cit. 2021-5-22]. ISBN 0780378830. Dostupné z: doi:10.1109/IAS.2003.1257748
- [29] POLLOCK, C a M BRACKLEY. Comparison of the acoustic noise of a flux-switching and a switched reluctance drive. *IEEE Transactions on Industry*

- Applications* [online]. IEEE, 2003, **39**(3), 826-834 [cit. 2021-5-22]. ISSN 0093-9994. Dostupné z: doi:10.1109/TIA.2003.810626
- [30] POLLOCK, C, H POLLOCK, R BARRON, J.R COLES, D MOULE, A COURT a R SUTTON. Flux-Switching Motors for Automotive Applications. *IEEE Transactions on Industry Applications* [online]. IEEE, 2006, **42**(5), 1177-1184 [cit. 2021-5-22]. ISSN 0093-9994. Dostupné z: doi:10.1109/TIA.2006.880842
- [31] ZHU, Z.Q, Y PANG, D HOWE, S IWASAKI, R DEODHAR a A PRIDE. Analysis of electromagnetic performance of flux-switching permanent-magnet Machines by nonlinear adaptive lumped parameter magnetic circuit model. *IEEE Transactions on Magnetics* [online]. IEEE, 2005, **41**(11), 4277-4287 [cit. 2021-5-22]. ISSN 0018-9464. Dostupné z: doi:10.1109/TMAG.2005.854441
- [32] J. T. Chen and Z. Q. Zhu, "Parameter optimization of flux-switching PM brushless ac machines having alternative stator and rotor pole numbers," in *Proc. IEEE Int. Electric Mach. Drives Conf. (IEMDC2009)*, Miami, FL, May 3–6, 2009, pp. 1451–1458.
- [33] PADURARIU, Emil. Permanent Magnet Flux-Switching Machine, Optimal Design and Performance Analysis. *Advances in electrical and electronic engineering* [online]. VSB-Technical University of Ostrava, 2013, **11**(2), 46-53 [cit. 2020-12-27]. ISSN 1336-1376. Dostupné z: doi:10.15598/aeec.v11i2.741
- [34] ZHU, Z.Q., Y. PANG, J. T. CHEN, Z.P. XIA a D. HOWE. Influence of design parameters on output torque of flux-switching permanent magnet machines. In: *2008 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference* [online]. IEEE, 2008, 2008, s. 1-6 [cit. 2021-5-22]. ISBN 978-1-4244-1848-0. Dostupné z: doi:10.1109/VPPC.2008.4677782
- [35] SHEN, Jian-xin a Wei-zhong FEI. Permanent magnet flux switching machines - Topologies, analysis and optimization. In: *4th International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives* [online]. IEEE, 2013, s. 352-366 [cit. 2020-12-30]. ISSN 2155-5516. Dostupné z: doi:10.1109/PowerEng.2013.6635633

ZOZNAM SYMBOLOV A SKRATIEK

Skratky:

FSPM	Flux switching permanent magnet (prepínanie magnetického toku s permanentným magnetom)
PMSM	Permanent magnet synchronous machine (synchronný stroj s permanentnými magnetmi)
EMF	Elektromotorické napätie
MKP	Metóda konečných prvkov

Symboly:

f_s	statorová frekvencia	(Hz)
n	otáčky	(min^{-1})
N_r	počet rotorových pólov	(-)
N_s	počet statorových pólov	(-)
τ_s	pomer sily pôsojacej na rotor a vnútornej plochy rotora	(Nm^{-2})
Q	najmenší počet vektorov EMF na fázu	(-)
α	uhol medzi dvoma susednými vektormi	($^\circ$)
i	harmonický rád	(-)
k_p	koeficient rozloženia	(-)
k_d	koeficient rozloženia vinutia	(-)
k_w	koeficient vinutia	(-)
HCF	najväčší spoločný deliteľ	(-)
m	počet fáz	(-)
D_g	priemer vzduchovej medzery	(m)
P_{out}	výstupný výkon (výkon na rotore)	(W)
η	účinnosť	(%)
k_l	koeficient pomeru dĺžky statorového zväzku a priemeru vzduchovej medzery	(-)
k_e	koeficient pomeru indukovaného elektromotorického napätia a fázového napätia	(-)
$\cos(\varphi)$	účinník	(-)
$B_{\delta max}$	maximálna hodnota magnetickej indukcie vo vzduchovej medzere	(T)
A_s	prúdové zaťaženie	(A/m)
P_{rot}	výkon na rotore	(W)
v	obvodová rýchlosť rotoru	(ms^{-1})
ω	uhlová rýchlosť	(rads^{-1})
r	polomer	(m)

δ	vzduchová medzera	(m)
l_{st}	dĺžka statorového zväzku	(m)
E	efektívna hodnota indukovaného elektromotorického napätia	(V)
U_f	fázové napätie	(V)
I_f	fázový prúd	(A)
ϕ_{max}	magnetický tok	(Wb)
A_{coil}	plocha ovinutá statorovým vinutím	(m ²)
M	moment na hriadeli	(Nm)
b_{pm}	šírka permanentného magnetu	(m)
τ_s	pólový rozostup	(m)
b_{slS}	šírka medzery medzi statorovými pólmi	(m)
b_{pS}	šírka zubu statorového jadra	(m)
b_{pps}	celková šírka statorového pólu	(m)
A_{slot}	plocha medzery medzi pólmi na statore	(m)
A_c	plocha zabraná vinutím na jednej strane statorového pólu	(m)
k_{fill}	činiteľ plnenia	(-)
J	prúdová hustota	(Am ⁻²)
S_{cl}	plocha jedného závitú	(m ²)
h_{slS}	výška medzery medzi statorovými pólmi	(m)
h_{yS}	výška statorového jarma	(m)
h_{pm}	výška permanentného magnetu	(m)
D_{out}	vonkajší priemer statoru	(m)
b_{pR}	šírka rotorového pólu	(m)
h_{pR}	výška rotorového pólu	(m)
X_d	reaktancia v ose d	(Ω)
X_q	reaktancia v ose q	(Ω)
L_{max}	maximálna indukčnosť jednej fáze	(H)
L_{min}	minimálna indukčnosť jednej fáze	(H)
X_s	stredná reaktancia	(Ω)
U_{Xs}	úbytok napätia na strednej reaktancii jednej fáze	(V)
U_{0max}	maximálna hodnota indukovaného napätia	(V)
U_{0ef}	efektívna hodnota indukovaného napätia	(V)
T_s	statorová perióda	(s)
R_L	odpor vinutia jednej fáze	(Ω)
P_{Ferot}	straty v železe v rotore	(W)
P_{Festat}	straty v železe v statore	(W)
P_{Fe}	celkové straty v železe	(W)

U_L	úbytok napätia na strednej vinutí jednej fáze pri zanedbaní odporu vinutia	(V)
U_z	napätie na záťaži	(V)
R_z	odpor záťaže	(Ω)
P_z	výkon na záťaži	(W)
M_{el}	elektrický moment	(Nm)
I_{fef}	efektívna hodnota fázového prúdu	(A)
ρ	merný elektrický odpor	(Ωm)
l	dĺžka vodiča na jednu fázu	(m)
l_{ζ}	dĺžka čela vinutia	(m)
P_{mech}	mechanický výkon	(W)
ω_{mech}	mechanická uhlová rýchlosť	(rad/s)
f_{mech}	mechanická frekvencia	(s^{-1})

ZOZNAM PRÍLOH

PRÍLOHA A – Výpočet parametrov v programe Matlab a výsledky.....	49
PRÍLOHA B – Model v programe Ansys Maxwell.....	50
PRÍLOHA C – Model konštrukcie v programe Autodesk Inventor.....	51

Príloha A - Výpočet parametrov v programe Matlab a výsledky

Príloha je uložená na priloženom CD. Obsahuje skript v ktorom sú zapísané rovnice pre výpočet parametrov a tabuľku s výsledkami z výpočtov.

Príloha B - Model v programe Ansys Maxwell

Príloha je uložená na priloženom CD. Obsahuje model konštrukcie s nastavením pre analýzu pomocou MKP.

Príloha C - Model konštrukcie v programe Autodesk Inventor

Model je uložený na priloženom CD. Obsahuje parametrický model 2D konštrukcie generátora s 12 statorovými a 10 rotorovými pólmi.