

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ
ÚSTAV VÝKONOVÉ ELEKTROTECHNIKY A ELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF POWER ELECTRICAL AND ELECTRONIC ENGINEERING

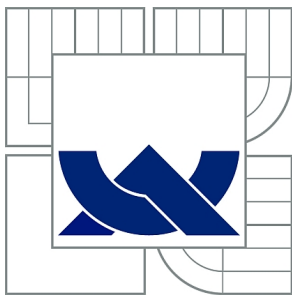
NÁVRH A ANALÝZA SYNCHRONNÍCH STROJŮ S PERMANENTNÍMI
MAGNETY

DIPLOMOVÁ PRÁCE
MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE
AUTHOR

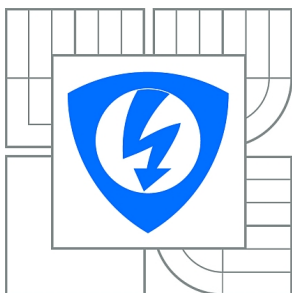
Bc. JAN BLAHA

BRNO 2015



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



**FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ**

**ÚSTAV VÝKONOVÉ ELEKTROTECHNIKY A
ELEKTRONIKY**

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF POWER ELECTRICAL AND ELECTRONIC
ENGINEERING

NÁVRH A ANALÝZA SYNCHRONNÍCH STROJŮ S PERMANENTNÍMI MAGNETY

DESIGN AND ANALYSIS OF PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MACHINES

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. JAN BLAHA

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. ONDŘEJ VÍTEK, Ph.D.

BRNO 2015



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor
Sílnoproudá elektrotechnika a výkonová elektronika

Student: Bc. Jan Blaha

ID: 136502

Ročník: 2

Akademický rok: 2014/2015

NÁZEV TÉMATU:

Návrh a analýza synchronních strojů s permanentními magnety

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

1. Popište princip funkce, konstrukci a vlastnosti synchronních strojů s permanentními magnety (PM).
2. Proveďte elektromagnetické návrhy synchronních strojů a to s PM na povrchu rotoru a s vnořenými PM.
3. Vytvořte modely a ověřte parametry navržených strojů metodou konečných prvků.
4. Srovnajte výsledky a vlastnosti motorů s jednotlivými typy rotorů. Posudte použitou metodu návrhu a výpočtu.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

- [1] Hendershot, J. R. Jr., Miller, T.J.E. Design of Brushless Permanent-Magnet Motors. Oxford: Magna Physic Publishing and Clarendon Press, 1994.
- [2] Vorel, P. Synchronní stroje s permanentními magnety. Brno: Akademické nakladatelství CERM, 2005. ISBN 80-7204-417-6
- [3] Petrov, G.N. Elektrické stroje 2. Praha: Academia. 1982.
- [4] Časopisecké a konferenční články z databáze IEEE Xplore.

Termín zadání: 22.9.2014

Termín odevzdání: 26.5.2015

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

Konzultanti diplomové práce:

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

Vlastnosti synchronních strojů s permanentními magnety jsou mimo jiné závislé na geometrickém rozložení řezu stroje. Na rozdíl od EC motorů, kde je vhodné obdélníkové rozložení veličin, vyžadují tyto stroje sinusové průběhy. Od tohoto požadavku se poté částečně odvíjí specifické tvarování jednotlivých částí stroje. Návrhem těchto strojů, včetně různých geometrických úprav jejich řezu a zkoumáním vlivů těchto úprav, se zabývá tato diplomová práce. Součástí práce je i postup analytických výpočtů parametrů těchto strojů a ověřování výsledných vlastností za pomoci metody konečných prvků. Výsledkem je kombinace různých metod návrhu. Pro ověřování jsou využity programy FEMM, Maxwell RMXprt a Maxwell 2D transientní analýza. Jednotlivé úpravy geometrie strojů jsou aplikovány na stroje se soustředěným vinutím s různým poměrem počtu drážek na počet pólů a rozdíly mezi stroji a výsledky z jednotlivých metod jsou srovnávány.

Klíčová slova

Synchronní stroje s permanentními magnety, vnořené magnety, soustředěné vinutí, analytický návrh PMSM, metoda konečných prvků, FEMM, Maxwell RMXprt

Abstract

Characteristics of synchronous machines with permanent magnets depend among others on geometric layout of the machine section. Unlike EC motors, where rectangular arrangement of quantities is suitable, these machines require sinusoidal behaviour. Specific forming of individual machine parts is partially derived from this requirement. This thesis deals with design of such machines, including various geometrical modifications of their sections and examination of influence of those modifications. The thesis includes also analytical calculation procedure of machine parameters as well as verification of final characteristics using the finite element method. It results in a combination of various design methods. FEMM, Maxwell RMxprt and Maxwell 2D Transient Analysis programs were used for verification. Individual modifications of machine geometries are applied to machines with concentrated windings with different ratio of number of slots and poles, and differences between machines and results of individual methods are compared.

Keywords

Permanent magnet synchronous machines, embedded magnets, concentrated winding, analytical design of PMSM, finite element method, FEMM, Maxwell RMxprt

Bibliografická citace

BLAHA, J. *Návrh a analýza synchronních strojů s permanentními magnety*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2015. 99 s. Vedoucí diplomové práce Ing. Ondřej Vítek, Ph.D..

Prohlášení

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma Návrh synchronních strojů s permanentními magnety jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího semestrální 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 semestrální 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 § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

V Brně dne

Podpis autora

Poděkování

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

Děkuji Ing. Marcelu Jandovi, Ph.D., za informace potřebné ke správnému používání výpočetních programů.

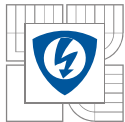
V Brně dne

Podpis autora

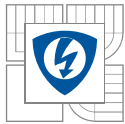


Obsah

SEZNAM OBRÁZKŮ.....	9
SEZNAM TABULEK	13
SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK.....	14
ÚVOD	17
1 SYNCHRONNÍ STROJE S PERMANENTNÍMI MAGNETY.....	18
1.1 PRINCIP SYNCHRONNÍHO STROJE S PERMANENTNÍMI MAGNETY.....	19
1.2 POLOHOVÉ SENZORY	21
1.2.1 HALLOVA SONDA	21
1.2.2 ENKÓDERY	22
1.2.3 RESOLVERY	22
2 KONSTRUKCE SYNCHRONNÍCH STROJŮ S PERMANENTNÍMI MAGNETY	23
2.1 STATOR.....	23
2.1.1 STATOROVÉ PLECHY	23
2.1.2 MAGNETIZAČNÍ CHARAKTERISTIKA	24
2.1.3 PARAZITNÍ RELUKTANČNÍ MOMENT	25
2.1.4 STATOROVÉ VINUTÍ	26
2.2 ROTOR	31
2.2.1 ROTOR S MAGNETY NA POVRCHU	32
2.2.2 ROTOR SE ZAPUŠTĚNÝMI MAGNETY	32
2.2.3 ROTOR S VNOŘENÝMI MAGNETY	33
2.3 MATERIÁLY PERMANENTNÍCH MAGNETŮ.....	33
2.3.1 ALNIKO	33
2.3.2 FERITOVÉ MAGNETY	34
2.3.3 MAGNETY ZE VZÁCNÝCH ZEMIN	34
3 VÝPOČET A NÁVRH SYNCHRONNÍHO STROJE S PERMANENTNÍMI MAGNETY	35
3.1 ANALYTICKÝ VÝPOČET HLAVNÍCH PARAMETRŮ.....	35
3.2 GRAFICKÝ NÁVRH.....	39
3.3 ANALYTICKÝ VÝPOČET PARAMETRŮ VINUTÍ.....	43
3.4 ANALÝZA METODOU KONEČNÝCH PRVKŮ	46
3.5 SIMULACE V PROGRAMU RMXprt.....	50
3.6 SROVNÁNÍ VÝSLEDKŮ	51
4 VLIVY PARAMETRŮ STROJE NA INDUKOVANÉ NAPĚTÍ	52
4.1 TLUMENÍ VYŠŠÍCH HARMONICKÝCH Činitelem soustředěných vinutí	52
4.2 VLIV Nelineární magnetizační charakteristiky	53
4.3 POROVNÁNÍ VLIVŮ NA MODELECH FEMM.....	53
4.3.1 MODEL 9 DRÁŽEK NA 6 PÓLŮ S LINEÁRNÍ CHARAKTERISTIKOU.....	54
4.3.2 MODEL 9 DRÁŽEK NA 6 PÓLŮ S Nelineární charakteristikou	56
4.3.3 MODEL 12 DRÁŽEK NA 10 PÓLŮ S LINEÁRNÍ CHARAKTERISTIKOU.....	57
4.3.4 MODEL 12 DRÁŽEK NA 10 PÓLŮ S Nelineární charakteristikou	58



4.4 VYHODNOCENÍ VLIVŮ	59
5 STROJE S VNOŘENÝMI MAGNETY	61
5.1 SIMULACE JEDNOTLIVÝCH USPOŘÁDÁNÍ VNOŘENÝCH MAGNETŮ	61
5.1.1 VNOŘENÉ MAGNETY TYPU I	62
5.1.2 VNOŘENÉ MAGNETY TYPU V	64
5.1.3 VNOŘENÉ MAGNETY TYPU RI	65
5.1.4 VNOŘENÉ MAGNETY TYPU I S USPOŘÁDÁNÍM 12 DRÁŽEK NA 10 PÓLŮ	67
5.2 SROVNÁNÍ JEDNOTLIVÝCH TYPŮ ULOŽENÍ VNOŘENÝCH MAGNETŮ	68
6 VLIV TVAROVÁNÍ ŘEZU STROJE	69
6.1.1 SNÍŽENÍ PATY ZUBU	69
6.1.2 SINUSOVÉ NATVAROVÁNÍ ROTORU	71
6.1.3 VRYP V ROTORU	72
6.1.4 ZVĚTŠENÝ POLOMĚR PATY ZUBU	73
6.1.5 ZAROVNÁNÍ PATY ZUBU	74
6.1.6 VRYP A ZVĚTŠENÝ POLOMĚR PATY ZUBU	75
6.1.7 APLIKACE NA USPOŘÁDÁNÍ 12 DRÁŽEK NA 10 PÓLŮ	75
6.2 SROVNÁNÍ JEDNOTLIVÝCH ÚPRAV ŘEZU	76
7 NÁVRH A SIMULACE JEDNOTLIVÝCH STROJŮ	78
7.1 VÝPOČET PARAMETRŮ	78
7.2 SIMULACE FEMM	80
7.2.1 9 DRÁŽEK NA 6 PÓLŮ	81
7.2.2 9 DRÁŽEK NA 6 PÓLŮ – KOMBINACE ÚPRAV	81
7.2.3 9 DRÁŽEK NA 6 PÓLŮ – ZAROVNÁNÍ PATY ZUBU	82
7.2.4 12 DRÁŽEK NA 10 PÓLŮ	82
7.2.5 12 DRÁŽEK NA 10 PÓLŮ – KOMBINACE ÚPRAV	83
7.2.6 12 DRÁŽEK NA 10 PÓLŮ – ZAROVNÁNÍ PATY ZUBU	83
7.2.7 VYHODNOCENÍ VÝSLEDKŮ ANALÝZY V PROGRAMU FEMM	84
7.3 VÝPOČET RMXPRT	85
7.4 SIMULACE MAXWELL 2D	86
7.4.1 TRANSIENTNÍ ANALÝZA 9 DRÁŽEK NA 6 PÓLŮ	88
7.4.2 TRANSIENTNÍ ANALÝZA 9 DRÁŽEK NA 6 PÓLŮ – KOMBINACE ÚPRAV	90
7.4.3 TRANSIENTNÍ ANALÝZA 9 DRÁŽEK NA 6 PÓLŮ – ZAROVNÁNÍ PATY ZUBU	90
7.4.4 TRANSIENTNÍ ANALÝZA 12 DRÁŽEK NA 10 PÓLŮ	91
7.4.5 VYHODNOCENÍ TRANSIENTNÍCH ANALÝZ	92
7.5 POROVNÁNÍ JEDNOTLIVÝCH METOD	94
ZÁVĚR	97
LITERATURA	98
PŘÍLOHY	100
MAGNETIZAČNÍ CHARAKTERISTIKA MATERIÁLU N35UH	100
KATALOGOVÝ LIST MATERIÁLU PRO STATOROVÉ PLECHY M330-50A	101
LUA SCRIPT PRO ZÍSKÁNÍ PRŮBĚHŮ MOMENTU A MAGNETICKÝCH TOKŮ JEDNOTLIVÝCH FÁZÍ PŘI OTÁČENÍ ROTORU A SINUSOVÉM PRŮBĚHU NAPÁJECÍCH PROUDŮ	102



SEZNAM OBRÁZKŮ

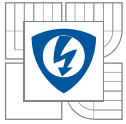
<i>Obrázek 1: Ventilátor s EC motorem a s integrovaným frekvenčním měničem</i>	<i>19</i>
<i>Obrázek 2: Servomotory - synchronní stroje s permanentními magnety</i>	<i>19</i>
<i>Obrázek 3: Příklad blokového schéma PMSM.....</i>	<i>20</i>
<i>Obrázek 4: Výstupy jednotlivých polohových senzorů</i>	<i>21</i>
<i>Obrázek 5: Princip hallovy sondy</i>	<i>21</i>
<i>Obrázek 6: Enkodéry: a) Inkrementální, b) Absolutní</i>	<i>22</i>
<i>Obrázek 7: Resolver</i>	<i>22</i>
<i>Obrázek 8: Typické tvary statorových drážek</i>	<i>24</i>
<i>Obrázek 9: Příklad statorového svazku</i>	<i>24</i>
<i>Obrázek 10: Hysterezní smyčka a křivka prvotní magnetizace</i>	<i>25</i>
<i>Obrázek 11: Rozložené vinutí 4 pólového motoru.....</i>	<i>27</i>
<i>Obrázek 12: Čela rozloženého vinutí</i>	<i>28</i>
<i>Obrázek 13: Ukázka statoru se soustředěným vinutím</i>	<i>28</i>
<i>Obrázek 14: Soustředěné vinutí, a) Dvouvrstvé, b) Jednovrstvé</i>	<i>29</i>
<i>Obrázek 15: Znázornění možnosti prodloužení aktivní délky statorového svazku při zachování celkové délky stroje použitím soustředěného vinutí</i>	<i>29</i>
<i>Obrázek 16: Příklad zkrácení kroku na průběhu magnetické indukce</i>	<i>30</i>
<i>Obrázek 17: a) Geometrický součet U_i, b) Aritmetický součet U_i</i>	<i>30</i>
<i>Obrázek 18: Rotor s bochníkovými magnety na povrchu.....</i>	<i>32</i>
<i>Obrázek 19: Rotor se zapuštěnými magnety</i>	<i>32</i>
<i>Obrázek 20: Rotor s vnořenými magnety tvaru I</i>	<i>33</i>
<i>Obrázek 21: Zjednodušený náhradní obvod pro určení maximální výšky magnetu</i>	<i>36</i>
<i>Obrázek 22: Grafický návrh tvaru permanentního magnetu s ohledem na požadovanou hodnotu amplitudy magnetické indukce a reálně vyrobitelnou tloušťku.....</i>	<i>37</i>
<i>Obrázek 23: Náčrt pro určení šířky zubu.....</i>	<i>38</i>
<i>Obrázek 24: Detail statorové drážky.....</i>	<i>39</i>
<i>Obrázek 25: Natvarovaný magnet bez oříznutí.....</i>	<i>39</i>
<i>Obrázek 26: Natvarovaný a oříznutý magnet.....</i>	<i>40</i>
<i>Obrázek 27: Porovnání průběhu magnetické indukce ve vzduchové mezeře s ideálním průběhem funkce sinus s amplitudou 0,83.....</i>	<i>40</i>
<i>Obrázek 28: Hodnota magnetické indukce ve statorovém zubu.....</i>	<i>41</i>
<i>Obrázek 29: Hodnota magnetické indukce v upraveném řezu.....</i>	<i>42</i>
<i>Obrázek 30: Upravený grafický návrh stroje.....</i>	<i>42</i>



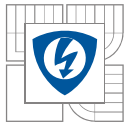
<i>Obrázek 31: Fázorový diagram synchronního motoru</i>	<i>43</i>
<i>Obrázek 32: Plocha statorové drážky, výstup z programu FEMM.....</i>	<i>44</i>
<i>Obrázek 33: Rozložení jednotlivých fází a jejich cívek ve stroji.....</i>	<i>45</i>
<i>Obrázek 34: Plně nastavený model v programu FEMM.....</i>	<i>46</i>
<i>Obrázek 35: Střední hodnota magnetické indukce ve vzduchové mezeře a rozložení v řezu stroje</i>	<i>47</i>
<i>Obrázek 36: Určení vnitřního momentu stroje.....</i>	<i>47</i>
<i>Obrázek 37: Průběh momentu motoru během jedné otáčky.....</i>	<i>48</i>
<i>Obrázek 38: Průběhy magnetických toků jednotlivých fází motoru.....</i>	<i>48</i>
<i>Obrázek 39: Grafické znázornění stroje</i>	<i>49</i>
<i>Obrázek 40: Výstup z grafického nástroje programu RMxpert</i>	<i>50</i>
<i>Obrázek 41: Model 9 drážek na 6 pólů s magnety na povrchu.....</i>	<i>54</i>
<i>Obrázek 42: Průběh reluktančního momentu lineárního modelu 9 drážek na 6 pólů</i>	<i>54</i>
<i>Obrázek 43: Průběhy magnetických toků lineárního modelu 9 drážek na 6 pólů</i>	<i>55</i>
<i>Obrázek 44: Průběh indukovaného napětí lineárního modelu 9 drážek na 6 pólů.....</i>	<i>55</i>
<i>Obrázek 45: Průběhy magnetických toků nelineárního modelu 9 drážek na 6 pólů.....</i>	<i>56</i>
<i>Obrázek 46: Průběh indukovaného napětí nelineárního modelu 9 drážek na 6 pólů.....</i>	<i>56</i>
<i>Obrázek 47: Model 12 drážek na 10 pólů s magnety na povrchu.....</i>	<i>57</i>
<i>Obrázek 48: Průběh reluktančního momentu lineárního modelu 12 drážek na 10 pólů</i>	<i>57</i>
<i>Obrázek 49: Průběhy magnetických toků lineárního modelu 12 drážek na 10 pólů</i>	<i>58</i>
<i>Obrázek 50: Průběh indukovaného napětí lineárního modelu 12 drážek na 10 pólů.....</i>	<i>58</i>
<i>Obrázek 51: Průběhy magnetických toků nelineárního modelu 12 drážek na 10 pólů.....</i>	<i>59</i>
<i>Obrázek 52: Průběh indukovaného napětí lineárního modelu 12 drážek na 10 pólů.....</i>	<i>59</i>
<i>Obrázek 53: Rotor s vnořenými magnety typ I</i>	<i>62</i>
<i>Obrázek 54: Model s vnořenými PM typu I, 9 drážek na 6 pólů, program FEMM.....</i>	<i>62</i>
<i>Obrázek 55: Průběhy magnetických toků, rotor s vnořenými PM typu I.....</i>	<i>63</i>
<i>Obrázek 56: Průběh indukovaného napětí, rotor s vnořenými PM typu I.....</i>	<i>63</i>
<i>Obrázek 57: Rotor s vnořenými magnety typ V</i>	<i>64</i>
<i>Obrázek 58: Model s vnořenými PM typu V</i>	<i>64</i>
<i>Obrázek 59: Průběh indukovaného napětí, rotor s vnořenými PM typu V.....</i>	<i>65</i>
<i>Obrázek 60: Rotor s vnořenými magnety typ RI</i>	<i>65</i>
<i>Obrázek 61: Průběhy magnetických toků, rotor s vnořenými PM typu RI.....</i>	<i>66</i>
<i>Obrázek 62: Průběh indukovaného napětí, rotor s vnořenými PM typu RI.....</i>	<i>66</i>
<i>Obrázek 63: Model s vnořenými magnety typu I, 12 drážek na 10 pólů.....</i>	<i>67</i>



<i>Obrázek 64: Průběh indukovaného napětí modelu 12 drážek na 10 pólů, vnořené PM typu I</i>	<i>67</i>
<i>Obrázek 65: Snížení paty statorového zubu</i>	<i>69</i>
<i>Obrázek 66: Změna magnetické indukce v patě zubu a) původní b) snížená výška paty zubu</i>	<i>70</i>
<i>Obrázek 67: Průběh indukovaného napětí model 9 drážek na 6 pólů, typ I</i>	<i>70</i>
<i>Obrázek 68: Sinusové natvarování rotoru</i>	<i>71</i>
<i>Obrázek 69: Průběh indukovaného napětí – sinusové natvarování rotoru</i>	<i>71</i>
<i>Obrázek 70: Detail vrypu: a) Komplexní pohled, b) Zakótování</i>	<i>72</i>
<i>Obrázek 71: Průběh indukovaného napětí - vryp na rotoru</i>	<i>72</i>
<i>Obrázek 72: Zvětšený poloměr paty zubu – detail</i>	<i>73</i>
<i>Obrázek 73: Průběh indukovaného napětí - zvětšení poloměru paty zubu</i>	<i>73</i>
<i>Obrázek 74: Zarovnání paty zubu – detail</i>	<i>74</i>
<i>Obrázek 75: Průběh indukovaného napětí – zarovnání paty zubu</i>	<i>74</i>
<i>Obrázek 76: Kombinace rotorového vrypu a zvětšení poloměru paty zubu – detail</i>	<i>75</i>
<i>Obrázek 77: Průběh indukovaného napětí - kombinace úprav</i>	<i>75</i>
<i>Obrázek 78: Průběh indukovaného napětí - uspořádání 12 drážek na 10 pólů</i>	<i>76</i>
<i>Obrázek 79: Určení střední hodnoty magnetické indukce ve vzduchové mezeře</i>	<i>78</i>
<i>Obrázek 80: Příklad zobrazení rozložení magnetické indukce v zubu a jhu stroje</i>	<i>80</i>
<i>Obrázek 81: Průběh momentu původního stroje</i>	<i>81</i>
<i>Obrázek 82: Průběh momentu stroje s kombinací úprav</i>	<i>81</i>
<i>Obrázek 83: Průběh momentu stroje se zarovnáním paty zubu</i>	<i>82</i>
<i>Obrázek 84: Průběh momentu stroje s uspořádáním 12 drážek na 10 pólů</i>	<i>82</i>
<i>Obrázek 85: Průběh momentu stroje s kombinací úprav v uspořádání 12 drážek na 10 pólů</i>	<i>83</i>
<i>Obrázek 86: Průběh momentu stroje se zarovnáním paty zubu v uspořádání 12 drážek na 10 pólů</i>	<i>83</i>
<i>Obrázek 87: Tvar fázových proudů v prostředí RMxpřt</i>	<i>85</i>
<i>Obrázek 88: Průběh zátěžného momentu stroje</i>	<i>87</i>
<i>Obrázek 89: Model v Maxwell 2D</i>	<i>88</i>
<i>Obrázek 90: Průběh otáček a momentu, uspořádání 9 drážek na 6 pólů</i>	<i>89</i>
<i>Obrázek 91: Detail zvlnění momentu a otáček, uspořádání 9 drážek na 6 pólů</i>	<i>89</i>
<i>Obrázek 92: Průběh fázových proudů, uspořádání 9 drážek na 6 pólů</i>	<i>89</i>
<i>Obrázek 93: Průběh momentu a otáček, uspořádání 9 drážek na 6 pólů – kombinace úprav</i>	<i>90</i>
<i>Obrázek 94: Průběh fázových proudů, uspořádání 9 drážek na 6 pólů – kombinace úprav</i>	<i>90</i>
<i>Obrázek 95: Průběh momentu a otáček, uspořádání 9 drážek na 6 pólů – zarovnání paty zubu</i>	<i>90</i>
<i>Obrázek 96: Průběh fázových proudů, uspořádání 9 drážek na 6 pólů – zarovnání paty zubu</i>	<i>91</i>

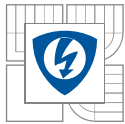


<i>Obrázek 97: Průběh momentu a otáček, uspořádání 12 drážek na 10 pólů</i>	<i>91</i>
<i>Obrázek 98: Průběh fázových proudů, uspořádání 12 drážek na 10 pólů.....</i>	<i>91</i>



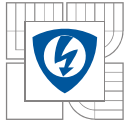
SEZNAM TABULEK

<i>Tabulka 1: Činitelé vinutí pro různé kombinace počtu pólů a drážek</i>	<i>31</i>
<i>Tabulka 2: Požadované parametry motoru.....</i>	<i>35</i>
<i>Tabulka 3: Vlastnosti magnetického materiálu N35UH při teplotě 120°C.....</i>	<i>36</i>
<i>Tabulka 4: Souhrnné vlastnosti výsledného stroje</i>	<i>51</i>
<i>Tabulka 5: Společné parametry pro modely</i>	<i>53</i>
<i>Tabulka 6: Společné parametry strojů</i>	<i>79</i>
<i>Tabulka 7: Vypočtené parametry strojů.....</i>	<i>79</i>
<i>Tabulka 8: Srovnání výsledků simulací v programu FEMM</i>	<i>84</i>
<i>Tabulka 9: Porovnání výsledků jednotlivých metod.....</i>	<i>85</i>
<i>Tabulka 10: Výsledky transientní analýzy, 1. uspořádání - 9 drážek na 6 pólů</i>	<i>93</i>
<i>Tabulka 11: Výsledky transientní analýzy, 2. uspořádání - 12 drážek na 10 pólů</i>	<i>93</i>
<i>Tabulka 12: Souhrnné vlastnosti stroje s uspořádáním 9 drážek na 6 pólů bez úprav - porovnání výsledků z jednotlivých výpočtů.....</i>	<i>96</i>

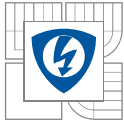


SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK

2p	počet pólů
B	magnetická indukce
$B_{zstř}$	magnetická indukce ve statorovém zubu – střední hodnota
BH_{max}	maximální energetický součin
BLDC	bezkartáčové stejnosměrné motory
B_r	remanentní indukce
B_δ	magnetická indukce ve vzduchové mezeře
$B_{\delta max}$	maximální magnetická indukce ve vzduchové mezeře
$B_{\delta stř}$	střední hodnota magnetická indukce ve vzduchové mezeře
$\cos\varphi$	účinník
DC	stejnosměrný
D_d	otevření drážky
D_i	vnitřní průměr statoru
D_o	vnější průměr statoru
D_z	šířka paty zubu
EC	elektronicky komutovaný
f_s	synchronní frekvence
H	intenzita magnetického pole
H_c	koercivní síla
H_{PM}	koercivní síla permanentního magnetu
H_δ	koercivní síla ve vzduchové mezeře
I	proud protékající vodičem
I_{ef}	efektivní hodnota proudu
I_f	fázový proud
k_{pcu}	činitel plnění drážky
k_{pcu_2}	činitel plnění drážky druhé vyjádření
k_r	činitel rozlohy
$k_{r1,5,7}$	činitel rozlohy pro jednotlivé harmonické
k_v	činitel vinutí
k_y	činitel zkrácení kroku
$k_{y1,5,7}$	činitel zkrácení kroku pro jednotlivé harmonické
k_γ	činitel natočení drážky
l_{Fe}	délka magnetického obvodu
l_{PM}	výška permanentních magnetů
l_s	délka svazku
m	počet fází stroje
M	moment
M_i	vnitřní moment
M_{mech}	mechanický moment
$M_{stř}$	střední hodnota momentu



$M_{\text{špička-špička}}$	velikost zvlnění momentu
N_{vdr}	počet vodičů drážky
N_{zf}	počet závitů fáze
n_s	synchronní otáčky
n_n	jmenovité otáčky
$O_{\text{v_st}}$	vnitřní obvod statoru
p	počet pólových dvojic
P	výkon
P_{mech}	mechanický výkon
P_n	jmenovitý výkon
PM	permanentní magnet
$PMSM$	synchronní stroje s permanentními magnety
q	počet drážek na pól a fázi
Q_s	počet statorových drážek
R_m	magnetický odpor
S	zdánlivý výkon
S_{dr}	plocha statorové drážky
S_{drCu}	průřez mědi ve statorové drážce
S_{dz}	plocha paty zubu
S_v	průřez vodiče
S_z	plocha řezu zubu
U	napájecí napětí
U_0	vnitřní indukované napětí
U_{of}	vnitřní indukované fázové napětí
U_{ef}	efektivní hodnota napětí
U_i	indukované napětí
U_{ic}	indukované napětí od jedné cívky
U_m	magnetické napětí
U_{mPM}	magnetické napětí na PM
$U_{\text{m}\delta}$	magnetické napětí na vzduchové mezeře
x	původní délka čela vinutí
X_s	synchronní reaktance
y	krok cívky
z	šířka zubu
α	natočení rotoru
ΔP	celkové ztráty
ΔP_j	ztráty ve vinutí
ΔP_{Fe}	ztráty v železe
ΔP_{PM}	ztráty vířivými proudy v PM
δ	délka vzduchové mezery
δM	odchylka od jmenovitého momentu
δ_{min}	minimální délka vzduchové mezery



η	účinnost motoru
μ_0	permeabilita vakua
μ_r	relativní permeabilita
ϑ	úhel natočení rotoru
σ_{ef}	efektivní hodnota proudové hustoty
τ_p	pólová rozteč
Φ	magnetický tok
Φ_δ	magnetický tok ze vzduchové mezery
Φ_z	magnetický tok zubem
Φ_{max}	maximální hodnota magnetického toku
Ψ	spřažený magnetický tok
Ψ_{max}	maximální hodnota spřaženého magnetického toku
ω	úhlová rychlost
ω_s	synchronní úhlová rychlost

ÚVOD

Dlouhou dobu byly v oblasti pohonů s regulovanými otáčkami stejnosměrné stroje majoritní skupinou. K jejich základním přednostem patřila dobrá otáčková regulace, snadné odbuzování i možnost přímého napájení z baterií nebo stejnosměrného zdroje. Stejnosměrný stroj má ale také značné nevýhody. Budící vinutí je umístěno na statoru, hlavní vinutí je na rotoru, což zhoršuje možnosti odvodu tepla, ale problém především spočívá v přenosu elektrické energie na rotační část. Tento přenos je realizován komutátorem. Na komutátoru vznikají ztráty, má značné požadavky na kvalitu provedení a je nutné na něm provádět pravidelnou údržbu - spolu s dosedajícími uhlíkovými kartáči tvoří kluzný kontakt, který má omezenou životnost, protože se uhlíky obroušují a je nutné je měnit. Obroušený materiál, který je ve formě jemného prachu se usazuje na stroji i v jeho okolí. Navíc je zde i možnost vzniku jiskření.

Rozvoj výkonové elektroniky přispěl k využití strojů s permanentními magnety na rotoru. Nejjednoduššími jsou takzvané elektronicky komutované motory, které při zachování regulačních vlastností odstranily nutnost použití mechanického komutátoru. Jejich princip je stejný jako u stejnosměrných strojů, ale obrácen naruby. Komutace je zajištěna měničem a řízena dle natočení rotorových magnetů. Hlavní vinutí těchto strojů je umístěno na statoru a buzení je zajištěno permanentními magnety. Díky tomu se vinutí lépe chladí a není třeba přivádět na rotor elektrickou energii.

Synchronní stroje s permanentními magnety přešly ve snaze o zdokonalení principu EC motorů, využívajících obdélníkového průběhu, na využití sinusového průběhu, čímž se zlepšily vlastnosti těchto strojů. Oba typy strojů mají v dnešní době značné využití napříč veškerými aplikacemi s elektromotory. Jejich nevýhodami jsou komplikované možnosti odbuzování, vyšší cena zapříčiněná především nutností použití měniče a cenou PM, dále také nutnost snímání rotorové polohy. To však může být i výhodné, například v automatizaci pro pohony s požadavkem na polohové řízení. Dalšími výhodami jsou vysoký poměr výkon/hmotnost, při konstantní napájecí frekvenci otáčky nezávislé na zatěžovacím momentu (v rámci limitů daného stroje) a poměrně jednoduchá konstrukce rotoru s vnitřním, nebo vnějším provedením.

Synchronní stroje s permanentními magnety jsou složitější na konstrukci, návrh i řízení než EC motory, tím pádem jsou i dražší. Potřebují především přesnější snímání polohy rotoru a složitější měnič. Jejich výhodami jsou především větší účinnost, větší poměr výkon/hmotnost a menší zvlnění momentu.

Vlastnosti těchto strojů jsou velice ovlivněny tvarem jejich jednotlivých částí. Úpravy řezu stroje oproti standardním tvarům zlepšují určité vlastnosti, ale jiné mohou zhoršovat. Proto je důležitá řádná specifikace využití stroje a znalost preferovaných vlastností. Neméně důležité je ověřit možnost realizace úprav z mechanického a tepelného hlediska, aby byl stroj navržen komplexně.

V oblasti ověřování parametrů stroje lze s výhodou využít výpočetní techniku, především simulace využívající metodu konečných prvků. Toto ověřování má své nevýhody z hlediska nutnosti kvalifikace pracovníků, finančních nákladů na software a hardwarové vybavení odpovídající velikosti a komplikovanosti řešených problémů. Výsledné náklady jsou však nižší, než výroba více neodpovídajících prototypů, navíc je zde i značná úspora času především u komplikovanějších zařízení. Modely lze navíc modifikovat, a tak v případě změn parametrů nebo při obdobném zadání je úspora času ještě značnější.

1 SYNCHRONNÍ STROJE S PERMANENTNÍMI MAGNETY

Jak již bylo řečeno v úvodu, stroje s magnetickým polem buzeným permanentními magnety na rotoru nepotřebují přenos elektrické energie na rotační část a není tedy zapotřebí žádný kluzný kontakt. Jejich hlavní vinutí (kotva) je navinuto ve statorových drážkách a teplo vzniklé ztrátami ve vinutí je lépe odváděno. Celé vinutí může být zalito epoxidem s dobrou tepelnou vodivostí, což je využíváno především u uzavřených strojů, které se chladí žebry na povrchu, případně přes přírubu. U strojů s vyšším výkonem je možné použít kapalínové chlazení. Chladicí kapalina protéká kanálky ve statorovém svazku nebo v plášti stroje a je ochlazována v tepelném výměníku.

Oproti asynchronním strojům mají PMSM větší účinnost, poměr výkon/hmotnost a v případě vektorového řízení odpovídá vektoru rotorového toku natočení rotoru, které je stejně snímáno kvůli napájení.

Díky odstranění kluzného kontaktu a větší vzduchové mezeře než mívají asynchronní motory lze tyto stroje konstruovat i jako vysokootáčkové.

Tyto stroje se používají v provedení s vnitřním i vnějším rotorem. Vnější rotor má výhodu v připevňování PM. Ty jsou umístěny na vnitřní straně rotoru a při chodu stroje jsou přitlačovány odstředivou silou, proto nemají takové nároky na připevnění. U větších průměrů stroje má vnější rotor nevýhodu v mechanických vlastnostech, vyžaduje přesnější a kvalitnější konstrukci. Provedení s vnějším rotorem se využívá velmi často u ventilátorů, které mívají měnič integrovaný přímo u motoru.

Tyto motory se nevyužívají pro přímé připojení k síti, nemusí tedy mít žádné vinutí na rotoru (synchronní motory, které bývají určeny k provozu přímo ze sítě, mohou mít kotvu nakrátko a rozbíhají se jako asynchronní). Ztráty v rotoru jsou tedy nízké, způsobené převážně vlivem vyšších prostorových harmonických a vířivými proudy v permanentních magnetech.

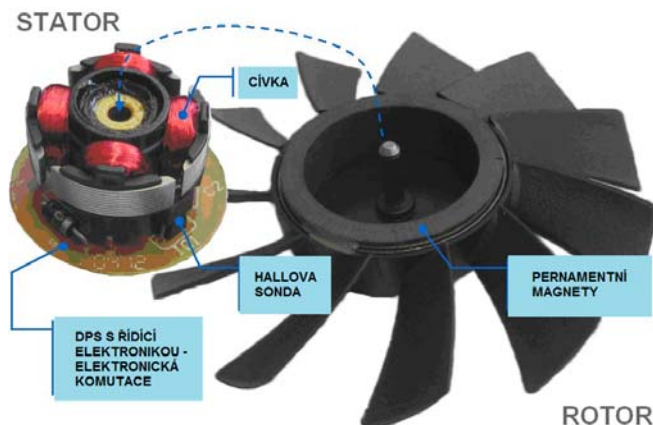
V automatizaci a robotice je možné napájet více motorů ze společného stejnosměrného meziobvodu. Při brzdění se energie vrací do meziobvodu a může být využita pro rozběh jiného stroje. [1]

Mezi další výhody PMSM patří příznivý průběh elektrických veličin při rozběhu a vysoký účinnost stroje, ten je dán především provozním stavem. Nevýhodou je vyšší cena (na rozdíl od pohonů s asynchronními motory), která je určena především použitými materiály a příslušenstvím, které asynchronní motor nepotřebuje.

PMSM jsou využívány i jako generátory, spíše však menších a středních výkonů, u větrných a vodních elektráren.

Synchronní stroje s permanentními magnety mají speciální skupinu nazvanou elektronicky komutované motory, ve světě uváděné pod názvy EC nebo BLDC motory. Tyto motory jsou konstrukčně podobné ostatním synchronním strojům s permanentními magnety, liší se v tvarování magnetů a především v napájení, které je prováděno obdélníkovým průběhem. U tohoto typu stroje se napájejí vždy pouze 2 fáze současně. Každá fáze je tedy po dobu $2/3$ periody napájena a po dobu $1/3$ odstavena, jednotlivé fáze jsou od sebe posunuty o 120° elektrických a současně napájené fáze mají stejnou velikost proudu, ale opačného směru. Toto provedení je jednodušší, v některých případech nevyžaduje ani polohový senzor. Mají jednodušší měnič (není vyžadována sinusová PWM ale pouze spínání stejných obdélníkových pulzů jedné nebo druhé

polarity) a všeobecně se používají pro méně náročné aplikace a mají nižší poměr výkon/hmotnost. Velmi oblíbené jsou tyto motory také v modelářské technice. [2]



Obrázek 1: Ventilátor s EC motorem a s integrovaným frekvenčním měničem [3]



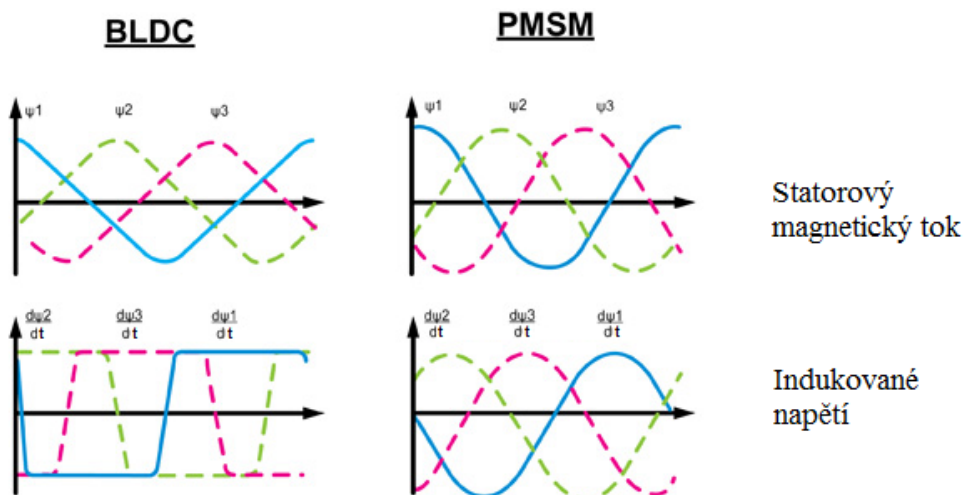
Obrázek 2: Servomotory - synchronní stroje s permanentními magnety [4]

1.1 Princip synchronního stroje s permanentními magnety

Principiálně vycházejí z klasického provedení synchronního stroje, hlavní vinutí uložené v drážkách statorového svazku. Místo standardního budícího vinutí navinutého na rotorovém svazku, napájeného stejnosměrným proudem přes kroužky a kartáče, je buzení stroje realizováno pomocí permanentních magnetů připevněných na rotorovém svazku.

Moment stroje vzniká interakcí mezi konstantním magnetickým polem vytvářeným permanentními magnety a točivým elektromagnetickým polem statorového vinutí.

Statorové vinutí je napájeno třífázovým proudem, nejčastěji výstupním proudem frekvenčního měniče využívajícího PWM modulaci, fáze jsou od sebe standardně posunuty o 120° elektrických. Nejčastěji se využívá zapojení do hvězdy.

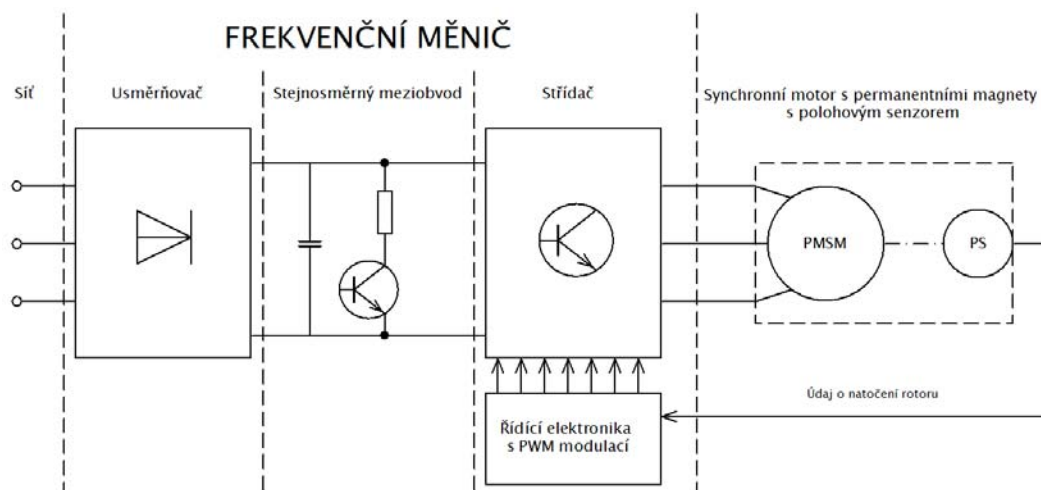


Obrázek 3: Průběhy magnetického toku a indukovaného napětí u EC a PMSM [5]

Průběhy napájecích proudů jsou řízeny měničem s ohledem na okamžité natočení rotoru, které je snímáno polohovými senzory. Řízení je nastaveno tak, aby při neutrální poloze magnetu (tj. poloha, při které směřuje osa dané cívky přímo mezi dva sousední magnety) byl proud v dané cívice ve svém maximu.

Měnič může být realizován více způsoby, v případě elektricky nebrzděných strojů lze využít neřízené diodové usměrňovače bez brzděného odporu ve stejnosměrném meziobvodu. Pokud však stroj využívá elektrické brzdění, je nutné použít jiné zařízení, které rekuperací vrací brzdnu energii do zdroje (ten to ovšem musí umožňovat), nebo spínaný brzdový odpor. Brzdový odpor je například výkonový rezistor v sérii se spínacím prvkem umístěný mezi kladným a záporným pólem stejnosměrného meziobvodu. Při brzdění se sepne spínací prvek a elektrická energie získaná při brzdění je na výkonovém rezistoru přeměněna na teplo. Toto řešení však snižuje účinnost celého pohonu, proto se u aplikací větších výkonů nebo s požadavkem na vyšší účinnost využívá rekuperace, případně u soustav s více stroji se využívá společného stejnosměrného meziobvodu.

Měnič však nemusí vůbec obsahovat usměrňovač, celé zařízení může být napájeno z dostatečně tvrdého stejnosměrného zdroje připojeného přímo na místo stejnosměrného meziobvodu. Využívá se toho například při napájení z baterií v elektromobilech.



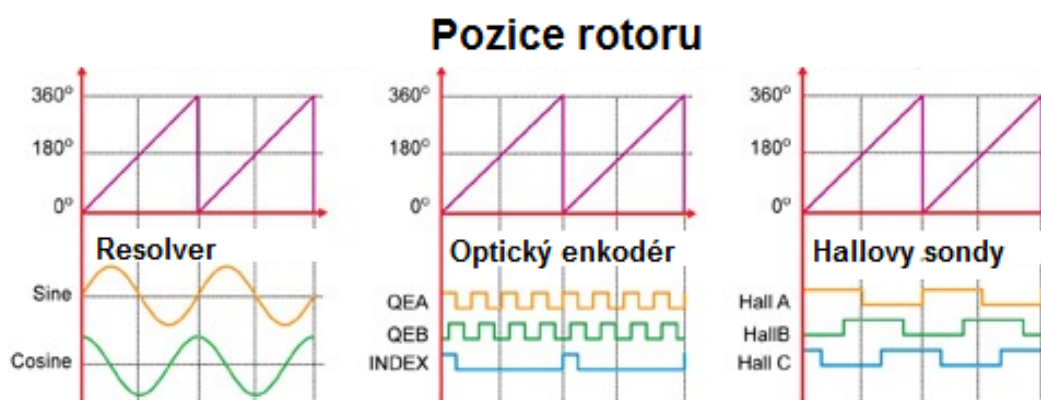
Obrázek 3: Příklad blokového schéma PMSM

1.2 Polohové senzory

Zpracovávají údaj o mechanické poloze (natočení) rotoru a přenášejí ho do řídicího obvodu frekvenčního měniče. U pohonů s regulací polohy tento mechanismus udává i údaj o počtu otáček provedených od posunu z výchozí polohy. Výstupní signál o poloze je veden samostatným kabelem tak, aby se zabránilo rušení od silového přívodu.

Pro řízení motorů s permanentními magnety se používají 3 základní typy polohových senzorů:

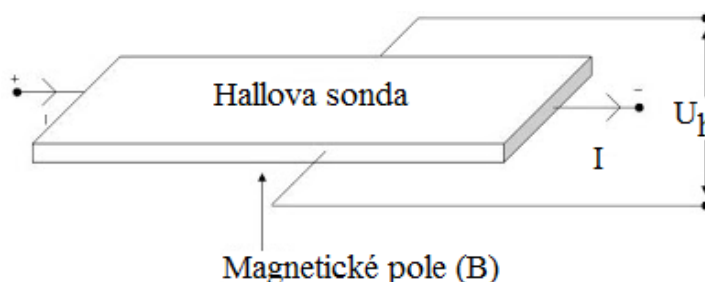
- Hallova sonda
- Enkodéry
- Resolvery



Obrázek 4: Výstupy jednotlivých polohových senzorů [5]

1.2.1 Hallova sonda

Polovodičová součástka sloužící k indikaci přítomnosti a polarity magnetického pole. V magnetickém poli při napájení stejnosměrným proudem generuje na výstupu napětí úměrné velikosti magnetické indukce a protékajícímu proudu. Polarita napětí závisí na směru magnetické indukce. U strojů s třífázovým statorovým vinutím je zapotřebí alespoň tří hallových sond, např. pro 2 pólový stroj se umísťují po 120° . Samotná sonda obsahuje polovodičový komponent a operační zesilovač s úpravou výstupního signálu. Používá se především pro BLDC motory, u servomotorů a jiných zařízení s požadavkem na přesnou informaci o natočení rotoru nejsou hallovy sondy vhodné.

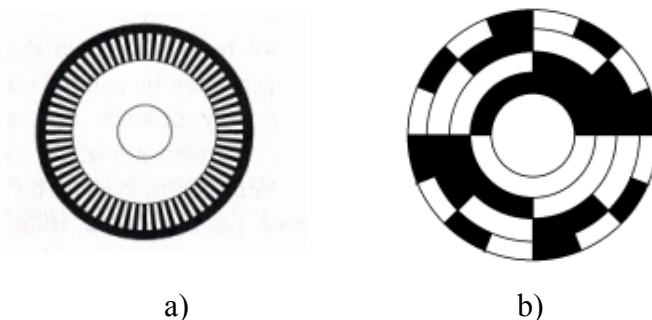


Obrázek 5: Princip hallovy sondy [6]

1.2.2 Enkodéry

Jsou to optické senzory polohy, paprsek prochází okénky v mřížce na kotoučku, který se otáčí s rotorem, a pulzy jsou zaznamenávány fotočlánkem. Kotouček je z průhledného materiálu a daná místa jsou začerněna. Existují dva základní typy:

- **Inkrementální** (přírůstkový) – natočení rotoru (případně i otáčky) je vypočítáváno z počtu pulzů, přičemž každý pulz udává natočení o definovaný úhel. Při výpadku napájení není schopen určit, v jaké poloze se aktuálně nachází. Je omezen maximálními otáčkami. Při jejich překročení se nestíhají zaznamenávat pulzy a výsledný signál je znehodnocený. Maximální otáčky klesají s rostoucím počtem pulzů na otáčku.
- **Absolutní** – využívá více mřížek na jednom kotoučku a pro každou mřížku má jiný fotočlánek. Dle kombinace signálů z fotočlánku je určeno přesné natočení rotoru i po výpadku napájení.



Obrázek 6: Enkodéry: a) Inkrementální, b) Absolutní [7][8]

1.2.3 Resolvery

Elektromechanické měniče, jejichž výstupy jsou trigonometrické funkce vstupů. Jsou napájeny přes rotační transformátor, jehož primární vinutí je na statoru a sekundární na rotoru. Mechanicky natočená cívka je na rotoru umístěna přímo pod dalšími cívkami na statoru a dle detekovaného signálu na těchto cívkách je určována poloha rotoru.



Obrázek 7: Resolver [9]

2 KONSTRUKCE SYNCHRONNÍCH STROJŮ S PERMANENTNÍMI MAGNETY

Některé části těchto strojů jsou shodné například s asynchronními nebo synchronními motory, ale mohou mít svá specifika a úpravy, které jinde nenajdeme. Úpravy se často velmi liší podle typu použití stroje a požadavků na účinnost, případně na výkon. Rozdíly jsou především ve tvaru rotoru, typu vinutí a používaných materiálech.

2.1 Stator

Statorové svazky používané pro synchronní motory s permanentními magnety mohou být identické se svazky synchronních nebo asynchronních motorů. Je však možné pro zvýšení efektivity, měrného výkonu a pro úsporu materiálu použít specificky navržený průřez. Nejčastěji se do drážek vine třífázové vinutí, navržené dle parametrů daného stroje. Při výběru materiálu plechů a určování minimálního možného průřezu magnetického obvodu je nutno zohledňovat frekvenci a velikost magnetické indukce ve statorovém svazku, protože tyto dvě veličiny mají hlavní vliv na ztráty v železe. Také se musí vhodně zvolit poměr šířky zubu a otevření drážky, protože s použitím permanentních magnetů se při nevhodném uspořádání silně projevuje parazitní reluktanční moment. Kvůli tomu se pro speciální aplikace používají nestandardní typy statorů jako je bezdrážkový nebo bezzubový.

2.1.1 Statorové plechy

Výběr typu a materiálu plechů statorového svazku je kompromisem mezi cenou materiálu (do ceny materiálu musíme brát v úvahu i opotřebení raznic) a jeho kvalitou (tj. nízkými měrnými ztrátami daného typu plechu). Čím je plech tenčí a s menšími měrnými ztrátami, tím je vyšší jeho výrobní cena. Nižších ztrát v plechu se docílí zvýšením příměsi křemíku, tím se však stává plech tvrdší a raznice se více opotřebovávají. Kvalita se tedy odvozuje od magnetizačních charakteristik plechu a závislosti ztrát v železe na velikosti a frekvenci magnetické indukce. Statorové plechy se dají i řezat např. laserem, což je výhodné především pro kusovou nebo prototypovou výrobu.

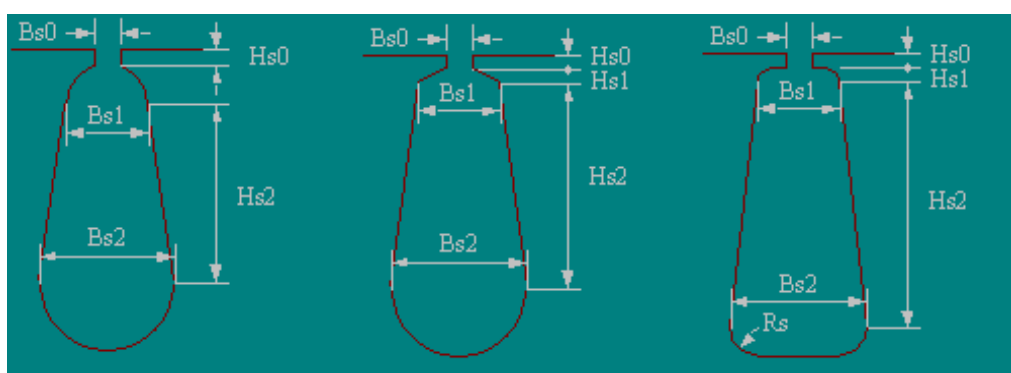
Ztráty v železe se skládají z hysterezních (lineárně rostou v závislosti na frekvenci) a vířivých (rostou s kvadrátem frekvence), obě složky také rostou s kvadrátem velikosti magnetické indukce ve statorovém svazku. Ztráty vířivými proudy se snižují vhodnou izolací mezi jednotlivými statorovými plechy a použitím plechů s vyšším podílem křemíku, tj. plechů s větším elektrickým odporem. Hysterezní ztráty jsou důsledky magnetické hystereze při cyklickém magnetování. Zjednodušeně lze říct, že jsou úměrné ploše hysterezní smyčky daného materiálu, rostou tedy se zvětšující se hysterezní smyčkou (odpovídá kvalitě plechů) a počtu oběhů kolem smyčky (frekvence magnetování).

S vyššími jmenovitými otáčkami roste i frekvence magnetické indukce a s ní i ztráty v železe. Navíc pokud má stroj větší počet pólů, potřebuje pro dosažení požadovaných otáček opět vyšší frekvenci, tím pádem vzrostou ztráty v železe. Z těchto údajů je jasné, že pokud chceme vysoké otáčky, měli bychom použít méně pólový stroj (což ale znamená nárůst délky čel vinutí stroje, zvýšení ztrát ve vinutí a parazitního reluktančního momentu), případně se zamyslet nad celým systémem pohonu, zda není výhodnější použít motor s nižšími otáčkami spojený s převodovkou. U vysokootáčkových strojů je tedy nutné věnovat velkou pozornost optimalizaci

návrhu hlavních elektrických parametrů, aby se poté mohl vhodně zvolit odpovídající řez a materiál statorových plechů.

Častěji se využívají standardně dostupné řezy plechů, protože při výrobě nového řezu je třeba vyrobít i nové raznice pro jejich výrobu (nebo použít technologii řezání laserem, ale i ta má pro použití na tyto účely své nevýhody), což je finančně nákladné. Při navrhování větší série výrobků, případně kusové výroby strojů se speciálními požadavky, se však tyto náklady mohou vyrovnat díky úsporám vyplývajícím z výhod nového řezu.

V individuálním návrhu musíme navrhnout minimální rozměr jednotlivých částí řezu s ohledem na velikost magnetické indukce ve vzduchové mezeře přenášené do zubu statorového svazku. Kritická místa přesycování bývají právě statorové zuby a jho nad statorovou drážkou. [10]



Obrázek 8: Typické tvary statorových drážek [11]

Tvar řezu plechů se také odvíjí od typu statorového vinutí, pro každý typ bývá výhodnější jiný řez.



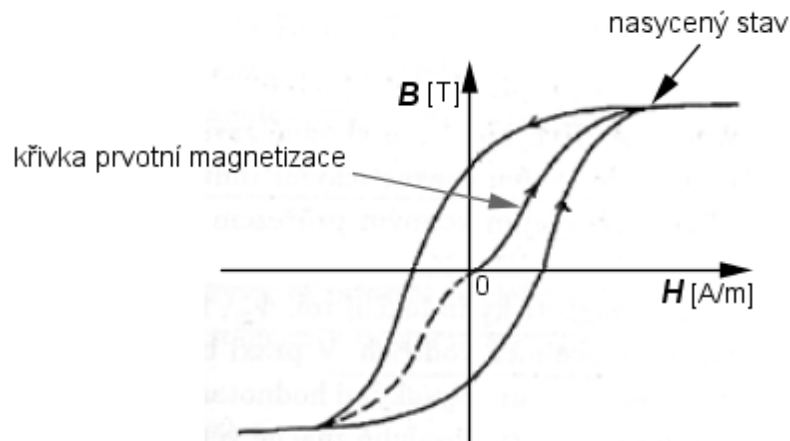
Obrázek 9: Příklad statorového svazku [12]

2.1.2 Magnetizační charakteristika

Je závislost magnetické indukce B (uvnitř feromagnetického materiálu) na intenzitě magnetického pole H , ve kterém se nachází. Její sklon udává relativní permeabilitu μ_r . Můžeme ji rozdělit na tři základní části: při nízkých hodnotách H , magnetická indukce vzrůstá pomalu, tato část nemá přílišné využití. Druhá část charakteristiky je téměř lineární, při výpočtech se velmi často linearizuje. Tato část je využívána v elektrotechnice. Relativní permeabilita je v této oblasti konstantní. Při překročení dané hodnoty magnetické indukce nastává tzv. nasycení

materiálu a magnetická indukce opět vzrůstá pomaleji – relativní permeabilita se přibližuje permeabilitě vakua. Po nasycení tedy magnetizační charakteristika materiálu odpovídá vakuu.

Magnetizační charakteristika bývá označována jako křivka prvotní magnetizace, protože po prvotním zmagnetování přechází na hysterezní smyčku, která bere v úvahu remanentní magnetizaci.



Obrázek 10: Hysterezní smyčka a křivka prvotní magnetizace [13]

Pro některé aplikace se používá charakteristika udávající závislost relativní permeability na intenzitě magnetického pole.

2.1.3 Parazitní reluktanční moment

V praxi se můžeme setkat i s anglickým výrazem cogging torque nebo pouze cogging. Tento parazitní moment je způsoben vzájemným působením magnetického pole permanentních magnetů a zubů statorového paketu. Přesněji je způsoben změnou magnetického odporu – reluktance. V důsledku toho, že při otáčení vždy nejprve brání pohybu a poté naopak napomáhá k dosažení další neutrální polohy, je jeho střední hodnota při chodu motoru rovna nule, proto není brán jako ztrátový moment, ale jako parazitní jev přinášející dodatečné ztráty v železe statorového svazku. Když se rotorový magnet začne natáčet z pod plochy zubu, mění se magnetický odpor obvodu a magnetické pole se této změně brání. Tato snaha o udržení polohy pod plochou zubu (tj. v poloze s nejnižším magnetickým odporem) se projeví kolísáním magnetického pole ve vzduchové mezeře, a tím se zvýší ztráty vířivými proudy a hysterezí.

Vlivem špatného návrhu mohou tyto ztráty dosáhnout až 25 % celkových ztrát v železe stroje. Pokud se návrh upraví, pohybují se běžně kolem 7 %, v případě velmi přesného návrhu a snaze o potlačení nepřesahují 1 %.

Mezi možnostmi k potlačení vlivu reluktančního momentu patří například: zkosení statorové drážky nebo magnetů na rotoru, snížení magnetické indukce ve vzduchové mezeře (použitím slabších magnetů, nebo vhodněji zvětšením vzduchové mezery), maximalizace šířky zubu nebo jeho drážkování a další mechanické úpravy povrchů. [2]

2.1.4 Statorové vinutí

Stejně jako u ostatních elektrických strojů je u PMSM statorové vinutí jednou z hlavních částí stroje. Nejčastěji se setkáme s třífázovým provedením, ale vícefázové stroje nejsou výjimkou. Jeho hlavní funkcí je vytvářet točivé elektromagnetické pole potřebné k práci stroje. V případě těchto strojů se toto pole skládá s magnetickým polem PM rotoru a společně vytvářejí vnitřní moment stroje. Základním prvkem vinutí je závit (spojení dvou vodičů uložených v drážkách, které jsou od sebe vzdáleny o pólovou rozteč při plném kroku cívk). Cívky se navíjejí izolovaným vodičem (nejčastěji lakovaným) do drážek statoru. Ve vinutí vznikají ztráty úměrné odporu vinutí a kvadrátu proudu. Přípustná provozní teplota vinutí se odvíjí dle třídy použitých izolantů, ale musí se respektovat i návrhová teplota permanentních magnetů, protože jejich magnetizační charakteristiky bývají silně teplotně závislé. [1]

Vodiče pro statorové vinutí jsou většinou z elektrotechnické mědi (čistota 99,99 %) o vodivosti 58 MSm^{-1} . Pro výpočty je důležité znát tzv. činitel plnění mědi k_{pCu} - ten udává poměr mezi součtem průřezů jednotlivých vodičů v drážce a plochou drážky. Tento činitel stanovuje technolog na základě tvaru drážky, uspořádání vinutí a dostupných výrobních strojů. Bývá v rozmezí 0,3 - 0,6. V literatuře i praxi se můžeme setkat s dvojitým výkladem činitele plnění mědi, proto je nutné určit, který výklad využíváme. První výklad je určen jako čistý průřez měděných vodičů děleno plocha drážky. V případě vodičů s kruhovým průřezem je to tedy:

$$k_{pCu} = \frac{N_{vdr} \cdot \frac{D_v^2 \cdot \pi}{4}}{S_{dr}} \quad [-; mm^2, -, mm] \quad (2.1)$$

kde:

S_{dr} je plocha statorové drážky

N_{vdr} je počet vodičů v drážce

D_v průměr jednoho vodiče v drážce

V tomto případě nabývá činitel plnění hodnot v rozmezí uvedeném výše. V praxi se používá i jiné vyjádření. Vychází z toho, že každý vodič zabírá v drážce místo o velikosti kvadrátu jeho průměru:

$$k_{pCu_2} = \frac{N_{vdr} \cdot D_v^2}{S_{dr}} \quad [-; mm^2, -, mm] \quad (2.2)$$

Ze vztahů lze snadno odvodit, že:

$$k_{pCu_2} = k_{pCu} \cdot \frac{4}{\pi} \doteq 1,27 \cdot k_{pCu} \quad (2.3)$$

Rozmezí druhého vyjádření je tedy 0,38 až 0,762 což je vyšší hodnota, ale ve skutečnosti je však ve statorové drážce pořád stejný průřez mědi.

Pro výpočty je proto ideálnější počítat se spodní hranicí udávaného rozsahu.

Vinutí klasifikujeme:

Dle počtu drážek na pól a fázi:

- vinutí s celým počtem drážek
- vinutí zlomkové (počet drážek na pól a fázi není celé číslo)

Dle počtu vrstev v drážkách:

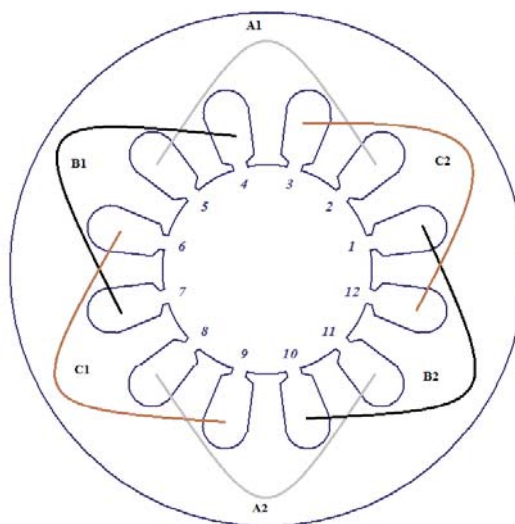
- jednovrstvá
- dvouvrstvá

Dle provedení:

- rozložené (angl. distributed)
- soustředěné (angl. concentrated)

2.1.4.1 Rozložené vinutí

Běžnější způsob navíjení třífázových vinutí. Značnou nevýhodou je fakt, že se čela vinutí vzájemně překrývají, takže skutečný závit je delší než jeho užitečná část ve statorovém svazku. To navyšuje ztráty ve vinutí a spotřebu materiálu, tedy i cenu stroje.



Obrázek 11: Rozložené vinutí 4 pólového motoru

Navíjení je poměrně jednoduché a levné, použitelné na širokou škálu průřezů vodiče. Cívky se do drážek natahují protahovačkou, při tomto procesu se vzájemně obtočí a zakroutí, čímž se snižuje činitel plnění mědi. Vzhledem ke snaze o potlačení reluktančního momentu bývá usilováno o co nejmenší otevření drážky, to však zhoršuje možnosti navíjení.

V jednotlivých drážkách je přídatná izolace kolem vnitřní stěny. V otevření drážky je také izolace, případně se vinutí v drážce zajišťuje klínem.



Obrázek 12: Čela rozloženého vinutí [14]

2.1.4.2 Soustředěná vinutí

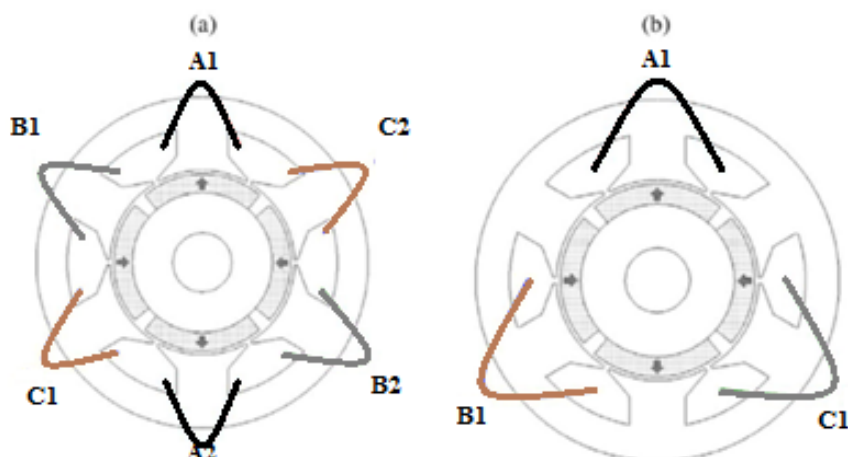
Jsou u synchronních strojů s permanentními magnety v poslední době oblíbená alternativa klasického rozloženého vinutí. Jejich výhoda spočívá v tom, že se čela vinutí nepřekrývají, závit daleko přesněji kopíruje zub statorového plechu, což je velmi výhodné obzvláště u vyššího počtu pólů. Činitelem vinutí se udává vliv rozložení vinutí a zkrácení kroku. Navíjení se provádí prošívačkou do celistvého statorového svazku, nebo se navíjí každý zub zvlášť. Celý stator se poté skládá ze segmentů, které jsou po navinutí spojeny (nevýhodou jsou parazitní vzduchové mezery mezi segmenty vzniklé nemožností dokonale je spojit). Motory s tímto vinutím jsou účinnější a mají menší délku pro stejný výkon, než motory s rozloženým vinutím.



Obrázek 13: Ukázka statoru se soustředěným vinutím [15]

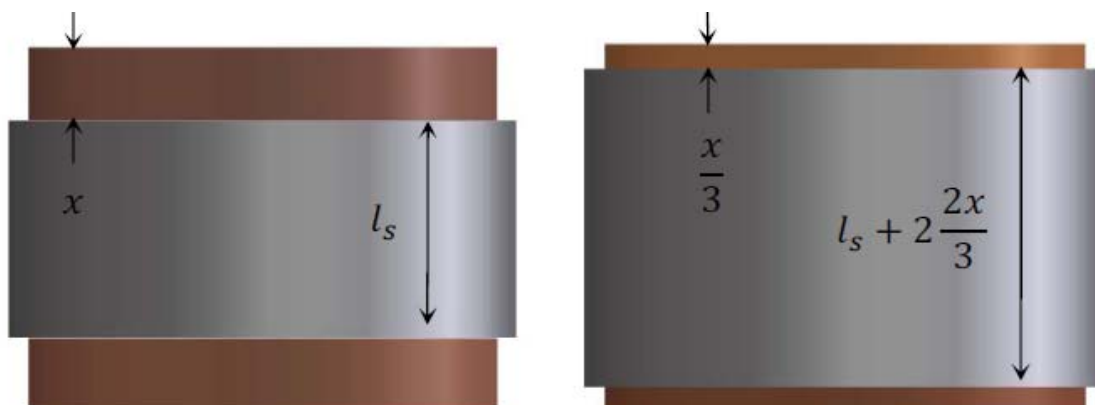
Tento typ vinutí se provádí jako:

- jednovrstvé - cívky jsou na každém druhém zubu
- dvouvrstvé - cívky jsou na všech zubech



Obrázek 14: Soustředěné vinutí, a) Dvouvrstvé, b) Jednovrstvé [16]

Výhody tohoto vinutí se projeví především u více pólových strojů s větším průměrem statoru a kratší délkou svazku. Pro soustředěné vinutí se používají kombinace různého počtu pólů a drážek (Q_s/p). Jednou z nejčastějších kombinací je 12 drážek na 10 pólů, případně 9 drážek na 6 pólů. [2]



Obrázek 15: Znárodnění možnosti prodloužení aktivní délky statorového svazku při zachování celkové délky stroje použitím soustředěného vinutí [17]

2.1.4.3 Činitel vinutí

Činitel vinutí k_v udává zmenšení indukovaného napětí vlivem geometrického rozložení vinutí stroje. Nabývá hodnot od 0 do 1 a skládá se z 3 částí:

Činitel zkrácení kroku k_y - udává snížení indukovaného napětí ve fázi vinutí uloženého v drážkách oproti napětí, které by se indukovalo do stejného počtu závitů vinutí s plným krokem.

$$k_y = \sin\left(\frac{y}{\tau_p} \cdot \frac{\pi}{2}\right) \quad (2.4)$$

kde:

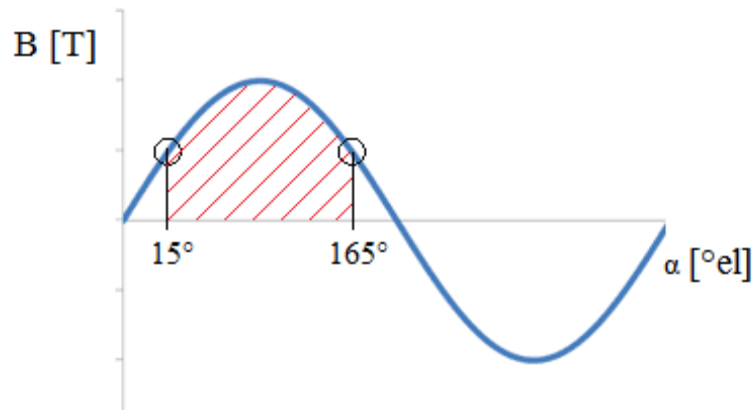
y je krok cívky

τ_p je pólová rozteč

Pro ilustraci i reálné výpočty se dá uvažovat, že k_y je rovno podílu spřaženého toku jedné cívky a spřaženému toku téže cívky při plném kroku. Znamená to, že se nevyužije celá oblast v průběhu magnetické indukce ale jen její část.

$$k_y = \frac{\Psi_{cívky}}{\Psi_{cívky \text{ při celém kroku}}} = \frac{\int_{15}^{165} \sin(\alpha)}{\int_0^{180} \sin(\alpha)} \quad (2.5)$$

Meze integrálu v čitateli jsou dány právě zkrácením kroku, v tomto případě viz obrázek 16:



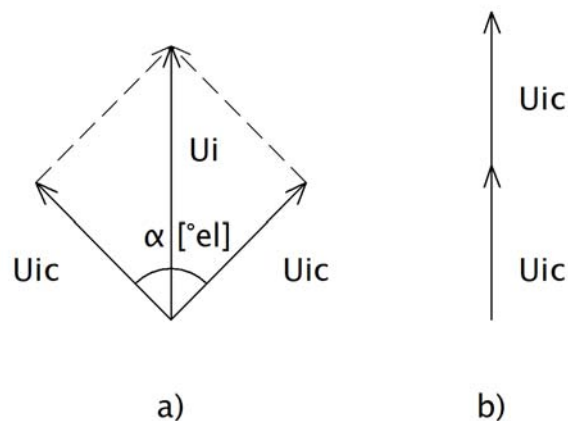
Obrázek 16: Příklad zkrácení kroku na průběhu magnetické indukce

Činitel rozlohy k_r - udává vliv prostorového posunu závitů cívky podél obvodu stroje, jednotlivá napětí se sčítají geometricky a jejich velikost se porovnává s aritmetickým součtem napětí.

$$k_r = \frac{\sin(q) \cdot \frac{\alpha}{2}}{q \cdot \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right)} = \frac{\text{geometrický součet } U_i}{\text{aritmetický součet } U_i} \quad (2.6)$$

kde:

q je počet drážek na pól a fázi



Obrázek 17: a) Geometrický součet U_i , b) Aritmetický součet U_i

Činitel k_y - udává vliv natočení drážky

Celkový činitel vinutí se vypočítá jako součin všech tří dílčích činitelů.

$$k_v = k_y \cdot k_r \cdot k_\gamma \quad (2.7)$$

Tabulka 1: Činitelé vinutí pro různé kombinace počtu pólů a drážek [18]

Qs\p	4	6	8	10	12	14	16	18	20	22	24	26	28	30	32	34	36	38	40	42
6	0.866		0.866	0.500		0.500	0.866		0.866	0.500		0.500	0.866		0.866	0.500		0.500	0.866	
9	0.617	0.866			0.866	0.617	0.328		0.328	0.617	0.866			0.866	0.617	0.328		0.328	0.617	0.866
12	1		0.866				0.866						0.866					0.866
15			0.621	0.866					0.866	0.621									0.621	0.866
18		1	...	0.647	0.866						0.866	0.647
21				0.866	0.890		0.953	0.953		0.890	0.866							...
24			1	...		0.760	0.866			0.950		0.950		0.866	0.760					...
27				0.866	0.877	0.915		0.954	0.954		0.915	0.877	0.866			...
30				1			0.866	0.874		0.936			0.936				0.874	0.866
33						0.866		0.903	0.928		0.954	0.954		0.928	0.903	
36					1	0.866	0.867				0.953		0.953		
39							0.866	0.863		0.918	0.936		0.936	0.918	
42						1	0.866		0.890	0.913		0.913	0.890	0.953

0.866	$k_{w1} = 0.866, q = 1/2, 1/4$		$k_{w1} = 0.945, q = 3/8, 3/10$	0.955	$Q_s = 21 + 6k, p = Q_s \pm 1, k = 0, 1, 2 \dots$
	$k_{w1} = 0.902, q = 3/7, 3/11$		$k_{w1} = 0.951, q = 5/14, 5/16$	0.954	$Q_s = 24 + 6k, p = Q_s \pm 2, k = 0, 1, 2 \dots$
	$k_{w1} = 0.933, q = 2/5, 2/7$		Není možné	...	$k_{w1} < 0.866$

2.2 Rotor

Rotor je stejně jako stator složen ze svazku elektrotechnických plechů. Výška jha by měla být ověřena výpočtem sycení, ale v praxi bývá rotorové jho málo nasyceno, protože je konstruováno tak, aby jeho vnitřní průměr odpovídal vnějšímu průměru hřídele. Rotorové magnety se umísťují na svazek podle typu jejich uložení.

Rotorové magnety jsou magnetovány v základních směrech:

- Radiální: směr magnetování je do středu rotoru
- Paralelní: směr magnetování je svislý

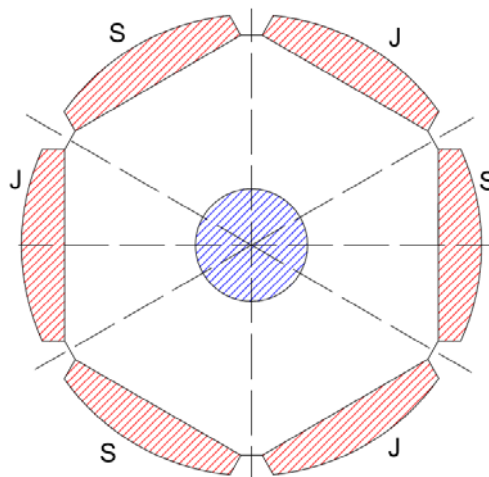
Pro jednotlivé typy uložení magnetů je většinou používán jeden typ magnetování. Rotory dělíme podle uložení magnetů:

- S magnety na povrchu
 - Obdélníkové magnety
 - Bočníkové magnety
- Se zapuštěnými magnety
- S vnořenými magnety

2.2.1 Rotor s magnety na povrchu

Magnety jsou připevněny na povrchu rotoru. Toto uspořádání umožňuje vysokou magnetickou indukci ve vzduchové mezeře, odpovídající vlastnostem daného materiálu permanentních magnetů. Nevýhodou jsou velké požadavky na mechanickou pevnost připevnění.

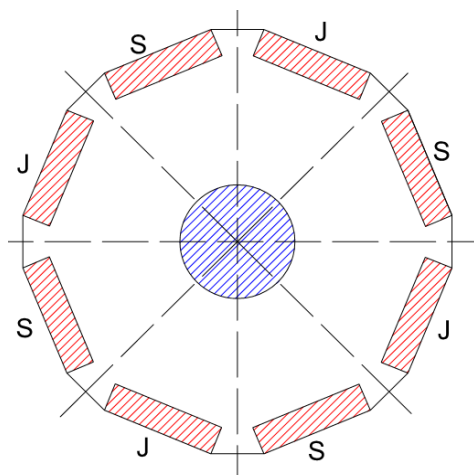
Tato aplikace není vhodná pro vysokootáčkové motory, u větších konstrukcí se v praxi využívá do otáček $3\,000\text{ min}^{-1}$, pro malé motorky i přes $10\,000\text{ min}^{-1}$. Využívá se radiální magnetování. V těchto konstrukcích se navíc používá vysoce vodivý povrch rotoru, který působí proti demagnetizaci. Rotorový svazek může být i kruhového průřezu s vybroušenými magnety na tento tvar podkladu.



Obrázek 18: Rotor s bočníkovými magnety na povrchu

2.2.2 Rotor se zapuštěnými magnety

Využívá se radiálního magnetování a magnety jsou uloženy v drážkách rotoru. Povrch celého rotoru je hladký, má tedy menší ventilační ztráty. Toto provedení má lepší mechanické vlastnosti než provedení s magnety na povrchu a síla působící na magnety se lépe přenáší na rotor. Nevýhodou je větší rozptyl magnetického toku do železa rotoru. Pro synchronní motory s permanentními magnety (jako jsou např. servomotory) je to časté provedení.

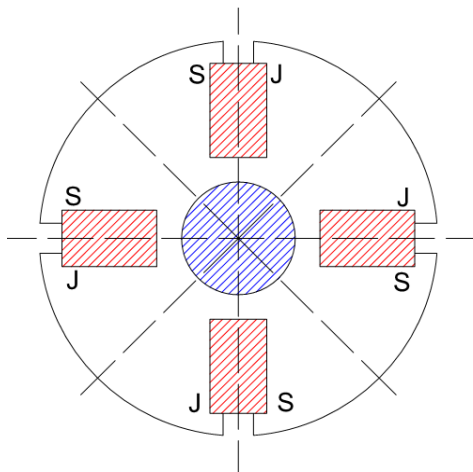


Obrázek 19: Rotor se zapuštěnými magnety

2.2.3 Rotor s vnořenými magnety

Magnety jsou uloženy v hlubokých drážkách v různých tvarech. Při návrhu se musí pečlivě určit velikost jha mezi vnitřními konci magnetu, protože v případě feromagnetické hřídele by mohl vznikat příliš velký rozptyl magnetického toku.

Tato konstrukce je vysoce mechanicky odolná a je možné ji využít pro vysokootáčková zařízení. Výrobní proces je však složitější než u rotorů s magnety přístupnými z povrchu. Navíc pro vysoké výkony potřebují velký objem materiálu permanentních magnetů, což je činí dražšími. Toto provedení je vhodné pro stroje s předpokládanou potřebou odbuzování. [1][2]



Obrázek 20: Rotor s vnořenými magnety tvaru I

2.3 Materiály permanentních magnetů

Permanentní magnety jsou základem každého PMSM a ve značné míře ovlivňují jeho vlastnosti. Důležité jsou také jejich magnetizační charakteristiky a závislosti na okolních vlivech, případně jejich mechanické vlastnosti jako je obrobitelnost, tvárnost, odolnost vůči vnějším vlivům a jiné další. Demagnetizační křivky jsou závislé na teplotě, remanentní indukce a koercivní síla se snižují s rostoucí teplotou magnetů. Při výběru materiálu PM je nutné zohlednit požadavky kladené na stroj a jeho využití, protože kvalitnější materiály PM jsou cenově nákladné.

Rozdělení materiálů permanentních magnetů:

- Alnico - sloučeniny hliníku, niklu, kobaltu a železa
- Feritové magnety- bariem a stroncium
- Magnety vzácných zemin - samarium-kobalt SmCo_5 , neodým-železo-bor NdFeB

2.3.1 Alnico

Přibližně v polovině dvacátého století to byl nejvíce používaný materiál na trhu v celé výkonové škále. Jeho hlavními výhodami jsou velká remanentní indukce, malá teplotní závislost (přibližně $-0,02 \text{ \%}^\circ\text{C}^{-1}$) a maximální provozní teplota až $520 \text{ }^\circ\text{C}$. Díky těmto třem vlastnostem je možné dosáhnout velké magnetické indukce ve vzduchové mezeře stroje při vysokých teplotách. Na druhou stranu velkými nevýhodami jsou nelineární demagnetizační charakteristika a velmi malá koercivní síla.

2.3.2 Feritové magnety

Jejich vzestup začal kolem 50.ých let minulého století. Mají větší koercivní sílu než alnico, ale menší remanentní indukci. Jsou daleko více teplotně závislé (10 krát až 15 krát více než alnico) a mají menší maximální provozní teplotu (přibližně 400 °C). K jejich výhodám patří zejména levná pořizovací cena a malá elektrická vodivost (což znamená velmi malé ztráty vířivými proudy v magnetu). U motorů menších výkonů jsou tedy většinou ekonomičtější než alnico. Jako další nevýhodu můžeme uvést, že jejich výroba a recyklace má negativní dopad na životní prostředí.

Existují dva typy feritových magnetů: bariem a stroncium ferity. Bariem ferity jsou využívány v malých stejnosměrných motorcích pro automobilový průmysl (větráčky, stěrače, pumpy, atd.) a v hračkách. Stroncium má podobné využití a větší koercivní sílu než bariem.

2.3.3 Magnety ze vzácných zemin

Vznikly díky výzkumům v oblasti zvyšování dostupného maximálního energetického součinu BH_{max} . Příměsi těchto magnetů nejsou samy o sobě vzácné, ale v přírodě se vyskytují ve směsi s dalšími prvky, takže pro jejich separaci je nutné drahé zpracování.

2.3.3.1 Samarium- Kobalt $SmCo_5$

Jako první přišel Samarium Kobalt, dnes uznávaný jako tvrdý magnetický materiál, má velkou remanentní indukci, vysokou koercivní sílu, lineární demagnetizační charakteristiky a nízkou teplotní závislost (u B_r 0,03~0,045 %°C⁻¹ a u H_c 0,14~0,04 %°C⁻¹). Maximální provozní teplota je mezi 300 °C a 350 °C. Jeho použití je výhodné pro motory s malým objemem a velkým poměrem výkon/hmotnost. Jedinou značnou nevýhodou tohoto materiálu je jeho cena, protože oba prvky mají jen omezená světová naleziště.

2.3.3.2 Neodym- Železo -Bor $NdFeB$

S dalším výzkumem přišly $NdFeB$ magnety, jejichž cena byla z počátku oproti $SmCo_5$ velmi malá, a proto je začaly velmi rychle nahrazovat. V dnešní době je jejich cena daleko vyšší, proto se výrobci a konstruktéři vracejí k ostatním materiálům PM. Při teplotě kolem 20 °C mají lepší vlastnosti než $SmCo_5$, jenže demagnetizační křivky jsou silně závislé na teplotě. Maximální provozní teplota je také nižší, pouze kolem 250 °C. K dalším nevýhodám patří malá chemická odolnost těchto materiálů vůči korozi. Jako ochrana proti korozi se využívá nátěr z epoxidů nebo tenká vrstva kovu. S pokračujícím výzkumem se zlepšují magnetické vlastnosti vyráběných $NdFeB$ magnetů. [2]

3 VÝPOČET A NÁVRH SYNCHRONNÍHO STROJE S PERMANENTNÍMI MAGNETY

Prvním krokem je analytický výpočet základních parametrů stroje, od něhož se bude odvíjet grafický návrh řezu statoru a dalších částí. Nejprve přehled požadovaných parametrů:

Tabulka 2: Požadované parametry motoru

Synchronní otáčky motoru	n_s	4 500	[min ⁻¹]
Jmenovitý mechanický výkon	P_n	1 600	[W]
Efektivní hodnota fázového napětí	$U_{f,ef}$	24	[V]
Vnější průměr statoru	D_o	135	[mm]
Vnitřní průměr statoru	D_i	78	[mm]
Předpokládaná pracovní teplota	t	120	[°C]

3.1 Analytický výpočet hlavních parametrů

Pro synchronní stroje s permanentními magnety je důležité, aby se průběh indukovaného napětí co nejvíce podobal průběhu napájecího napětí, tj. aby byl sinusový. Toho lze dosáhnout natvarováním magnetů nebo jiných částí magnetického obvodu.

Z mechanického výkonu a synchronních otáček můžeme stanovit požadovaný mechanický moment stroje M_{mech} :

$$M_{mech} = \frac{P_n}{\omega_s} = \frac{1600}{2 \cdot \pi \cdot \frac{4500}{60}} = 3,4 Nm \quad [Nm; W, \text{min}^{-1}] \quad (3.1)$$

kde

ω_s synchronní úhlová rychlost

Dalším krokem je stanovit výchozí výpočtové hodnoty některých veličin, především střední hodnotu magnetické indukce ve vzduchové mezeře, efektivní hodnotu proudové hustoty a materiál permanentních magnetů. Tyto hodnoty určíme dle standardních výpočtových hodnot, doporučení a zkušeností.

Střední hodnota magnetické indukce ve vzduchové mezeře:

$$B_{\delta stf} = 0,55 T$$

Amplituda magnetické indukce ve vzduchové mezeře pro sinusový průběh:

$$B_{\delta \max} = \frac{\pi}{2} B_{\delta stf} = 0,86 T$$

Efektivní hodnota proudové hustoty:

$$\sigma_{ef} = 4 A mm^{-2}$$

Jako materiál permanentních magnetů určíme například NdFeB pod obchodním označením N35UH. Jeho nejdůležitějšími parametry při provozní teplotě 120°C jsou:

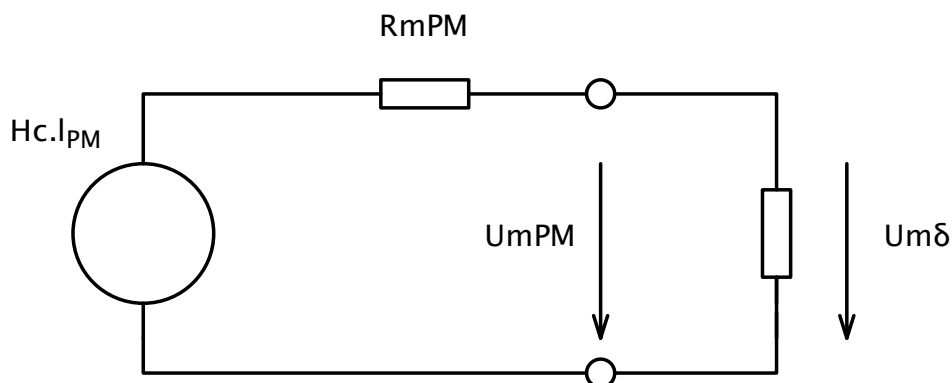
Tabulka 3: Vlastnosti magnetického materiálu N35UH při teplotě 120°C

Remanentní indukce	B_r	1 060	[mT]
Koercivní síla	H_c	800	[kA.m ⁻¹]

Tyto vlastnosti vyplývají z magnetizační charakteristiky, kterou poskytují výrobci materiálů. Magnetizační charakteristika N35UH je umístěna v přílohách. Pro další postup si určíme relativní permeabilitu magnetického materiálu μ_{rPM} :

$$\mu_{rPM} = \frac{B_r}{\mu_0 \cdot H_c} = \frac{1,06}{\mu_0 \cdot 800 \cdot 10^3} = 1,054 \quad \left[-; T, \text{Hm}^{-1}, \text{Am}^{-1} \right] \quad (3.2)$$

Z hodnoty amplitudy magnetické indukce ve vzduchové mezeře můžeme určit potřebnou maximální výšku permanentního magnetu. Vyjdeme z náhradního magnetického obvodu stroje, magnetický odpor statorového a rotorového svazku zanedbáme, protože je o několik řádů nižší a pracujeme v lineární oblasti magnetizační charakteristiky. Skutečný obvod obsahuje všechny prvky 2 krát, ale je symetrický takže můžeme vzít v úvahu jen jednu jeho polovinu. Pro prvotní návrh přijmeme zjednodušení, spočívající v zanedbání rozdílu mezi relativní permeabilitou vzduchu a permanentního magnetu (tento rozdíl činí 0,054).



Obrázek 21: Zjednodušený náhradní obvod pro určení maximální výšky magnetu

l_{PM} - výška permanentního magnetu

R_{mPM} - magnetický odpor permanentního magnetu

$U_{m\delta}$ - magnetické napětí na vzduchové mezeře

U_{mPM} - magnetické napětí zahrnující úbytek na permanentním magnetu

Magnetické napětí zahrnující úbytek na permanentním magnetu (součin magnetické intenzity uvnitř magnetu H_{PM} a výšky magnetu) $U_{mPM} = H_{PM} \cdot l_{PM}$ je tedy rovné magnetickému napětí na vzduchové mezeře $U_{m\delta}$, které je rovno součinu magnetické intenzity ve vzduchové mezeře $H_{\delta m}$ a délky vzduchové mezery δ :

$$H_{PM} \cdot l_{PM} = U_{mPM} = U_{m\delta} = H_{\delta m} \cdot \delta \quad (3.3)$$

Nyní zvolíme délku vzduchové mezery, s ohledem na konstrukční možnosti a běžně používané rozměry vzduchové mezery v místě vrcholu magnetu (tj. v místě, kde je nejmenší vzduchová mezera) $\delta_{\min} = 0,7\text{mm}$.

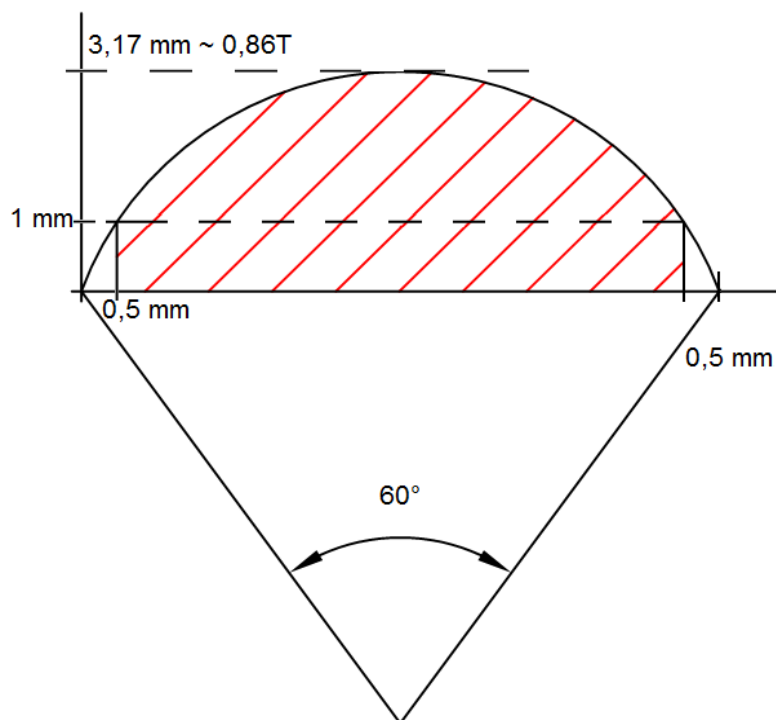
Pro zjištění požadované výšky permanentního magnetu v nejvyšším bodě, musíme stanovit intenzitu magnetického pole v magnetu H_{PM} při žádané hodnotě magnetické indukce:

$$H_{PM} = \frac{B_{PM}}{\mu} = \frac{B_{\delta_{\max}} - B_r}{\mu_0 \cdot \mu_{rPM}} = \frac{0,86 - 1,06}{\mu_0 \cdot 1,054} = 151\text{kAm}^{-1} \quad \left[\text{Am}^{-1}; \text{T}, \text{Hm}^{-1} \right] \quad (3.4)$$

Z rovnice (3.3) pro místo s minimální vzduchovou mezerou dostaneme potřebnou maximální výšku magnetu $l_{PM\max}$:

$$l_{PM\max} = \frac{H_{\delta} \cdot \delta_{\min}}{H_{PM}} = \frac{B_{\delta_{\max}} \cdot \delta_{\min}}{\mu_0 \cdot H_{PM}} = \frac{0,86}{151 \cdot 10^3} \cdot 0,7 = 3,17\text{mm} \quad \left[\text{mm}; \text{T}, \text{Hm}^{-1}, \text{mm}, \text{Am}^{-1} \right] \quad (3.5)$$

Pro dosažení sinusového průběhu použijeme tvarování magnetu za pomoci aplikování sinusové funkce s vypočtenou amplitudou na jeden pól rotoru. Pro ideální sinusový tvar by měly být magnety v krajích velmi tenké, toto uspořádání však není konstrukčně možné – magnety musí mít na krajích tloušťku minimálně 1 mm, aby byly prakticky vyrobitelné.



Obrázek 22: Grafický návrh tvaru permanentního magnetu s ohledem na požadovanou hodnotu amplitudy magnetické indukce a reálně vyrobitelnou tloušťku

Pro tento návrh použijeme soustředěné vinutí. Při vhodném poměru počtu drážek na počet pólů dosahuje vysokého činitele vinutí a vyšší účinnosti než při použití rozloženého vinutí. Z požadovaných parametrů lze také říci, že tvar motoru bude spíše diskový, a v tom případě použití soustředěného vinutí značně ušetří měď i ztráty, protože odpadnou dlouhá čela vinutí. Z tabulky 1 je zřejmé, které kombinace jsou výhodné. Jelikož jsou požadovány poměrně vysoké otáčky,

zvolíme kombinaci s nižším počtem pólů a co nejvyšším činitelem vinutí. Ideální kombinací pro tento případ je počet drážek $Q_s = 9$ a počet pólů $2p = 6$ s činitelem vinutí 0,866. Frekvence magnetické indukce ve satorovém svazku f_s bude pro požadované otáčky 4500 min^{-1} :

$$f_s = \frac{n_s \cdot p}{60} = \frac{4500 \cdot 3}{60} = 225 \text{ Hz} \quad (3.6)$$

kde

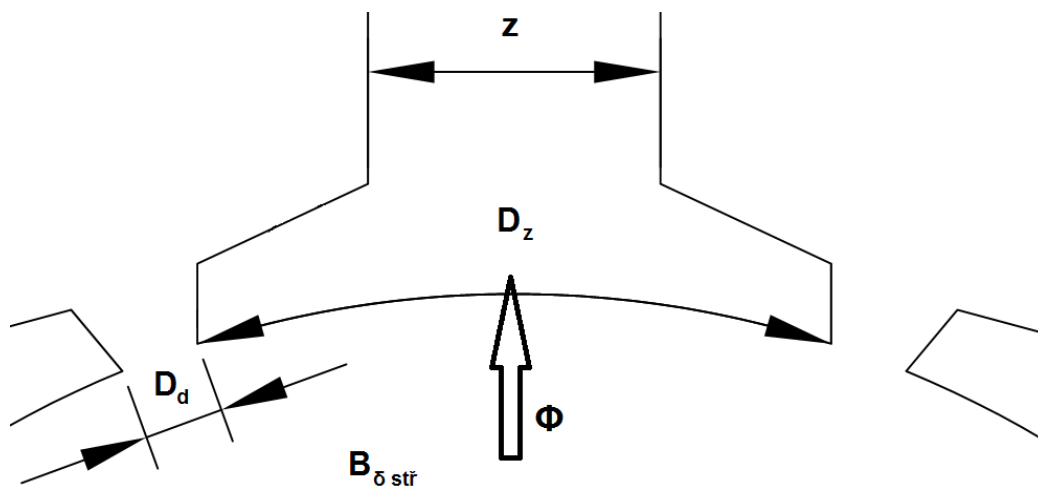
p je počet pólových dvojic stroje

Pokud známe velikost magnetické indukce ve vzduchové mezeře, můžeme při přijmutí jistých zjednodušení přibližně určit potřebnou šířku satorového zubu tak, aby nedocházelo k přesycování magnetického obvodu. Také potřebujeme znát šířku paty zubu v oblasti vzduchové mezery, ta vyplývá z obvodu vnitřní části satoru a z technologického minima otevření drážky. Běžně udávaná hodnota doporučeného otevření drážky $d_d = 3 \text{ mm}$.

Vnitřní obvod satoru je $O_{v_st} = \pi \cdot D_i \doteq 245 \text{ mm}$, po odečtení všech drážek je šířka jedné paty zubu D_z :

$$D_z = (O_{v_st} - Q_s \cdot D_d) / Q_s = (245 - 9 \cdot 3) / 9 = 24,22 \text{ mm} \quad (3.7)$$

Po vynásobení délkou satorového svazku bychom dostali plochu, kterou vstupuje magnetický tok do 1 satorového zubu. Délka svazku ještě není určena, ale jelikož je pro všechny části stroje zahrnuté v tomto výpočtu stejná, vykrátí se a ve vztahu zůstane pouze šířka jednotlivých částí.



Obrázek 23: Náčrt pro určení šířky zubu

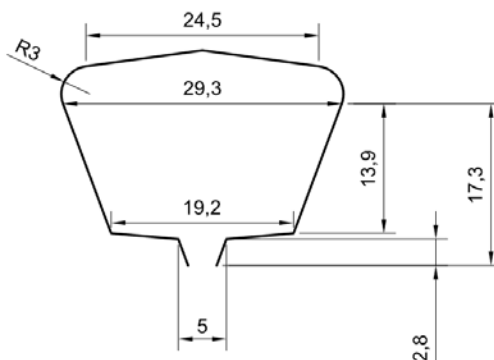
Opět využijeme analogii magnetického obvodu s elektrickým. Požadovaná střední hodnota magnetické indukce ve satorovém svazku je přibližně 1,5 T, aby nedocházelo k přesycování magnetického obvodu. Magnetický tok do zubu prochází přes šířku paty zubu D_z , z místa s magnetickou indukcí $B_{\delta stf}$, je roven magnetickému toku zubem a vyvolá v zubu o šířce z , magnetickou indukcí B_{zstf} . Matematicky vyjádřeno:

$$\begin{aligned}\Phi_{\delta} &= \Phi_z \\ B_{\delta_{stř}} \cdot S_{Dz} &= B_{zstř} \cdot S_z \\ B_{\delta_{stř}} \cdot D_z &= B_{zstř} \cdot z \\ z &= \frac{B_{\delta_{stř}} \cdot D_z}{B_{zstř}} = \frac{0,55 \cdot 24,22}{1,5} = 8,88 \doteq 9 \text{ mm}\end{aligned}\quad (3.8)$$

Kvůli tomu, že magnety jsou delší než paty zubů statoru, je v oblasti pod zubem přibližně o 22 % vyšší hodnota magnetické indukce. Musíme tedy zvětšit šířku zubu o tuto hodnotu $z = z_{přivodni} \cdot 1,22 = 11 \text{ mm}$.

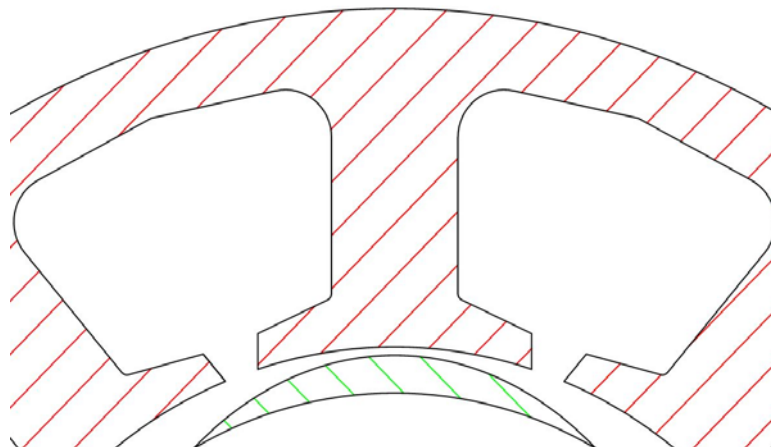
3.2 Grafický návrh

Grafický návrh je vytvořen dle analytického výpočtu a se standardními prvky.

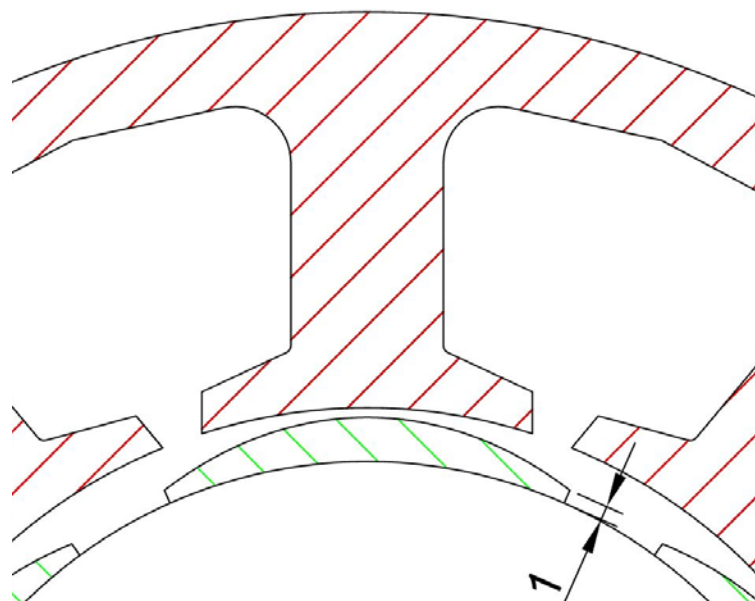


Obrázek 24: Detail statorové drážky

Hotový grafický návrh se naimportuje do programu FEMM. Po importaci je nutné zkontrolovat, zda se geometrie importovala správně (při nevhodném formátování některých Cad systémů může dojít k naprostému selhání). Dalším krokem je nastavení materiálových vlastností a přiřazení jednotlivých materiálů k částem stroje. Materiálové vlastnosti jsou zadávány z katalogových listů. Hlavním účelem simulace v této fázi návrhu stroje je ověření sinusového průběhu magnetické indukce ve vzduchové mezeře. Pokud se průběh příliš liší od sinusového, je nutné provést úpravu tvarování magnetů. Pro tyto účely není nutná znalost délky statorového svazku a vinutí stroje se ponechá bez napájení. Maximální výška magnetu je vypočtena v rovnici (3.5).

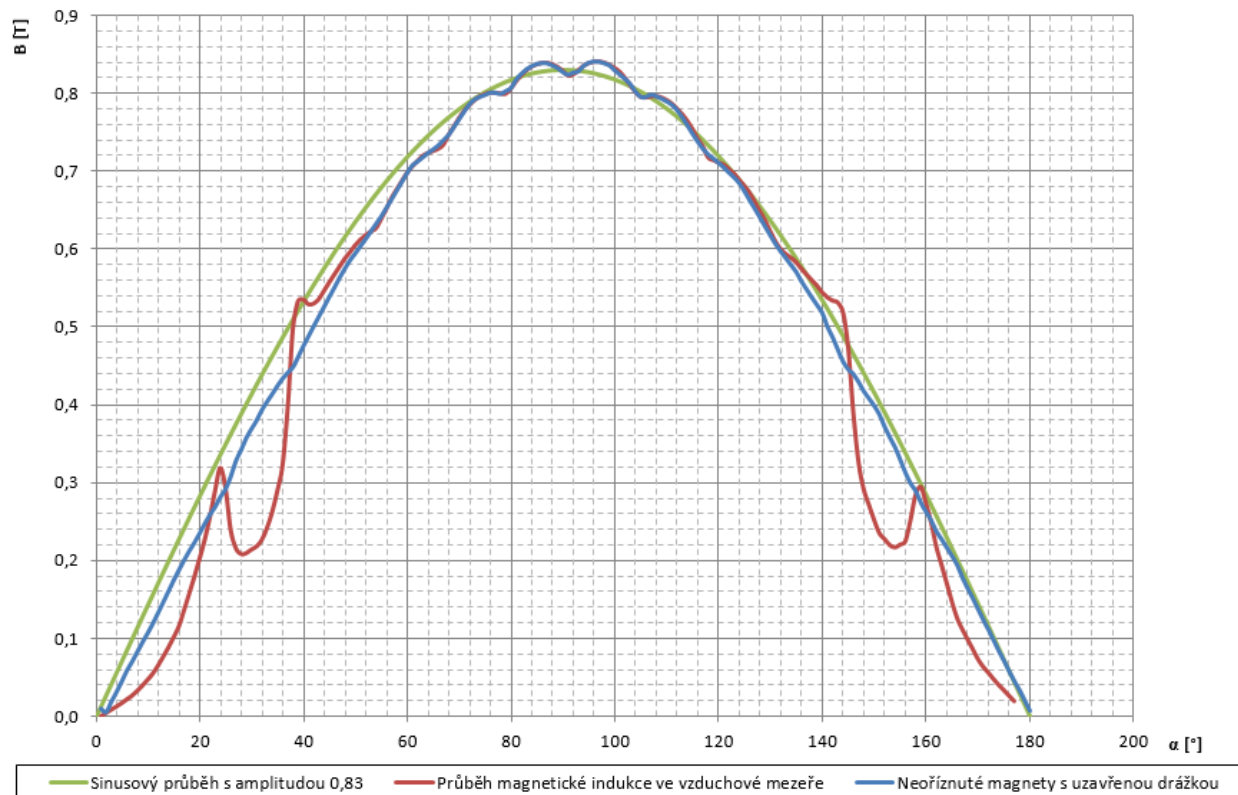


Obrázek 25: Natvarovaný magnet bez oříznutí



Obrázek 26: Natvarovaný a oříznutý magnet

Po úpravě tvaru magnetů provedeme porovnání průběhu magnetické indukce se sinusovým průběhem. Navíc použijeme idealizaci, v případě neoříznutých magnetů zaplníme otevření drážky feromagnetickým materiálem, abychom potlačili výseky a mohli porovnávat idealizovaný průběh. Hodnoty pro průběh vyexportujeme do tabulky a pro vykreslení použijeme například program Excel.



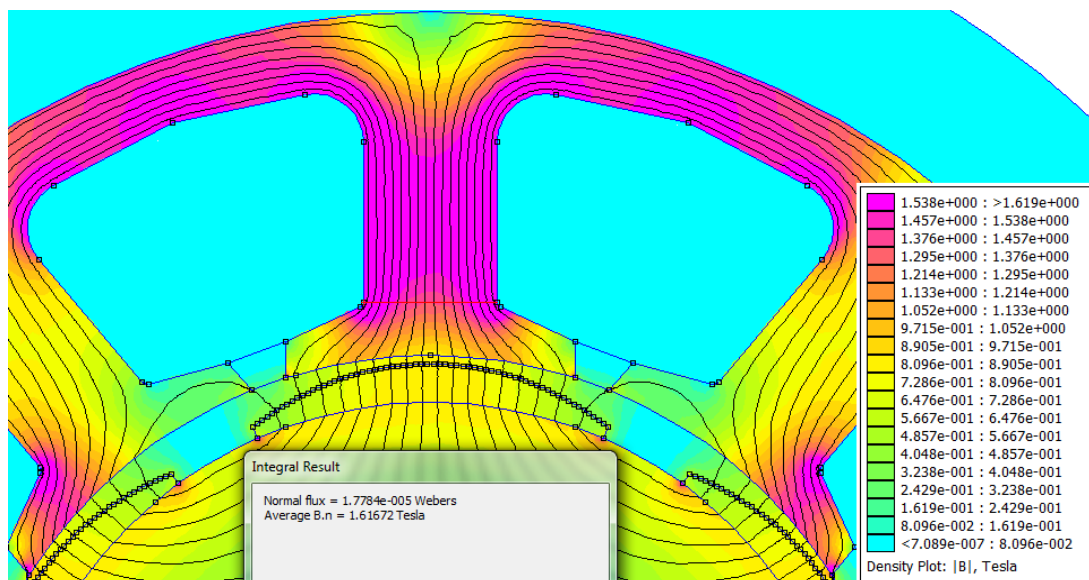
Obrázek 27: Porovnání průběhu magnetické indukce ve vzduchové mezeře s ideálním průběhem funkce sinus s amplitudou 0,83

Vlivem snížení pólového krytí ořezáním magnetů je průběh magnetické indukce nižší než sinusový průběh s amplitudou 0,83 T. Jak je patrné z obrázku 27 průběh magnetické indukce modelu s neořezanými magnety a s uzavřenými drážkami téměř přesně kopíruje sinusový průběh. V prakticky proveditelném případě je patrné snížení v krajních oblastech způsobené oříznutím magnetů a také jsou zde viditelné propady v oblasti otevření statorové drážky.

Pro tento návrh je průběh magnetické indukce dostatečně přesný a není nutné další tvarování magnetů. Dalším úkolem simulace je ověřit sycení uvnitř statorového svazku.

Analýza sycení (neboli určování velikosti magnetické indukce ve statorovém svazku) se také provádí bez napájení vinutí. Je důležitá především z toho důvodu, že při přesycení feromagnetického materiálu prudce vzrůstá úbytek magnetického napětí na feromagnetických částech stroje. V případě přesycení magnetického obvodu jsou možná tato řešení: snížit výpočtovou hodnotu magnetické indukce ve vzduchové mezeře, což v důsledku znamená především snížit výšku permanentních magnetů, zvětšit vzduchovou mezeru, nebo je možné rozšířit zuby a jho statorového svazku. Vzhledem k dostatečně věrnému přiblížení k sinusovému průběhu magnetické indukce, by další úprava tvaru magnetů byla spíše krokem zpět, a proto pokud bude magnetický obvod přesycen, bude nutné upravit řez statorového plechu. Tato úprava má své nevýhody, především zmenšení plochy drážky určené pro vinutí, čímž se zhorší možnosti navíjení a navýší ztráty ve vinutí. Další nevýhodou je větší spotřeba materiálu při výrobě svazku, navýšení hmotnosti stroje, čímž se zvýší i množství materiálu, ve kterém vznikají ztráty. Ale ztráty v železe jsou především úměrné druhé mocnině magnetické indukce, takže i při zvýšení objemu svazku se při dosaženém snížení magnetické indukce celkové ztráty v železe sniží.

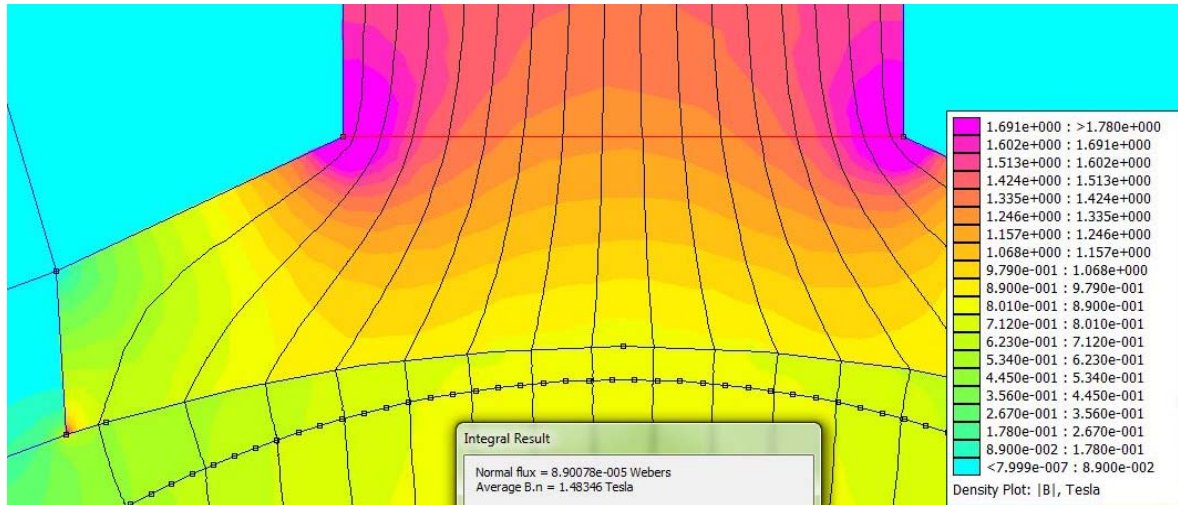
Analýzu sycení v řezu statorového svazku opět provedeme v programu FEMM.



Obrázek 28: Hodnota magnetické indukce ve statorovém zubu

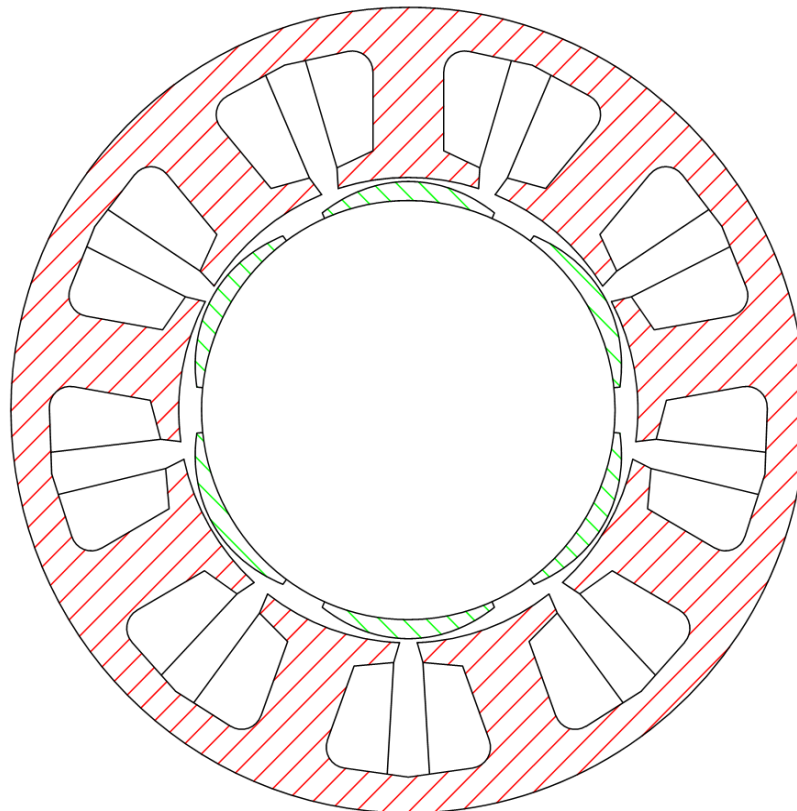
Z výstupu je jasné, že zub, který se bude nacházet v oblasti přímo pod magnetem, je mírně přesycený. Pro jistou rezervu návrhu je vhodnější se pohybovat spíše u velikosti magnetické indukce ve svazku 1,5 T, proto je vhodnější rozšířit statorový zub a jho přibližně v poměru stávajícímu k požadované hodnotě magnetické indukce, tj. $1,6/1,5=1,067$. Ze stávajících $11 \cdot 1,067=11,74$ mm zaokrouhlo na 12 mm velikost jha zvětšit na polovinu šířky zubu. Do upraveného řezu nastíníme přibližný tvar cívek, abychom mohli v modelu vytvořeném z této grafické podoby analyzovat celý systém stroje doplněný o návrh vinutí a délky svazku.

V programu FEMM ověříme hodnotu magnetické indukce ve satorovém svazku.



Obrázek 29: Hodnota magnetické indukce v upraveném řezu

Hodnota magnetické indukce v kritickém místě řezu (ve satorovém zubu, který se nachází přímo nad maximem permanentního magnetu) je již pod požadovanou hranicí 1,5 T.



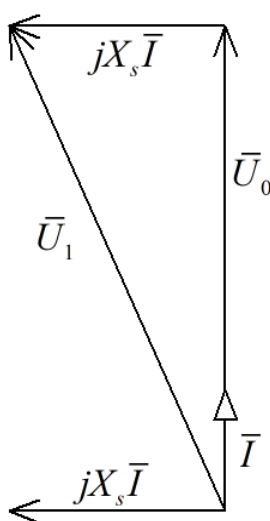
Obrázek 30: Upravený grafický návrh stroje

Po návrhu magnetického obvodu následuje návrh vinutí, spojený s určením délky satorového svazku.

3.3 Analytický výpočet parametrů vinutí

V této kapitole určíme zbývající parametry stroje. Především počet a průřez vodičů v drážce, efektivní hodnotu proudu a potřebnou délku statorového svazku k dosažení požadovaných parametrů stroje.

Vydeme z diagramu synchronního stroje. Pro jednoduchost prvotního návrhu budeme uvažovat fázor proudu rovnoběžný s fázorem indukovaného napětí. Tento předpoklad znamená zhoršení účinníku motoru, ale návrh bude později korigován pro zlepšení vstupních parametrů stroje. Dalším zjednodušením bude zanedbání mechanických ztrát stroje, tyto ztráty nejsme schopni odhadovat, dokud neznáme systém chlazení stroje a uložení hřídele, tj. počet a umístění ložisek a gufer. Po určení předběžných mechanických ztrát se v návrhu navýší potřebný moment o hodnotu nutnou k překonání mechanických ztrát.



Obrázek 31: Fázorový diagram synchronního motoru

Po zanedbání mechanických ztrát a úbytku napětí na synchronní reaktanci můžeme výkon motoru P_{mech} přibližně definovat jako:

$$P_{mech} \approx 3 \cdot U_{0f} \cdot I_f \quad [W; V, A] \quad \text{při } \bar{U}_0 \parallel \bar{I} \quad (3.9)$$

kde

U_{0f} je efektivní hodnota fázového napájecího napětí

I_f je efektivní hodnota fázového proudu

Poté U_{0f} můžeme určit za pomoci jeho definice a definice spřaženého toku ψ . V případě sinusového průběhu napájení má spřažený magnetický tok ψ také sinusový tvar vyjádřený za pomoci jeho amplitudy ψ_{max} a napájecí frekvence ω .

$$\psi = \psi_{max} \cdot \sin(\omega \cdot t) \quad (3.10)$$

Amplituda spřaženého magnetického toku je přibližně rovna součinu počtu závitů fáze N_{zf} a amplitudy magnetického toku Φ_{max} , který se dá pro jeden pól vyjádřit pomocí součinu střední

hodnoty magnetické indukce $B_{\delta_{stř}}$ a plochy odpovídající jednomu pólu (součin pólové rozteče, délky statorového svazku l_{Fe} a činitele vinutí k_v).

$$\psi_{\max} \doteq N_{zf} \cdot \Phi_{\max} = N_{zf} \cdot B_{\delta_{stř}} \cdot \frac{\pi \cdot D_i}{2p} \cdot k_v \cdot l_{Fe} \quad (3.11)$$

Poté napětí indukované do jedné fáze lze vyjádřit jako:

$$U_{0f} = \frac{d\psi}{dt} = N_{zf} \cdot B_{\delta_{stř}} \cdot \frac{\pi \cdot D_i}{2p} \cdot k_v \cdot l_{Fe} \cdot \omega \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (3.12)$$

Proud jedné fáze stroje vyjádříme ze zvolené efektivní hodnoty proudové hustoty σ_{ef} , plochy drážky S_{dv} , koeficientu plnění drážky k_{pCu} , počtu drážek na fázi Q_s/m a z počtu závitů fáze N_{zf} :

$$I_f = \frac{\sigma_{ef} \cdot S_{dv} \cdot k_{pCu} \cdot Q_s / m}{2 \cdot N_{zf}} \quad (3.13)$$

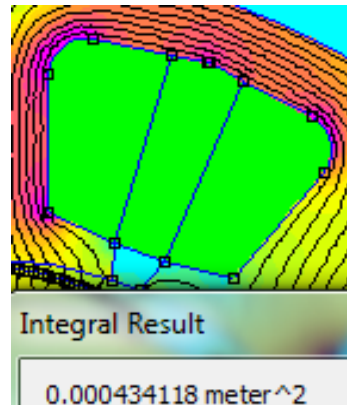
Pokud dosadíme rovnice (3.12) a (3.13) do (3.9) a upravíme je, dále vyjádříme délku statorového svazku l_{Fe} a dosadíme požadovaný výkon, dostaneme:

$$l_{Fe} = \frac{P_{mech}/3}{B_{\delta_{stř}} \cdot \frac{\pi \cdot D_i}{2p} \cdot k_v \cdot \omega \cdot \sqrt{2}/4 \cdot \sigma_{ef} \cdot S_{dv} \cdot k_{pCu} \cdot Q_s / m} \quad (3.14)$$

Rovnice (3.14) je výsledný zjednodušený vztah pro určení délky statorového svazku. Postupným dosazením výsledků do rovnic (3.12) a (3.13) získáme počet závitů fáze a efektivní hodnotu fázového proudu motoru.

Koeficient plnění mědi v tuto chvíli odhadneme na 0,3. Přesnou hodnotu nám určí technolog, podle vybavenosti navijárny, typu vinutí a průřezu vodičů. Pro předběžný návrh tedy volíme spíše pesimističtější hodnotu.

Plochu drážky určíme snadno z grafického modelu, například jako výstup programu FEMM.



Obrázek 32: Plocha statorové drážky, výstup z programu FEMM

Dosadíme všechny hodnoty do rovnic (3.14), (3.12), (3.13) a dvě poslední rovnice upravíme.

$$l_{Fe} = \frac{1600/3}{0,55 \cdot \frac{\pi \cdot 78 \cdot 10^{-3}}{6} \cdot 0,866 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 225 \cdot \sqrt{2}/4 \cdot 4 \cdot 10^6 \cdot 4,143 \cdot 10^{-4} \cdot 0,3 \cdot 9/3} = 36,78 \approx 37 \text{ mm} \quad (3.15)$$

Z rovnice indukovaného napětí tedy vyjádříme počet závitů fáze jako:

$$N_{zf} = \frac{24}{0,55 \cdot \frac{\pi \cdot 78 \cdot 10^{-3}}{6} \cdot 0,866 \cdot 37 \cdot 10^{-3} \cdot 2 \cdot \pi \cdot 225 \cdot \frac{1}{\sqrt{2}}} = 33,35 \approx 33 \text{ závitů} \quad (3.16)$$

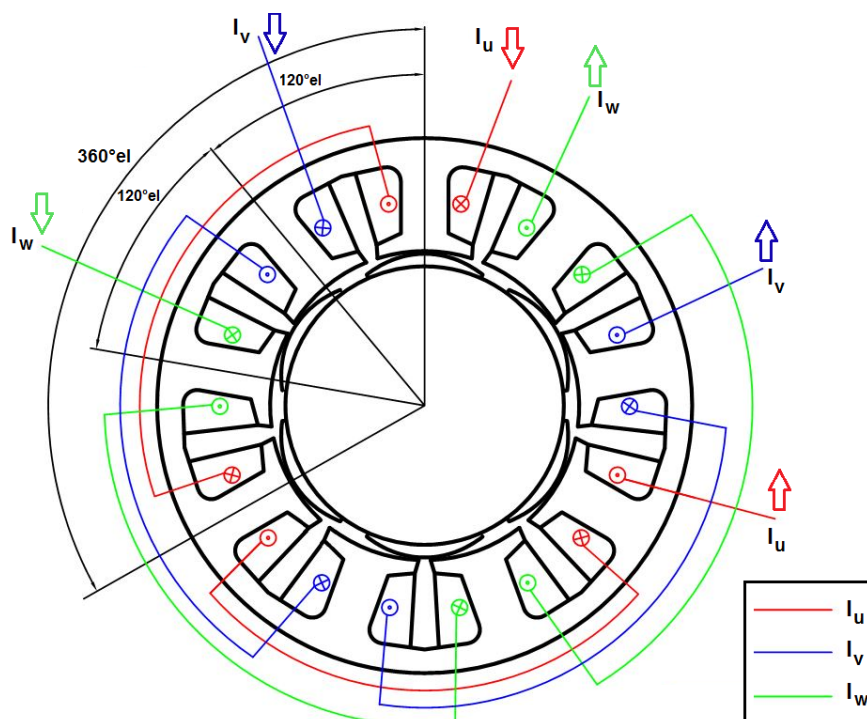
Do jedné drážky tedy vychází třetina závitů fáze, tj. 11 závitů, tedy 22 vodičů v drážce (11 pro každou z cívek).

Efektivní hodnota fázového proudu je potom:

$$I_f = \frac{4 \cdot 10^6 \cdot 4,143 \cdot 10^{-4} \cdot 0,3 \cdot 9/3}{2 \cdot 33} = 22,6 \text{ A} \quad (3.17)$$

Pro dosažení do modelu v programu FEMM budeme potřebovat i amplitudu sinusového průběhu, která je $\sqrt{2} \cdot I_f = \sqrt{2} \cdot 22,6 = 31,96 \text{ A}$. Poslední věcí, kterou potřebujeme na vytvoření kompletního modelu, je rozložení cívek jednotlivých fází ve statorových drážkách.

Jednotlivé fáze jsou od sebe posunuty o 120° elektrických, cívky fází jsou vzájemně od sebe 3 drážky, tj. u 6 pólového stroje 360° el.

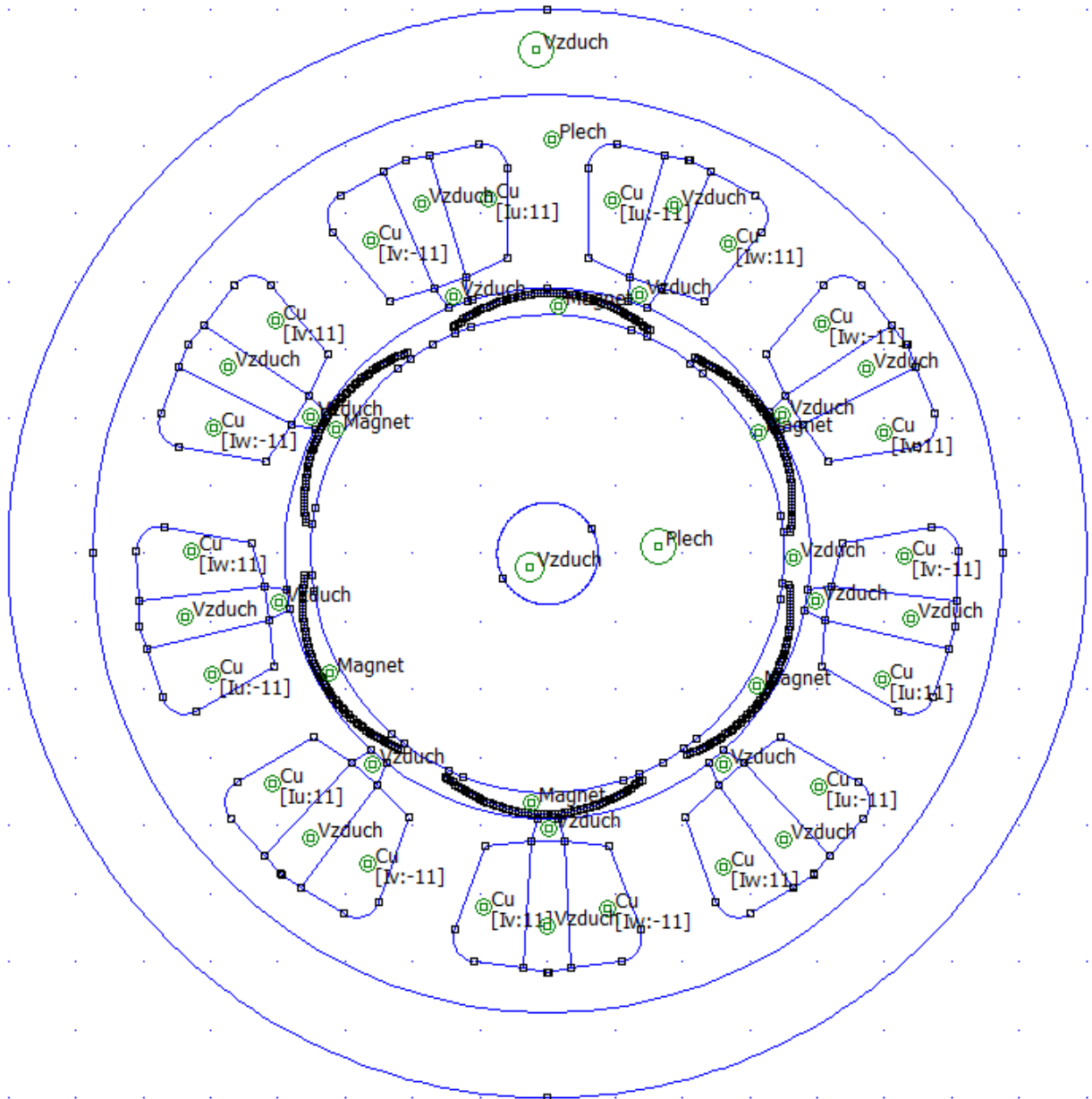


Obrázek 33: Rozložení jednotlivých fází a jejich cívek ve stroji

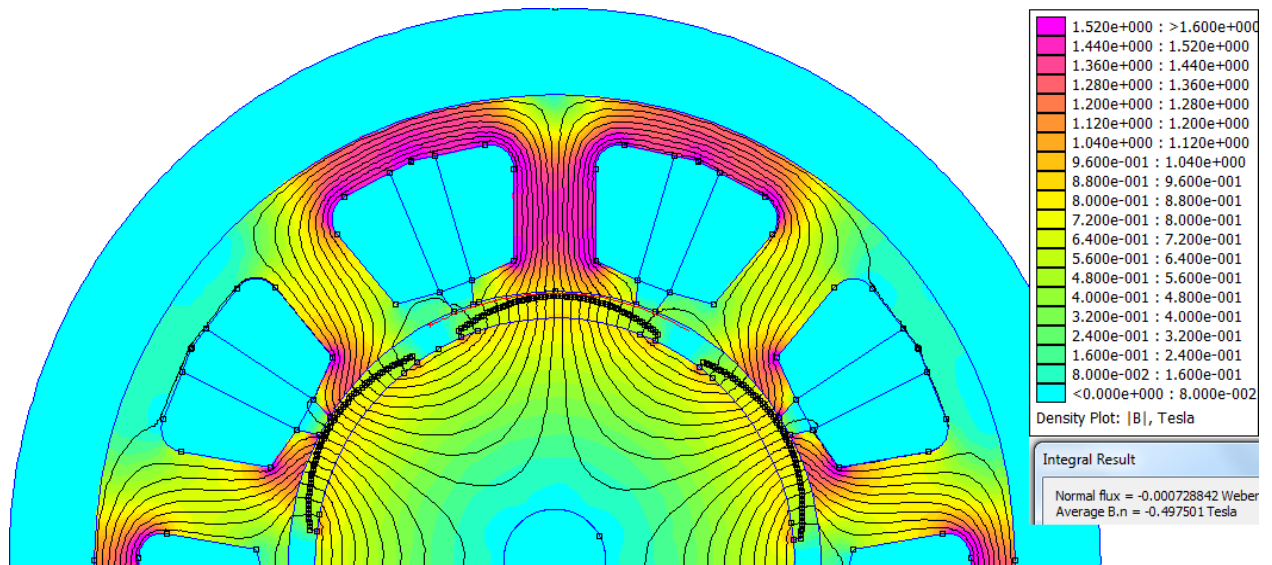
Všechny výše uvedené výsledky a rozložení cívek dosadíme do modelu v programu FEMM a můžeme analyzovat parametry motoru.

3.4 Analýza metodou konečných prvků

Pomocí simulace v programu FEMM můžeme dostat velké množství výsledků, které poté porovnáme s předpoklady a výsledky analytického výpočtu. Použijeme především základní výstupy, kterými jsou maximální moment, velikost magnetické indukce ve vzduchové mezeře a s využitím jednoduchého programovacího jazyka Lua script průběh momentu a magnetických toků jednotlivých fází během jedné otáčky motoru. Zobrazením průběhů magnetických toků si zároveň ověříme správnost umístění cívek a tvarování magnetů.

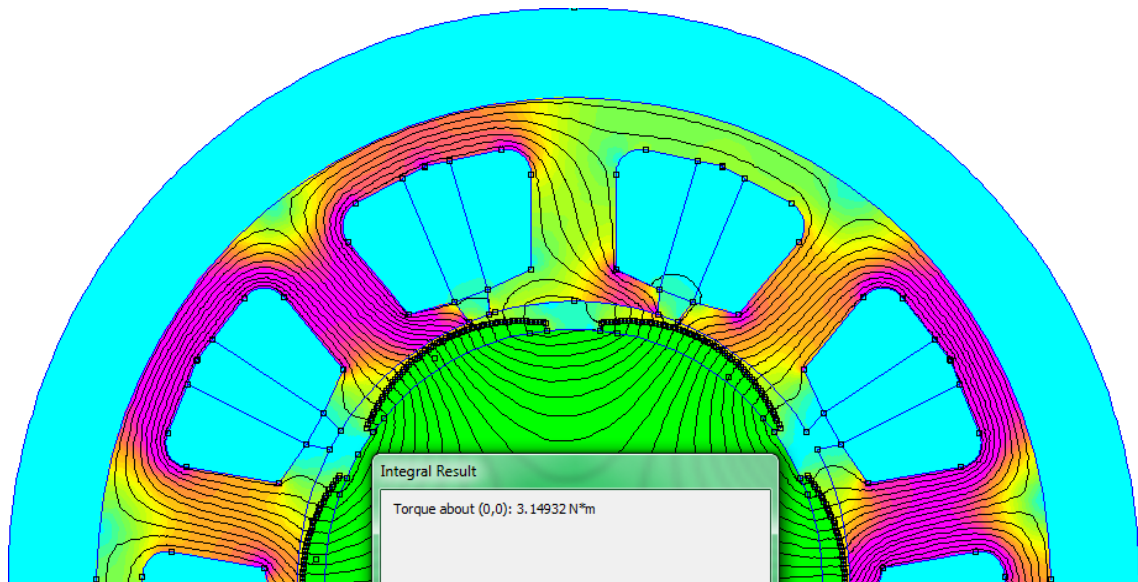


Obrázek 34: Plně nastavený model v programu FEMM



Obrázek 35: Střední hodnota magnetické indukce ve vzduchové mezeře a rozložení v řezu stroje

Výsledná střední hodnota magnetické indukce udávaná programem FEMM je přibližně 0,5 T, což je o 0,05 T méně než byla předpokládaná výpočtová hodnota. Rozdíl těchto hodnot je způsoben oříznutím magnetů kvůli jejich praktické výrobitelnosti. Na okrajích pólové rozteče je tedy nulový zdroj magnetického napětí, proto je celková střední hodnota nižší než předpokládaná výpočtová hodnota.

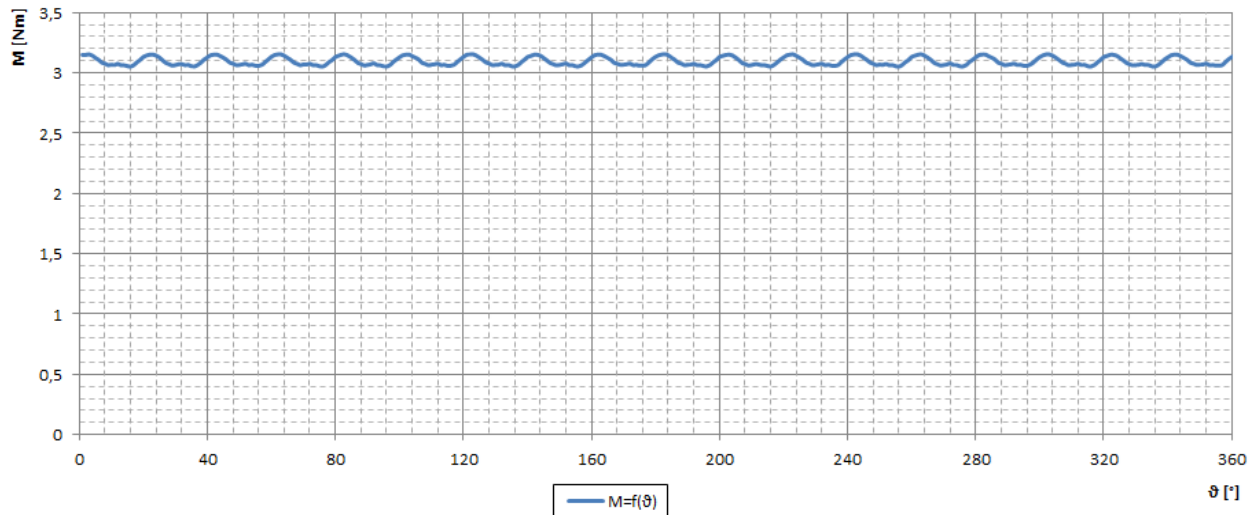


Obrázek 36: Určení vnitřního momentu stroje

Pro určení maximálního momentu stroje v daném bodě byl rotor natočen tak, aby cívka, jejíž osa se nachází přímo mezi dvěma magnety, byla napájena právě amplitudou jmenovitého proudu. Požadovaná hodnota momentu stroje je 3,4 Nm. Výsledná hodnota vnitřního momentu stroje je 3,15 Nm. Tento rozdíl přímo souvisí s nižší střední hodnotou magnetické indukce ve vzduchové mezeře, protože moment stroje je přímo úměrný její hodnotě. Pokud chceme dosáhnout požadovaného momentu, musíme zpětně korigovat výpočet délky statorového svazku. Do korekce je také nutné zahrnout menší střední hodnotu magnetické indukce ve vzduchové mezeře. Obdobně budou probíhat další korekce výpočtu – například pokud dostaneme údaj o

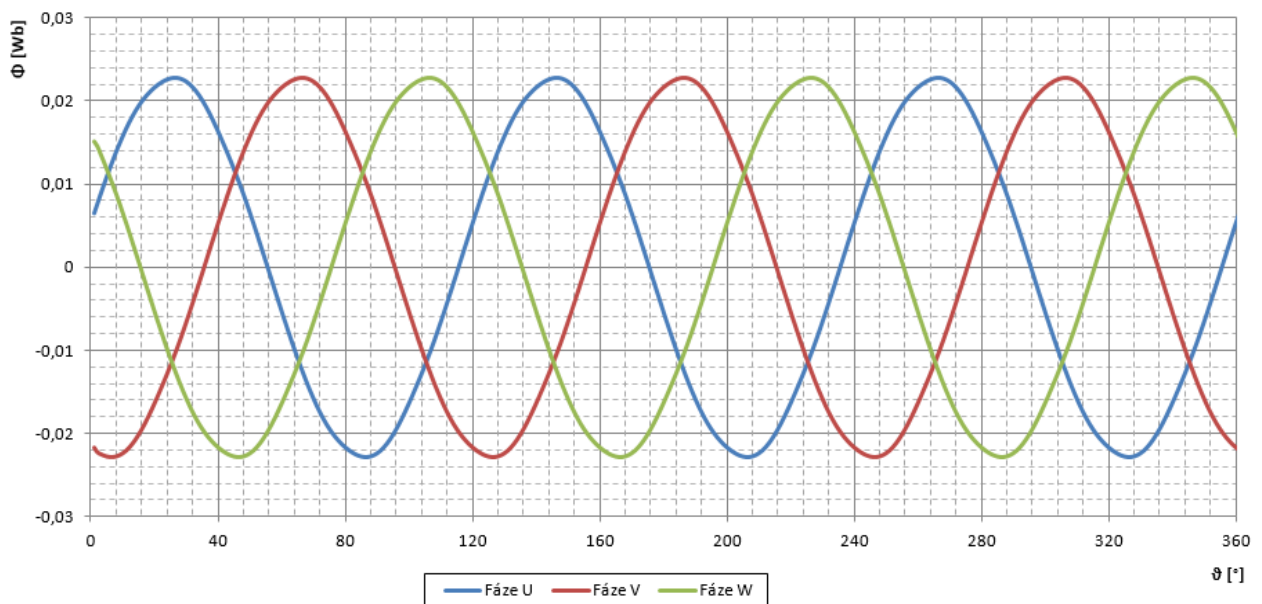
mechanických ztrátách při požadovaných otáčkách. Tyto ztráty přepočteme na ztrátu momentu, kterou přičteme k potřebnému vnitřnímu momentu tak, abychom dostali požadovaný mechanický moment

Za pomoci programovacího jazyka Lua script (kód je umístěn v přílohách) si zobrazíme průběh momentu stroje a průběhy magnetických toků jednotlivých fází při jednom otočení rotoru. Hodnoty proudů ve fázích se musí měnit společně s otáčením rotoru tak, aby byla v amplitudě vždy ta fáze, jejíž cívky (osy cívek) se nacházejí právě mezi dvěma magnety.



Obrázek 37: Průběh momentu motoru během jedné otáčky

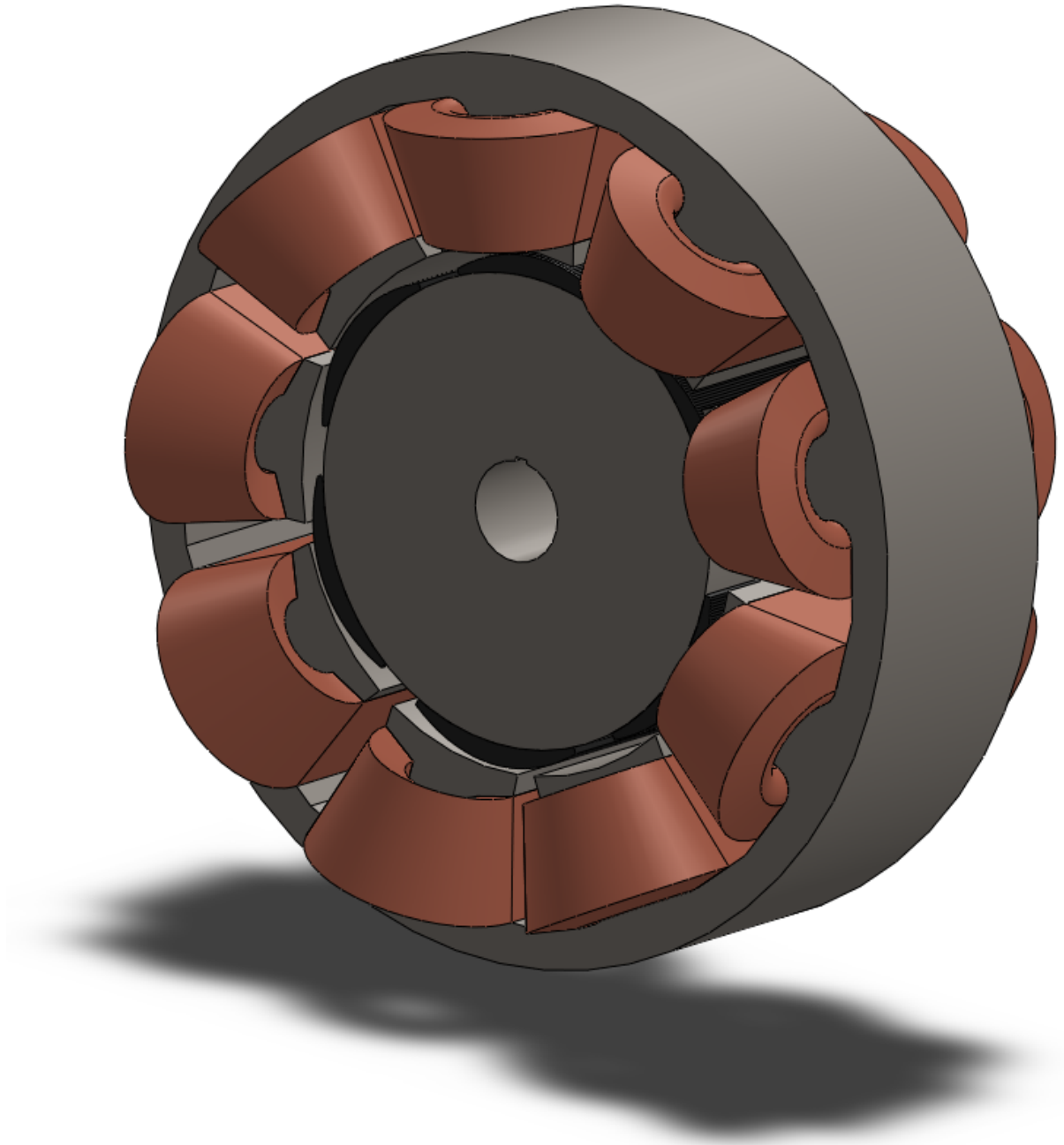
Z obrázku 37 je patrné, že moment pravidelně kolísá o $\pm 0,05$ Nm kolem hodnoty 3,1 Nm. Toto zvlnění momentu je poměrně nízké, přibližně 1,61 % z jeho střední hodnoty. Zvlnění momentu je pravidelné, což ověřuje symetrii motoru a správnost nastavení proudů v jednotlivých cívkách.



Obrázek 38: Průběhy magnetických toků jednotlivých fází motoru

Průběhy magnetických toků jednotlivých fází stroje jsou pravidelné, rovnoměrné a velmi se blíží sinusovým průběhům, což je důležité pro hladký chod stroje a jeho účinnost.

Oba průběhy ověřují symetrii, správnost modelu a grafického návrhu stroje. To je důležité pro další postup korekce návrhu a pro další analýzy.

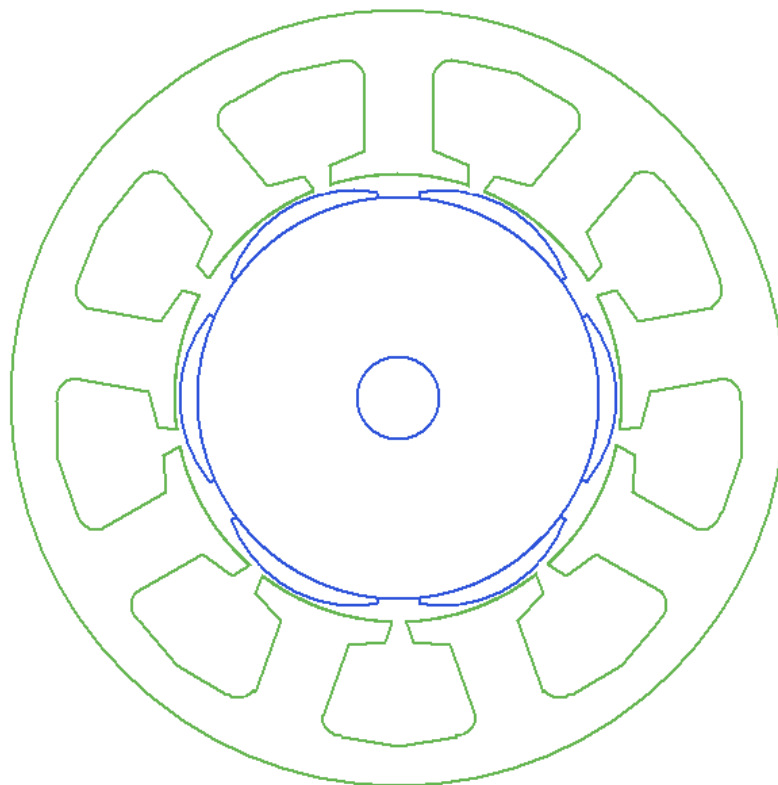


Obrázek 39: Grafické znázornění stroje

3.5 Simulace v programu RMxpprt

Program Maxwell RMxpprt umožňuje analýzu parametrů stroje softwarovým výpočtem bez importace grafického znázornění. Obsahuje jednoduchý grafický nástroj, který vytváří podobu stroje zadáváním požadovaných rozměrů a tvarů. Obsahuje vlastní, upravitelnou knihovnu materiálů, ale pro účely porovnání simulací je vhodnější si nadefinovat vlastní materiály odpovídajících vlastností. Pro simulaci tedy stačí vybrat daný typ napájení stroje, vinutí (včetně jeho zapojení), nadefinovat materiály, zadat potřebné rozměry a především požadované vlastnosti stroje jako jsou otáčky, napájecí napětí, provozní teplota atd. Po nastavení parametrů se spustí komplexní analýza, jejíž výstupy jsou prakticky seřazeny a rozčleněny. Na rozdíl od pracovních analýz pomocí Lua scriptu v případě programu FEMM je zde daleko jednodušší přístup k výsledkům, se kterými se posléze dá dále pracovat – například vynášet jejich závislosti na matematických funkcích atd.

Na rozdíl od programu FEMM, kde se využívá přímé přiřazení proudu do daných cívek a jako výsledek určuje vnitřní moment mezi dvěma částmi modelu, RMxpprt provádí výpočet parametrů stroje napájeného z napěťového zdroje a pevně se držící požadovaných parametrů, tj. výkonu a otáček (tedy i momentu) a podřízenou (stanovovanou) veličinou je proud, který je potřeba dodat, aby stroj dosáhl požadovaných parametrů.



Obrázek 40: Výstup z grafického nástroje programu RMxpprt

Výstupy z programů, zadané a požadované parametry, jsou v různých hodnotách. Pro srovnání použijeme hlavní výsledky získané z analytického výpočtu a z programů FEMM a RMxpprt v nejběžněji používaných hodnotách.

3.6 Srovnání výsledků

Pro co nejpřehlednější srovnání použijeme komentovanou tabulku výsledků. Tabulka obsahuje i shrnutí nejdůležitějších parametrů stroje.

Tabulka 4: Souhrnné vlastnosti výsledného stroje

Název veličiny	Jednotka	Analytický výpočet	FEMM	RMxprt
Délka statorového svazku	[mm]	37		
Vnější průměr statoru	[mm]	135		
Vnitřní průměr statoru	[mm]	78		
Průměr rotorového jha	[mm]	70,3		
Maximální výška magnetů	[mm]	3,17		
Minimální délka vzduchové mezery	[mm]	0,7		
Počet statorových drážek	[-]	9		
Počet pólů	[-]	6		
Počet závitů jedné cívky	[-]	11		
Průřez vodiče	[mm ²]	5,65		
Efektivní hodnota fázového proudu	[A]	22,60	22,60	24,43
Vnitřní moment stroje	[Nm]	3,40	3,15	3,40
Amplituda magnetické indukce ve vzduchové mezeře	[T]	0,86	0,83	0,92
Amplituda magnetické indukce ve statorovém zubu	[T]	1,50	1,48	1,66

Z tabulky 4 je patrné, že se výsledky z výpočetních programů mírně liší. Hlavní důvod, který byl zmíněn již v předchozí kapitole, je rozdílný přístup k simulaci napájení stroje. V programu FEMM je výsledný moment stroje nižší než požadovaný a odvíjí se od nastavené hodnoty proudu, zatímco v případě RMxprt je moment dodržen a hodnota proudu odpovídá hodnotě nutné pro jeho dosažení. Při snížení požadovaného momentu v programu RMxprt na hodnotu výsledného momentu z programu FEMM poklesne proud na hodnotu 22,8 A, což odpovídá nastavenému proudu ve FEMMu. V případě amplitud magnetické indukce je těžké určit zdroj rozdílu, protože RMxprt nezobrazuje její rozložení v řezu a udané hodnoty jsou maxima v daných oblastech. Tato hodnota má vliv na výpočet ztrát v železe a pro její lepší srovnání se dá použít import modelu RMxprt do prostředí Maxwell.

4 VLIVY PARAMETRŮ STROJE NA INDUKOVANÉ NAPĚTÍ

Pro dosažení maximálních hodnot účinníku z hlediska napájení je důležité, aby byl odebíraný proud sinusový. Ve stroji probíhá interakce sinusového napájecího napětí a indukovaného napětí. Pokud není indukované napětí také sinusové, dochází k deformaci odebíraného proudu. Tím vznikají vyšší harmonické, které působí ve stroji pouze ztráty a na vytváření momentu se nepodílejí.

Soustředěná vinutí mohou mít různý koeficient vinutí pro různé harmonické. Je tedy možné, že některé uspořádání vinutí tlumí vyšší harmonické a tím zlepšují vlastnosti stroje. U každého návrhu je však třeba se zamyslet nad celkovým konceptem stroje a případně nahradit tuto vlastnost jinými přednostmi.

Velký vliv na samotný stroj mají především materiály v kombinaci s geometrickým rozložením. V některých případech by se mohlo zdát dané uspořádání velmi výhodné, to by však platilo pouze pro ideální materiály. Skutečné materiály, především feromagnetické, mají jistá omezení.

4.1 Tlumení vyšších harmonických činitelem soustředěných vinutí

Činitel vinutí je zmíněn v kapitole 2.1.3.3., která obsahuje i přehled používaných kombinací počtu drážek na počet pólů, včetně hodnot jejich činitelů.

Pro popis vlivu vinutí na vyšší harmonické použijeme již zmíněnou kombinaci 9 drážek na 6 pólů a nově 12 drážek na 10 pólů. Tato kombinace je často používaná.

Pro vinutí 9 drážek na 6 pólů je činitel rozlohy roven jedné a zůstává stejný pro všechny harmonické. Vliv bude určovat činitel krácení kroku. Pro vinutí 9 drážek na 6 pólů a první harmonickou je dle vztahu (2.5):

$$k_{y1} = \frac{\int_{30}^{150} \sin(\alpha)}{\int_0^{180} \sin(\alpha)} = 0,866 \quad (4.1)$$

Pro 5. harmonickou jsou meze 150 a 750°, činitel $k_{y5} = 0,866$, pro 7. harmonickou 0,866 atd. Z těchto výsledků je patrné, že kombinace 9 drážek na 6 pólů netlumí vyšší harmonické.

Stejným postupem určíme i činitele krácení kroku pro kombinaci 12 drážek na 10 pólů: $k_{y1} = 0,966$, $k_{y5} = 0,259$, $k_{y7} = 0,259$. Na rozdíl od předchozí, činitel rozlohy této kombinace není roven jedné a pro jednotlivé harmonické je roven:

$$k_{r1} = \frac{4 \cdot \cos(15^\circ)}{4} = 0,966 \quad (4.2)$$

Pro další harmonické $k_{r5} = 0,259$, $k_{r7} = 0,259$. Kombinace 12 drážek na 10 pólů tedy výrazně utlumuje vyšší harmonické oběma činiteli.

Při použití kombinace s vyšším počtem pólů se zvýší frekvence magnetické indukce ve statorovém svazku. Při změně z 6 na 10 pólů a při požadovaných otáčkách 4 500 min⁻¹ vzroste frekvence z 225 Hz na 375 Hz, čímž se zvýší ztráty v železe stroje. Krom zvýšení ztrát vzrostou

i požadavky na frekvenční měnič. Kombinace 9 drážek na 6 pólů se využívá u levnějších aplikací, kde nejsou tak vysoké požadavky na výsledné parametry stroje.

4.2 Vliv nelineární magnetizační charakteristiky

Jak je zmíněno v kapitole 2.1.2, idealizované elektrotechnické plechy mají lineární magnetizační charakteristiku. Tohoto zjednodušení lze v praxi využít jen v rozmezí lineární oblasti skutečné charakteristiky. Pro ilustraci vlivu reálných parametrů stroje je vytvořen model s konstantní relativní permeabilitou a výsledný průběh indukovaného napětí je porovnán s výsledky modelu s nelineární charakteristikou.

Pro lineární model je uvažována relativní permeabilita $\mu_r = 5000$, v případě nelineárního modelu je využita magnetizační charakteristika vyvozená z katalogového listu, který je uložen v přílohách.

Úmyslné přesycování některých částí stroje může být využíváno ke změně rozložení magnetického pole oproti rozložení, které by bylo na nepřesyceném materiálu.

4.3 Porovnání vlivů na modelech FEMM

Pro porovnání výše zmíněných vlivů jsou zpracovány 4 modely stroje s netvarovanými permanentními magnety na povrchu rotoru. Tyto modely mají soustředěné vinutí v uspořádání 9 drážek na 6 pólů a 12 drážek na 10 pólů a to s lineárním a nelineárním materiálem plechů. Pro zobrazení tvaru indukovaného napětí nejsou důležité jednotlivé parametry stroje, důležité je, aby byly pro všechny modely stejné. Proto není vypracován konkrétní návrh parametrů jednotlivých modelů, ale je odvozen přibližný na základě výpočtu stroje s tvarovanými magnety.

Magnety jsou v těchto modelech magnetovány radiálně.

Tabulka 5: Společné parametry pro modely

Délka svazku	[mm]	10
Počet vodičů v drážce	[-]	42
Pólové krytí	[-]	0,8
Výška magnetů	[mm]	2
Vnější průměr statoru	[mm]	135
Výška vzduchové mezery	[mm]	0,7

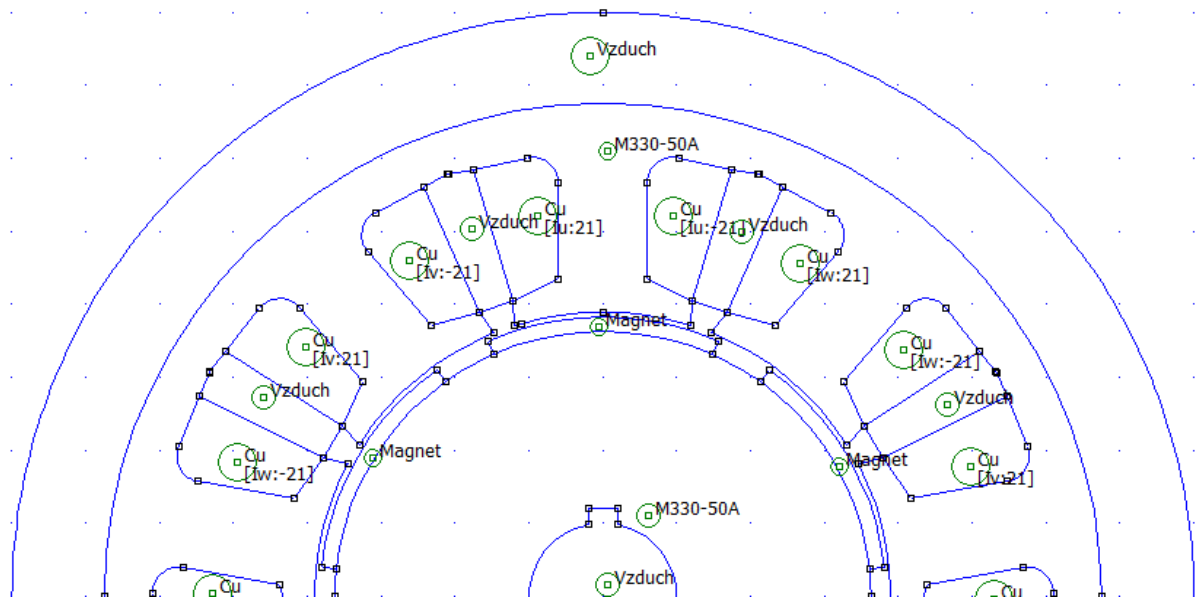
Nastavení programu bylo popsáno již dříve. Nastavované hodnoty jsou uvedeny v tabulce 5, případně jsou použity obecně platné materiálové vlastnosti.

Pro získání indukovaného napětí je využito Lua scriptu, který pootáčí s rotorem po dostatečně malých krocích. V modelu jsou nastaveny elektrické obvody, ale jejich napájecí proudy jsou nulové. Při tomto krokovém řešení modelu můžeme snímat zároveň i moment stroje, který bude odpovídat reluktančnímu momentu.

Výstupy z analýzy programu FEMM budou tedy průběhy reluktančního momentu a magnetických toků jednotlivých fází. Výsledné indukované napětí stanovíme jako časovou derivaci spráženého toku. Při zachování stejného počtu závitů ve fázi můžeme porovnávat nejen průběh, ale i amplitudu indukovaného napětí, pouze však u stejné kombinace vinutí (například 9 drážek na 6 pólů).

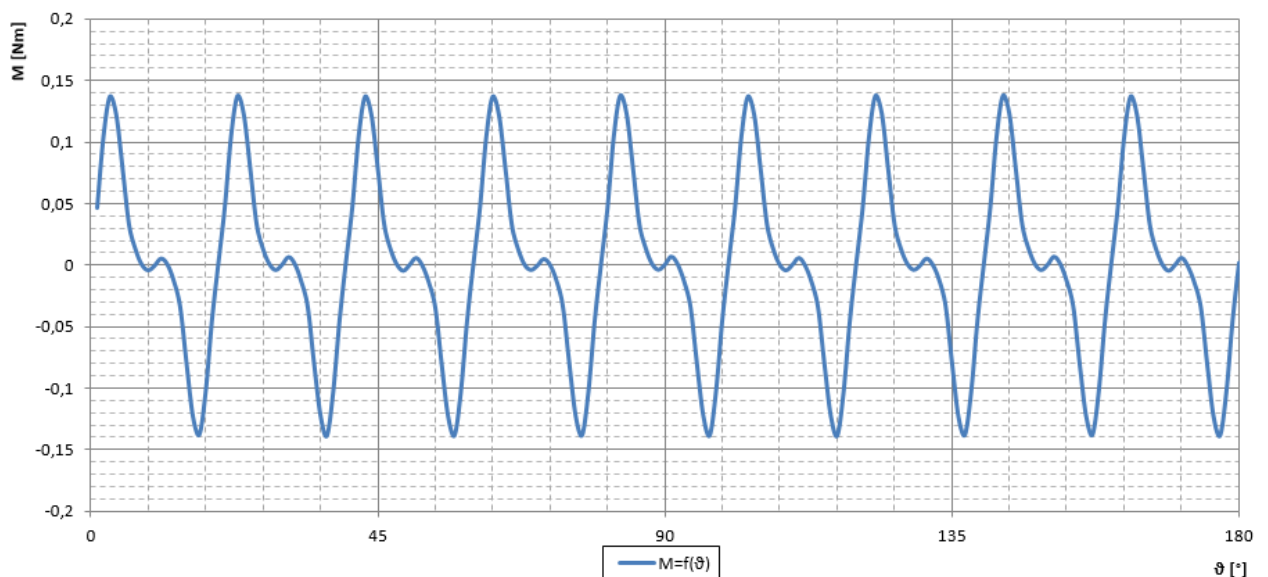
$$U_i = - \frac{d\Psi}{dt} \quad (4.3)$$

4.3.1 Model 9 drážek na 6 pólů s lineární charakteristikou



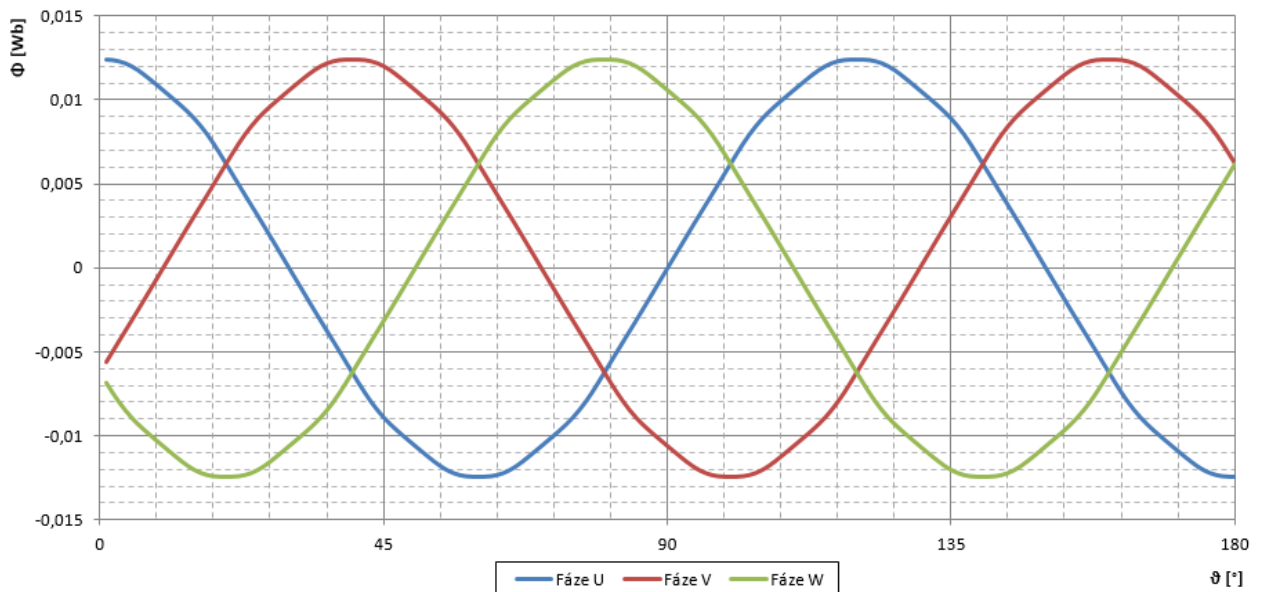
Obrázek 41: Model 9 drážek na 6 pólů s magnety na povrchu

Zobrazení tvaru cívek je přibližné, důležité jsou především správně nastavené počty závitů a příslušnost k dané fázi. Pro první model je zobrazen i průběh reluktančního momentu, pro další modely bude pouze uvedena jeho maximální hodnota.



Obrázek 42: Průběh reluktančního momentu lineárního modelu 9 drážek na 6 pólů

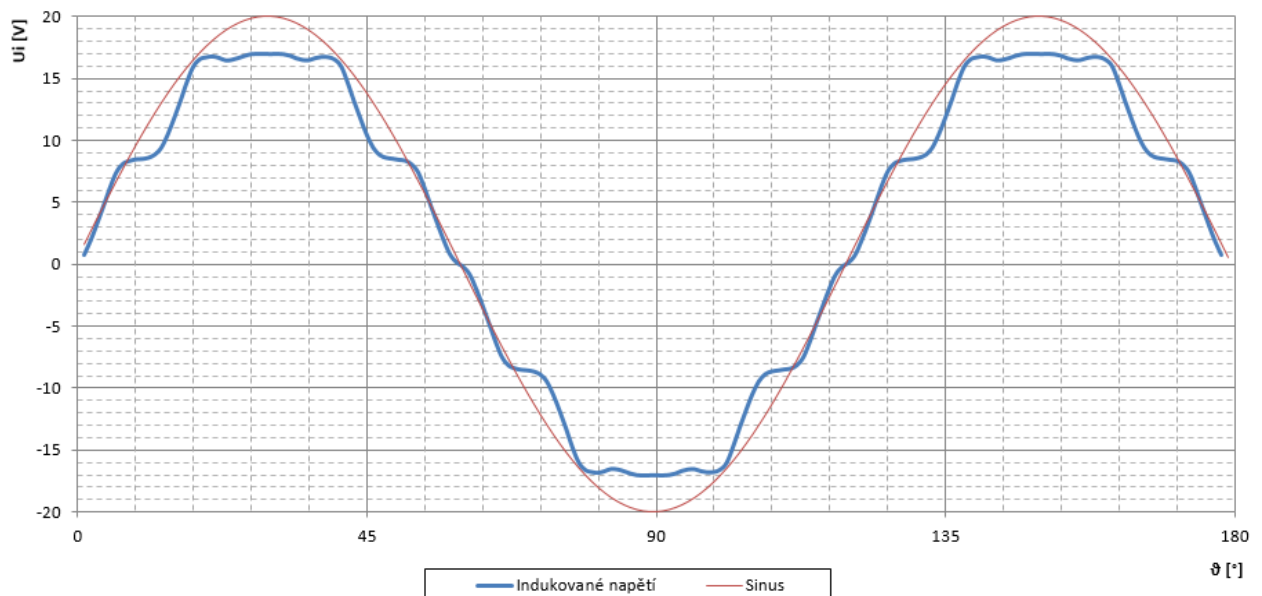
Z obrázku 42 je patrné, že maximální hodnota reluktančního momentu je přibližně 0,14 Nm. Střední hodnota tohoto momentu je nulová, takže vyvolává pouze zvlnění momentu a přídavné ztráty v železe.



Obrázek 43: Průběhy magnetických toků lineárního modelu 9 drážek na 6 pólů

Z obrázku 43 vidíme, že magnetické toky všech tří fází jsou symetrické a jsou patrné odchylky od sinusového průběhu. Tyto odchylky se značně projeví v průběhu indukovaného napětí, protože časová derivace zvýrazní především změny směru průběhů.

Po ověření symetrie toků v různých fázích je zobrazen průběh indukovaného napětí jedné fáze a k průběhu je přidán pro porovnání sinusový průběh.



Obrázek 44: Průběh indukovaného napětí lineárního modelu 9 drážek na 6 pólů

Na průběhu indukovaného napětí jsou patrné výraznější odchylky od sinusového průběhu a potvrzují výše zmíněnou domněnku. Průběh spíše odpovídá indukovanému napětí, které by bylo požadováno u EC motoru se dvěma drážkami na pól a fázi. Maximální hodnota tohoto průběhu je přibližně 17 V, přičemž sinusový průběh zvolený pro porovnání dosahuje 20 V.

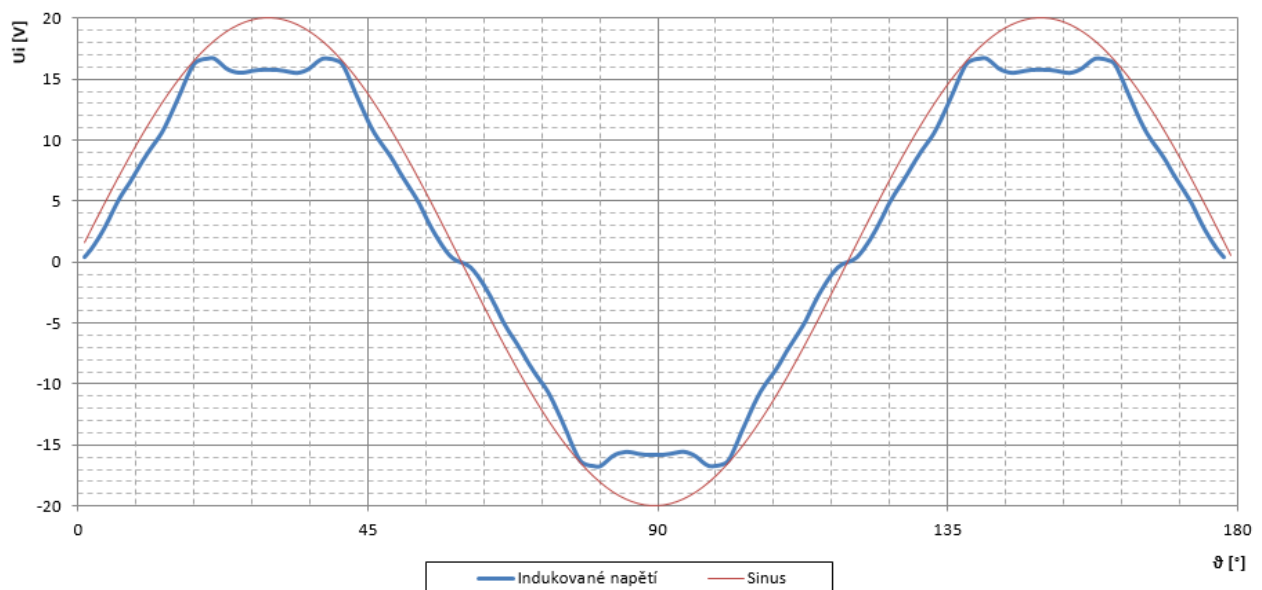
4.3.2 Model 9 drážek na 6 pólů s nelineární charakteristikou

Pro zjištění vlivu nelineárnosti materiálů použijeme stejný model, pouze s materiálem elektromagnetických plechů zadaným pomocí jeho magnetizační charakteristiky. Výpočet s využitím nelineární magnetické charakteristiky je i při stejném počtu prvků sítě, časově náročnější. Průběh reluktančního momentu je obdobný jako u lineárního modelu, pouze se zvýšilo jeho maximum na 0,16 Nm.



Obrázek 45: Průběhy magnetických toků nelineárního modelu 9 drážek na 6 pólů

Průběhy magnetických toků jsou opticky více vyhlazené, odchylka od sinusového průběhu je však stále patrná. V oblastech kolem amplitudy je průběh zaoblený, stoupání je mírnější což se projeví v derivaci.



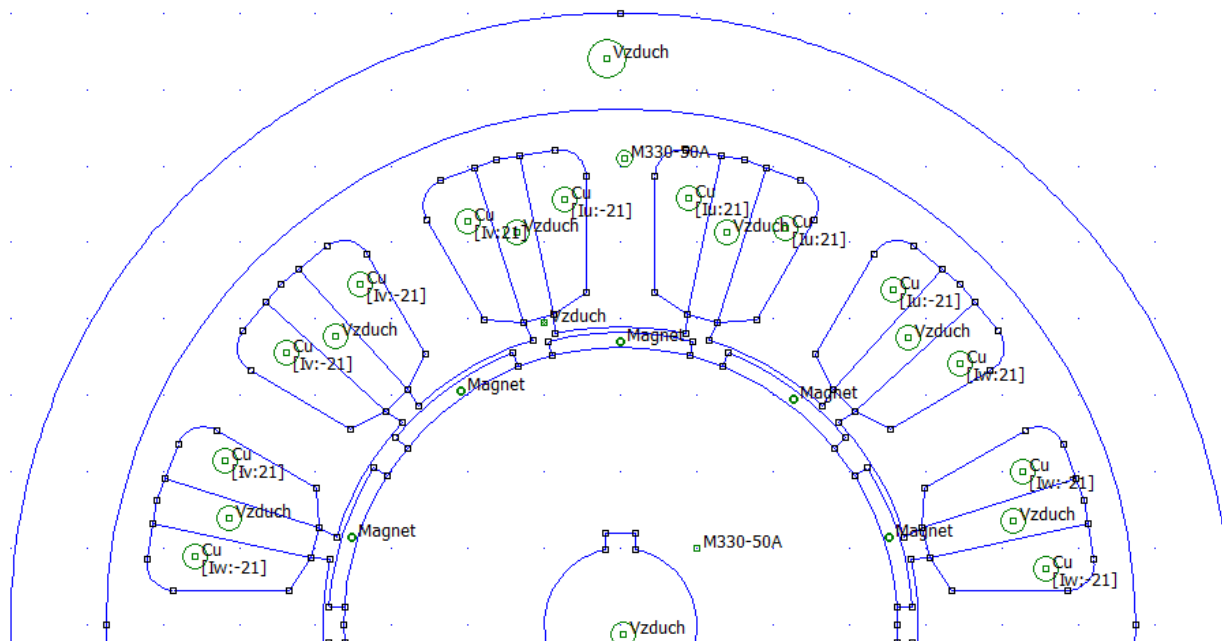
Obrázek 46: Průběh indukovaného napětí nelineárního modelu 9 drážek na 6 pólů

Oproti předchozímu modelu se průběh vyhladil v oblastech klesání a stoupání, v okolí maxima se zvýraznil propad průběhu, přibližně o 1 V. Nelineární magnetizační charakteristika

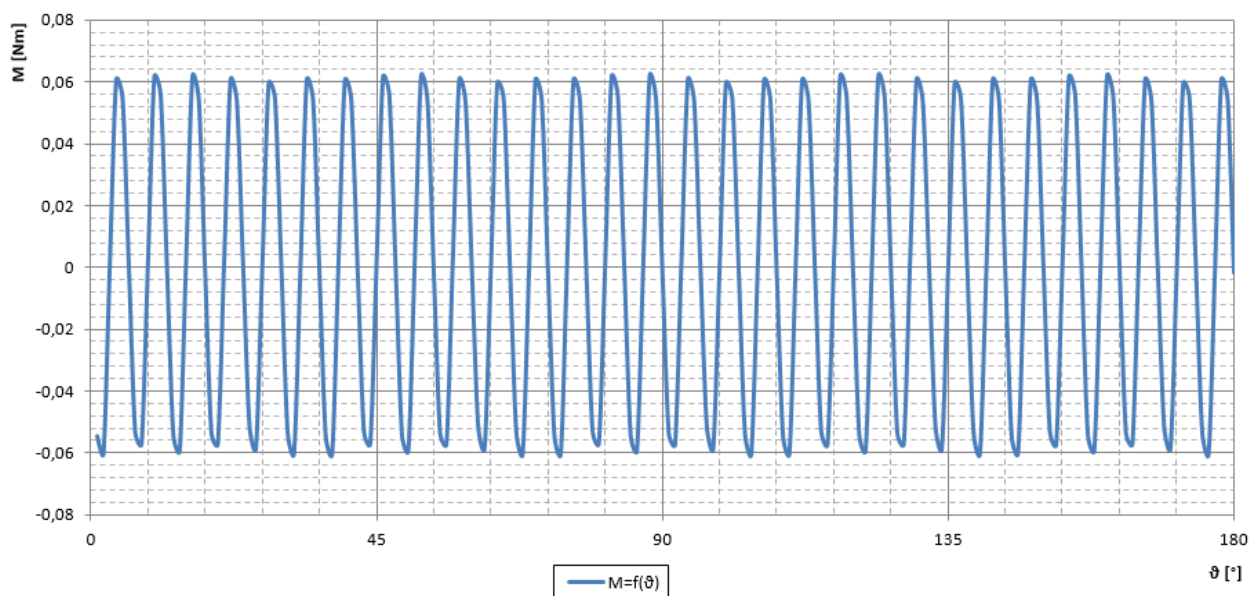
způsobila změnu sycení některých oblastí v magnetickém obvodu stroje, a tím se změnilo rozložení magnetického pole a s ním i výsledný průběh indukovaného napětí.

4.3.3 Model 12 drážek na 10 pólů s lineární charakteristikou

Geometrie modelu 12 drážek na 10 pólů byla vytvořena pro obdobné parametry statorového svazku. Pro porovnání je zobrazena na obrázku 47.

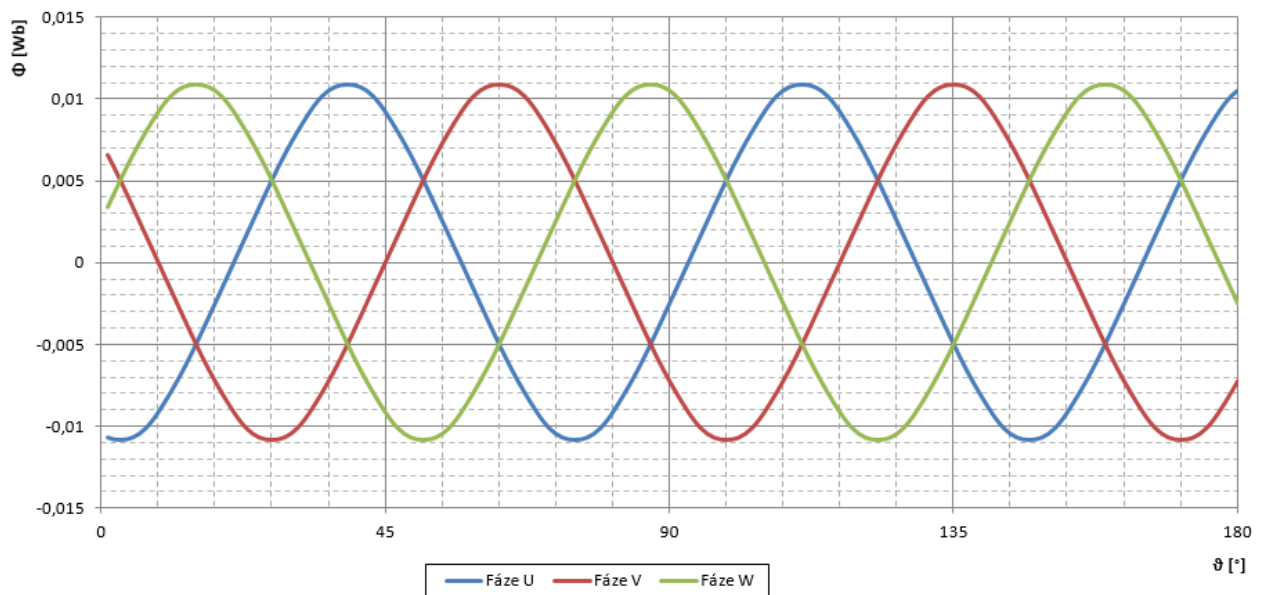


Obrázek 47: Model 12 drážek na 10 pólů s magnety na povrchu



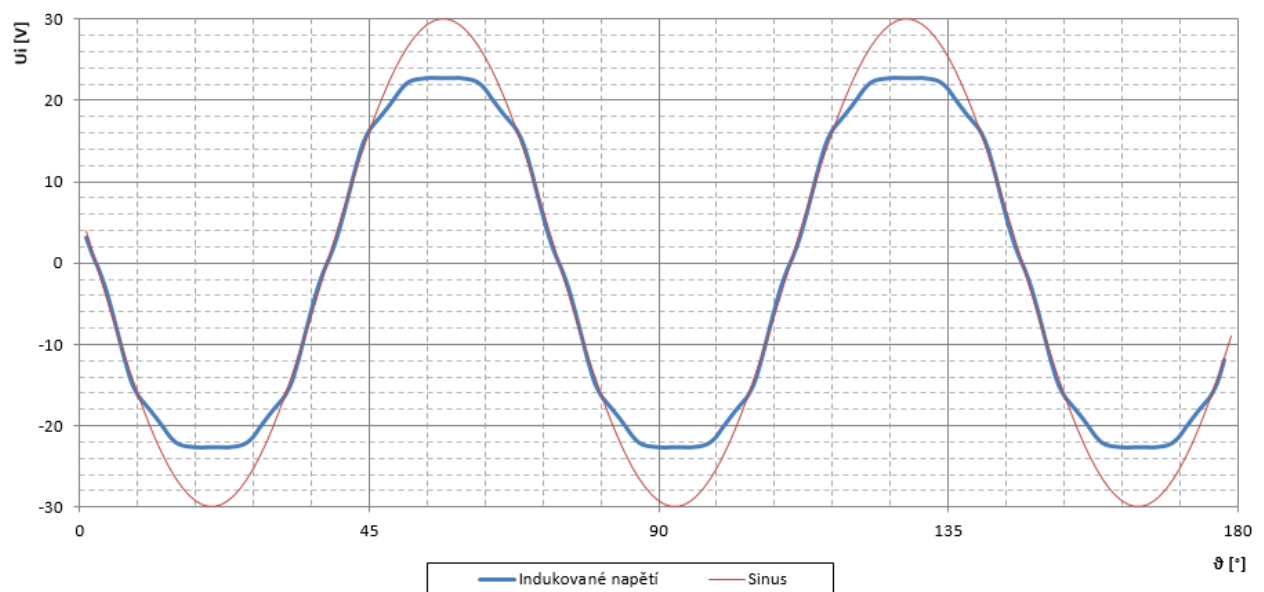
Obrázek 48: Průběh reluktančního momentu lineárního modelu 12 drážek na 10 pólů

Průběh reluktančního momentu se změnil, především značně pokleslo jeho maximum, z 0,15 Nm na 0,06 Nm. Na průběhu je patrné jisté malé zvlnění kolem nuly, střední hodnota tohoto momentu je však opět nulová.



Obrázek 49: Průběhy magnetických toků lineárního modelu 12 drážek na 10 pólů

Průběhy magnetických toků se více přiblížily sinusovému průběhu. Na tento fakt má zásadní vliv výše zmíněné ztlumení vyšších harmonických tímto uspořádáním.

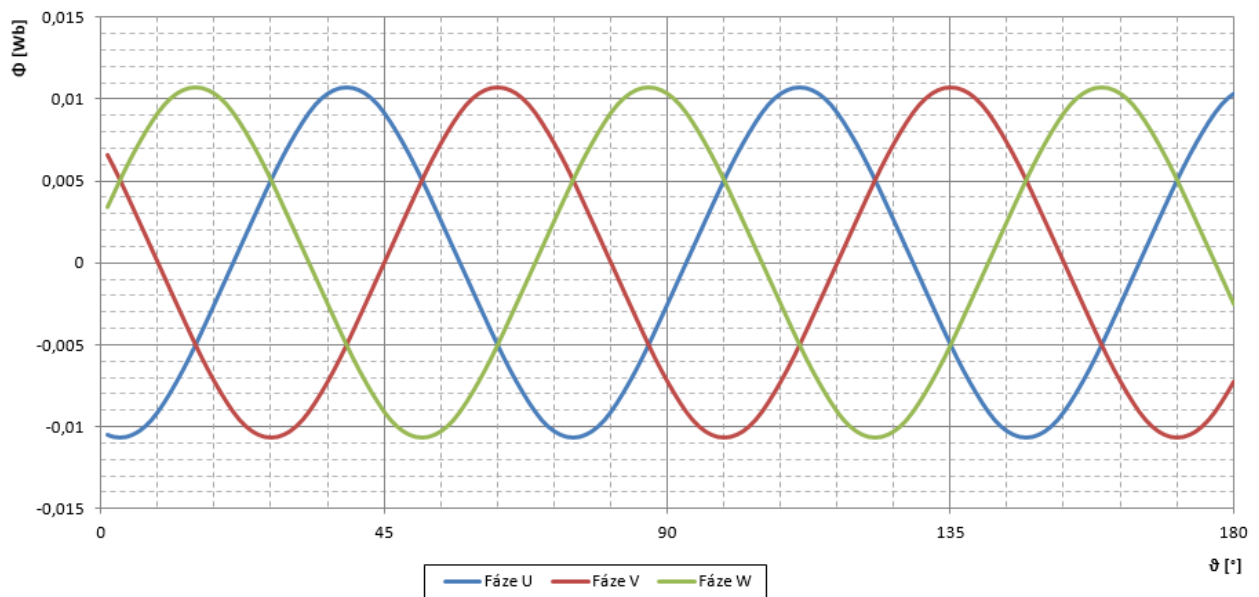


Obrázek 50: Průběh indukovaného napětí lineárního modelu 12 drážek na 10 pólů

Indukované napětí modelu 12 drážek na 10 pólů má vyšší hodnotu, což je způsobeno především změnou počtu drážek a tím i závitů ve stroji. Průběh se také změnil, jak bylo patrné již z průběhů magnetických toků a jejich derivace se více přibližuje sinusovému tvaru. V okolí maxima je opět patrná oblast s konstantním indukovaným napětím a po stranách průběhu je patrné zvlnění.

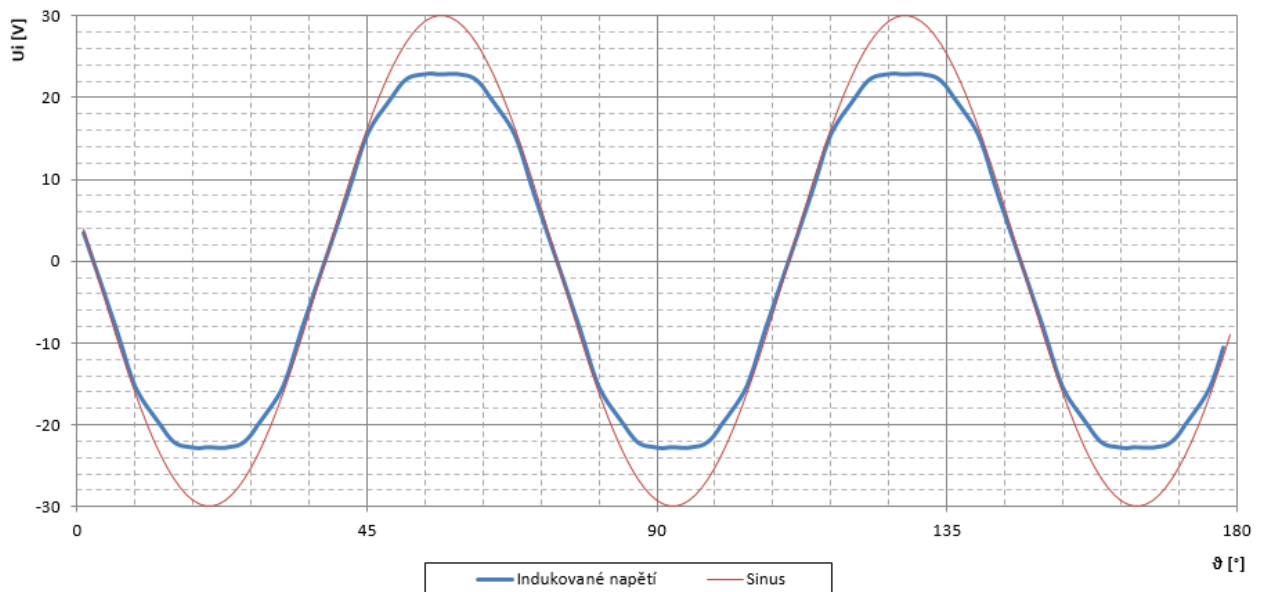
4.3.4 Model 12 drážek na 10 pólů s nelineární charakteristikou

Změna modelu je stejná jako v kapitole 4.3.2. Průběh reluktančního momentu je obdobný jako u lineárního modelu, jeho amplituda se však snížila na 0,05 Nm.



Obrázek 51: Průběhy magnetických toků nelineárního modelu 12 drážek na 10 pólů

Opticky již není příliš patrný rozdíl mezi průběhy magnetických toků. Změny se však projeví po derivaci v průběhu indukovaného napětí.



Obrázek 52: Průběh indukovaného napětí lineárního modelu 12 drážek na 10 pólů

Při zachování amplitudy a průběhu indukovaného napětí v jejím okolí, se odstranilo zvlnění ze stran průběhu.

4.4 Vyhodnocení vlivů

U modelu 9 drážek na 6 pólů je patrná značná deformace průběhu indukovaného napětí oproti sinusovému průběhu. V případě lineárního modelu je patrný spíše průběh, který by byl vhodný pro EC motor, tj. schodovitý tvar. Vlivem nelinearity materiálu se tento tvar stává spíše lichoběžníkový. Skutečný materiál tedy zlepšuje průběh indukovaného napětí pro využití v PMSM, ale je zde patrný vliv osazení magnetů s konstantní výškou na povrchu rotoru.



Průběh indukovaného napětí u modelu 12 drážek na 10 pólů se více přibližuje sinusovému průběhu, vliv uložení magnetů je však stále patrný. Oproti předchozí kombinaci je zde značně viditelné tlumení vyšších harmonických, proto je průběh kvalitnější. Použitím nelineárního materiálu se průběh ještě více přizpůsobí požadovanému tvaru.

Toto uložení a úprava magnetů na rotoru bývá spíše používána u EC motorů, kde jsou požadavky na indukované napětí jiné. Pro další zkoumání budou tedy využity jiné typy uložení rotorových magnetů.

Pro porovnávání vlivu materiálu byly využity modely s maximální hodnotou magnetické indukce v okolí kolena skutečné magnetizační charakteristiky. Tato oblast je vhodná pro zobrazení rozdílů v modelech s lineárním a nelineárním materiálem elektrotechnických plechů.

Pokud bychom použili modely s menší hodnotou magnetické indukce v řezu stroje, nelineární materiál by se pohyboval v lineární oblasti své magnetizační charakteristiky a rozdíly mezi průběhy by byly dány rozdílem mezi nastavenou relativní permeabilitou lineárního materiálu a její skutečnou hodnotou u nelineárního modelu. V tomto případě by tedy mohly být výstupy obou modelů stejné. V některých případech s nižším sycením lze použít lineární materiál, například pro zrychlení výpočtů.

V opačném případě, tedy pokud bychom použili model s výrazně vyšším sycením (i když jen v některých oblastech stroje), by rozdíly mezi výstupy ze simulací byly daleko patrnější. Vhodnou konstrukcí lze dosáhnout přesycení v malých oblastech, ztráty v železe příliš nevzrostou, ale změní se rozložení magnetického pole, a tím pádem se změní i další veličiny, jejichž parametry se odvíjí od rozložení magnetického pole. V případě lineárního modelu k žádnému přesycení nedojde a magnetické pole bude mít rozdílné rozložení.

Jak bylo řečeno výše, lineární feromagnetické materiály prakticky neexistují, toto srovnání má především poukázat na rozdíl v simulacích a nutnost používat správně zadané materiály se všemi jejich vlastnostmi, případně kdy lze využít zjednodušení.

5 STROJE S VNOŘENÝMI MAGNETY

Ze závěru předchozí kapitoly vychází, že netvarované magnety umístěné na povrchu rotoru nejsou nejvhodnějším uspořádáním pro PMSM. Tvarované magnety jsou nákladné na výrobu a přesnost jejich provedení se odvíjí od jejich obrobitelnosti. Pro použití jednodušších tvarů PM je vhodné například provedení rotoru s vnořenými magnety. Toto provedení má následující vlastnosti:

- Odpadá nutnost tvarování PM, lze využít jednoduché sériově vyráběné tvary, například s obdélníkovým průřezem, v případě potřeb natvarování magnetického obvodu je možné obrábět rotorový svazek.
- U rotorů s PM na povrchu je odbuzování stroje je v praxi velmi obtížně proveditelné, u vnořených magnetů je však odbuzování možné.
- Odstředivá síla nepůsobí přímo na odtrhnutí PM - nižší nároky na jejich připevnění k rotoru (především na lepení) a nutnost bandážování zcela odpadá.
- Výhodné v případě strojů s vysokými otáčkami.
- Vyšší odolnost proti trvalé demagnetizaci.
- Některé PM mají vysokou elektrickou vodivost, vznikají v nich vířivé proudy a bez využití segmentování magnetů se mohou ohřívat, což je v kombinaci s jejich teplotně nestálými charakteristikami a omezenou maximální teplotou nevhodné.
- Povrch rotorového svazku lze přesněji opracovat, což nám umožní snížit minimální vzduchovou mezeru.
- Obtížná reprezentace magnetického obvodu pomocí analogií s elektrickým obvodem pro analytické výpočty.
- U některých uspořádání je nižší magnetická indukce ve vzduchové mezeře oproti PM na povrchu.

Stroje s vnořenými magnety mají řadu výhod, což je činí vhodnými pro další prozkoumání, především z hlediska vlivu jejich jednotlivých uspořádání, případně úprav částí stroje na průběh indukovaného napětí. Některá jejich uspořádání byla uvedena v kapitole 2.2, konkrétní typy budou rozebrány později.

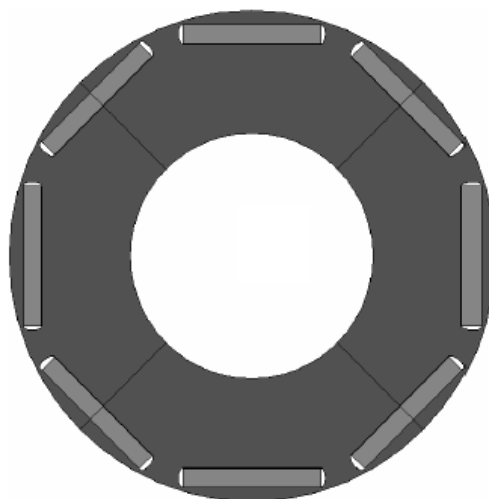
Pro simulace těchto provedení jsou použity modely s nelineární magnetizační charakteristikou elektrotechnických plechů, konstantní výškou magnetů 3 mm, výškou vzduchové mezery 0,5 mm, paralelním magnetováním PM a obdobnými parametry, které byly využívány v kapitole 4. Pro porovnání vlivu uspořádání budou modely v uspořádání 9 drážek na 6 pólů, protože netlumí vyšší harmonické a vliv rozmístění PM bude patrnější. Pro provedení s vhodnými výsledky bude vytvořen i model 12 drážek na 10 pólů, aby byl opět patrný rozdíl mezi těmito uspořádáními i v případě vnořených magnetů

5.1 Simulace jednotlivých typů rotorů s vnořenými PM

Pro toto porovnání byly zvoleny následující uspořádání PM na rotoru zvané: V, I a RI. Jejich podoby jsou znázorněny v jednotlivých podkapitolách.

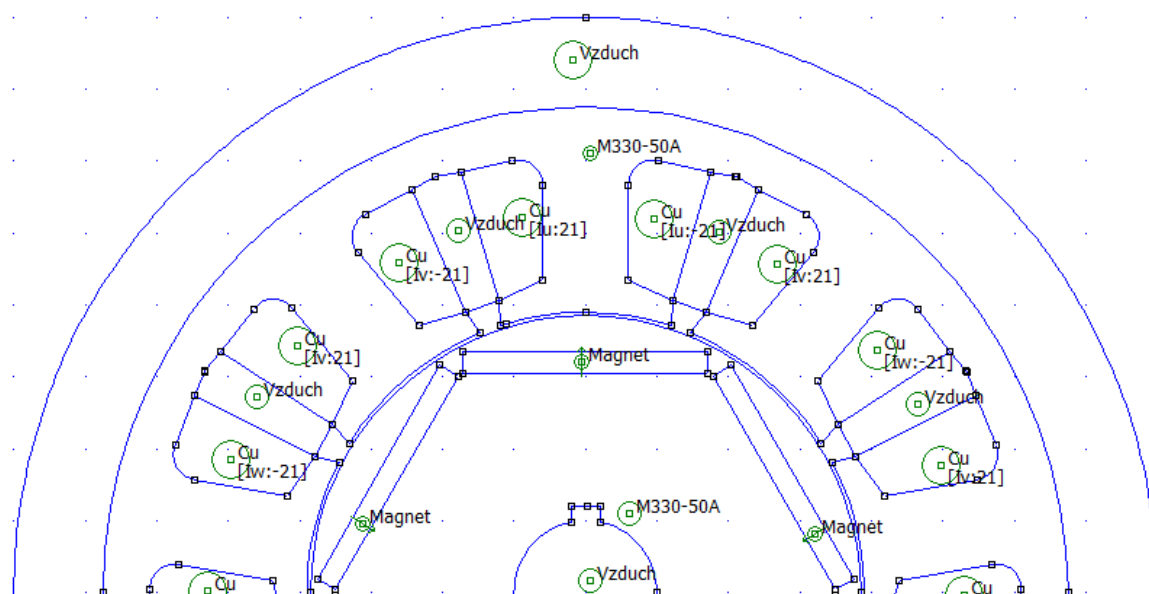
5.1.1 Rotor typu I

V tomto rozložení se využívá shodného počtu magnetů s počtem pólů. Magnety jsou uloženy kolmo k ose statorového zubu a jejich uspořádání v rotorovém svazku tedy odpovídá n úhelníku (kde n je počet pólů stroje), jak zobrazuje obrázek 53.



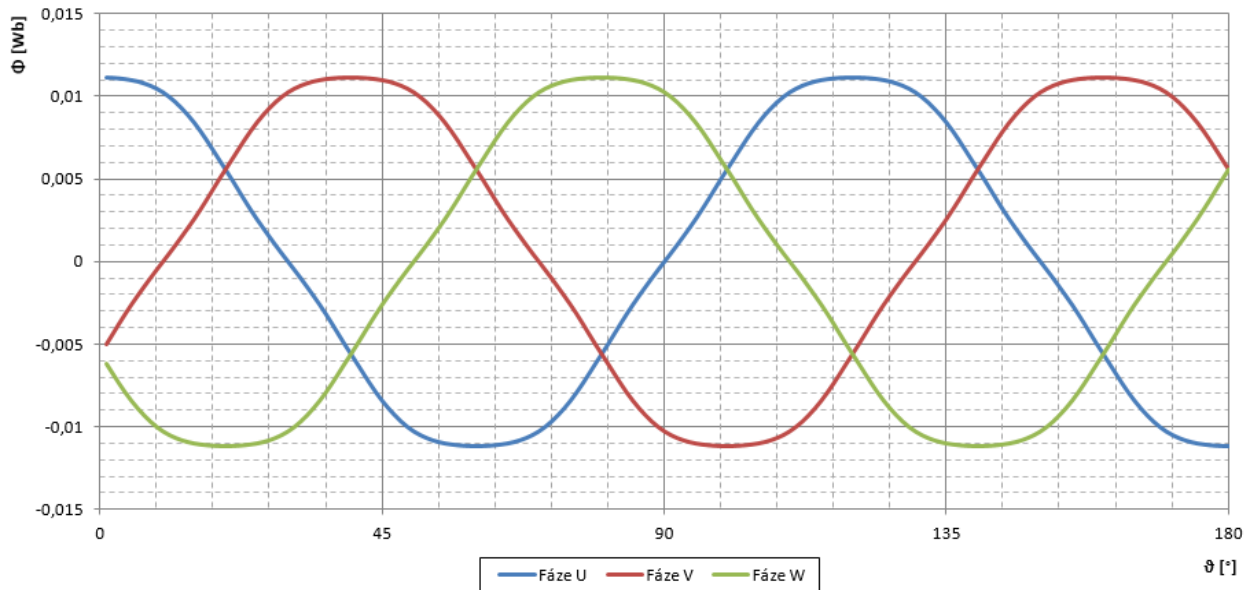
Obrázek 53: Rotor s vnořenými magnety typ I [19]

Geometrie tohoto typu je poměrně jednoduchá. Nevýhodou jsou úzké mostky v okolí magnetů, především mezi magnetem a vzduchovou mezerou a mezi magnety sousedních pólů. Tyto mostky musí být úzké, protože představují zkrat v magnetickém obvodu a při zúžení v nich dojde k přesycení materiálu a tím i k zvýšení reluktance. Zvýšení reluktance mezi sousedními magnety se dá docílit i vložením malé vzduchové mezery mezi bok magnetu a svazek. Na druhé straně minimální tloušťka můstků je dána mechanickými vlastnostmi plechů vzhledem k pevnosti konstrukce rotoru. V geometrických návrzích je vzhledem k velikosti a hmotnosti navrhovaného stroje uvažována jako minimální hodnota pro tyto můstky 0,8 mm.



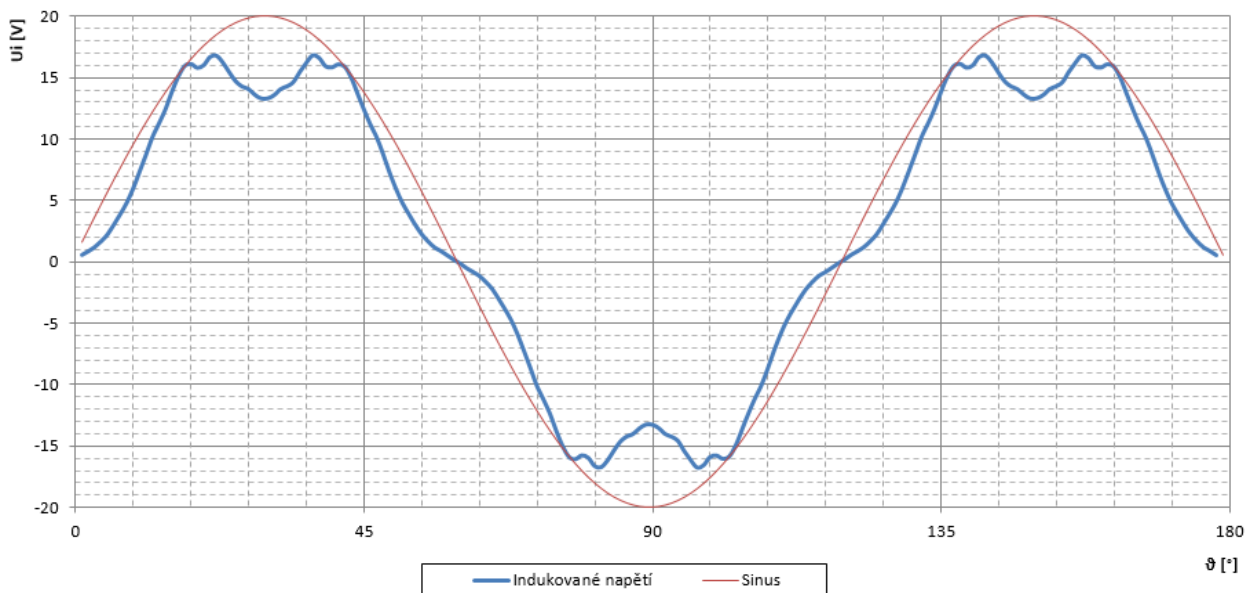
Obrázek 54: Model s vnořenými PM typu I, 9 drážek na 6 pólů, program FEMM

Jednotlivé modely vychází z modelů uvedených v kapitole 4. Porovnávané hodnoty jsou i zde především průběhy magnetických toků a indukovaného napětí, krátce je zmíněna i velikost reluktančního momentu.



Obrázek 55: Průběhy magnetických toků, rotor s vnořenými PM typu I

Průběhy magnetických toků jsou analogické s průběhy v případě využití magnetů na povrchu. Reluktanční moment má také podobný průběh jako v případě magnetů na povrchu, ale jeho maximální hodnota je přibližně 0,08 Nm, což je o 50 % méně. Z analogie průběhů magnetických toků lze usuzovat i podobnost průběhů indukovaného napětí.



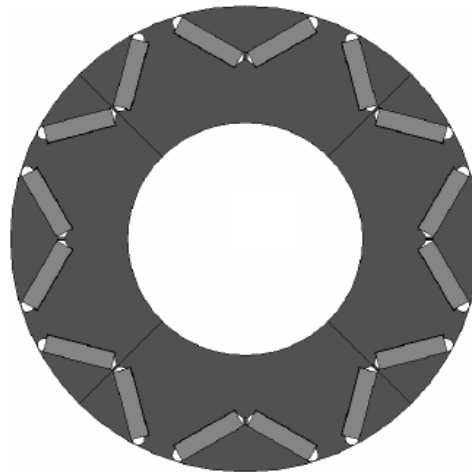
Obrázek 56: Průběh indukovaného napětí, rotor s vnořenými PM typu I

Průběh indukovaného napětí je také obdobný. Hlavní rozdíly jsou patrné ve formě zvětšení propadů, především v oblasti předpokládaného maxima průběhu. Maximální hodnota indukovaného napětí je obdobná, přibližně 17 V, a je dosahována v oblastech před a za předpokládaným maximem. V místě sinusové maxima má indukované napětí propad na 13 V.

Z těchto výsledků vyplývá, že vnořené magnety typu I jsou ekvivalentní stroji s PM na povrchu. Pro jejich konstrukci jsou však zapotřebí magnety obdélníkového průřezu s paralelním magnetováním, jejichž výroba je méně nákladná. Maximální hodnoty jsou ve stejných oblastech a s minimálním rozdílem, pokles v místech maxima sinusového průběhu je větší o 3 V, což odpovídá 17,65 % maximální hodnoty. Maximální hodnota reluktančního momentu je příznivější než v případě PM na povrchu, poklesla o 50 %. Tento pokles je způsoben především jednodlostí povrchu rotoru a větší vzdáleností PM od statorových zubů.

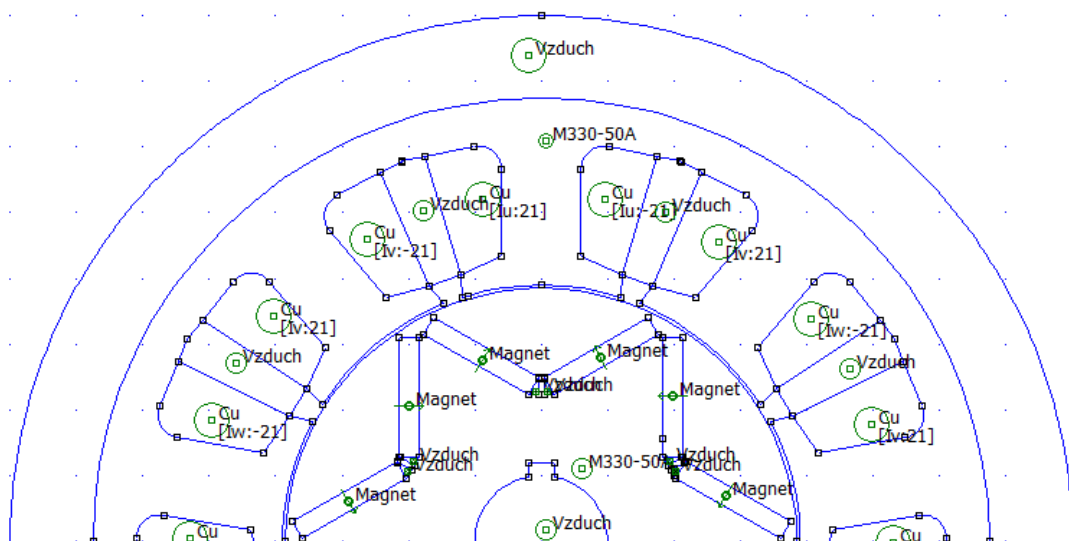
5.1.2 Rotor typu V

V tomto případě se na rozdíl od předchozího typu využívá dvojnásobného počtu magnetů, než je počet pólů. Magnety jsou rozděleny vždy na dva stejně magnetované segmenty, které jsou uloženy zrcadlově k sobě na místech jednoho původního segmentu u typu I. Jejich rozložení je zobrazeno na obrázku 57.

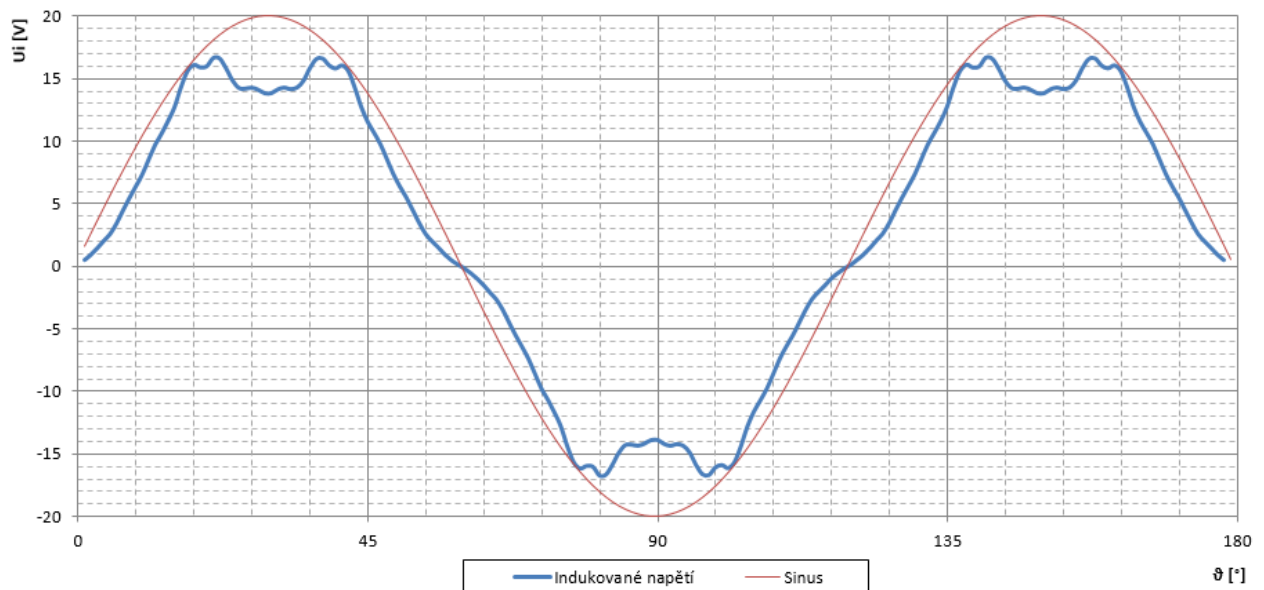


Obrázek 57: Rotor s vnořenými magnety typ V [19]

Geometrie tohoto uspořádání je složitější než v případě typu I, ale pořad je zachován obdélníkový průřez používaných magnetů. V modelu tohoto typu vnořených PM je použita i vzduchová mezera u můstku mezi dvěma segmenty jednoho pólu rotoru.



Obrázek 58: Model s vnořenými PM typu V



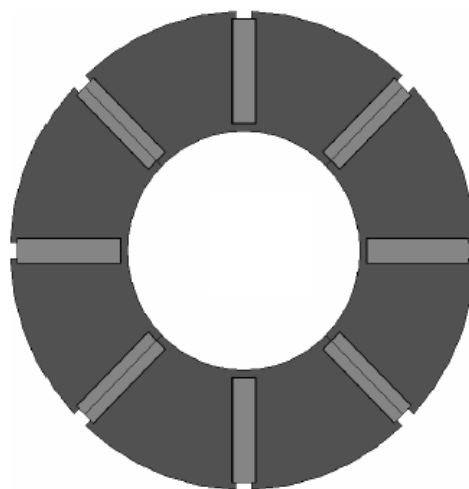
Obrázek 59: Průběh indukovaného napětí, rotor s vnořenými PM typu V

Z důvodu podobnosti výsledků těchto dvou provedení (I a V), je uveden pouze průběh indukovaného napětí. Jak je patrné z obrázků 56 a 59, maxima indukovaného napětí jsou stejně velká, zmírnily se propady, včetně toho v oblasti maxima sinusu, který je nižší o 1 V, což odpovídá zlepšení o 5,88 %. Průběh i maximální hodnota reluktančního momentu jsou analogické.

Stejně jako v případě typu I jsou zde jistá mechanická omezení v oblastech můstků. Každý navržený řez stroje musí být podroben i mechanickým, případně tepelným, výpočtům, aby byl realizovatelný.

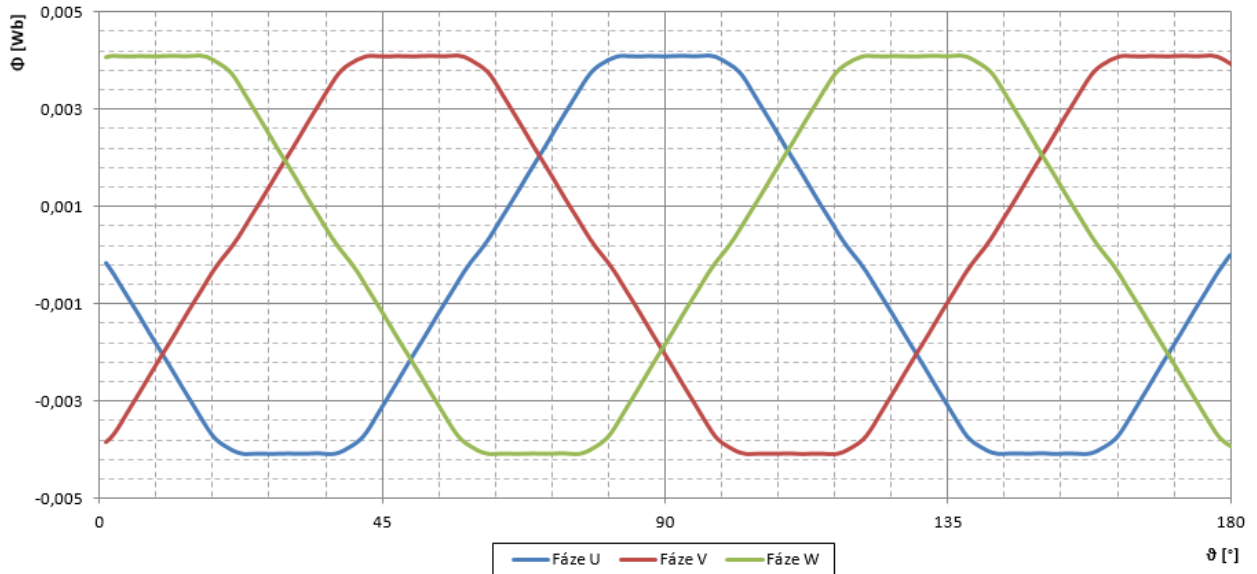
5.1.3 Rotor typu RI

Toto uspořádání využívá stejného počtu magnetů jako je počet pólů. Magnety jsou opět magnetovány paralelně, ale jsou uloženy rovnoběžně s osou statorového zubu, jak je patrné z obrázku 60.



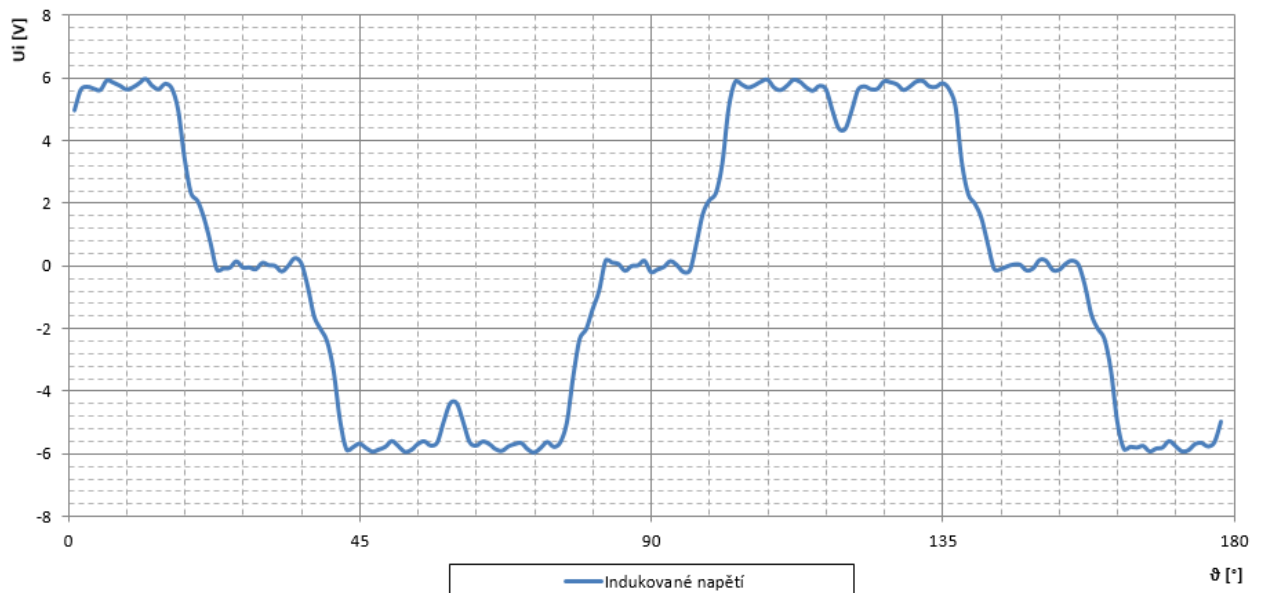
Obrázek 60: Rotor s vnořenými magnety typ RI [19]

Z rozložení magnetů je patrné, že tento typ je limitován mechanickou pevností můstků oddělujících PM od hřídele. Tyto můstky zároveň spojují jednotlivé části rotorového svazku, které jsou mezi jednotlivými PM. Pevnost celého balení je velmi závislá na provedení svazku, případně na dalších zpevňujících opatřeních, například na sešroubování (pokud velikost magnetické indukce v rotorovém svazku umožní vytvořit do balení díry).



Obrázek 61: Průběhy magnetických toků, rotor s vnořenými PM typu RI

Průběh magnetických toků odpovídá pilovitému průběhu s uříznutými vrcholy. Tento průběh by spíše vyhovoval při konstrukci EC motorů. Indukované napětí bude v souladu s tímto průběhem. Reluktanční moment má maximální hodnotu 0,01 Nm, což je pokles na 12,5 % reluktančního momentu I a V typu.



Obrázek 62: Průběh indukovaného napětí, rotor s vnořenými PM typu RI

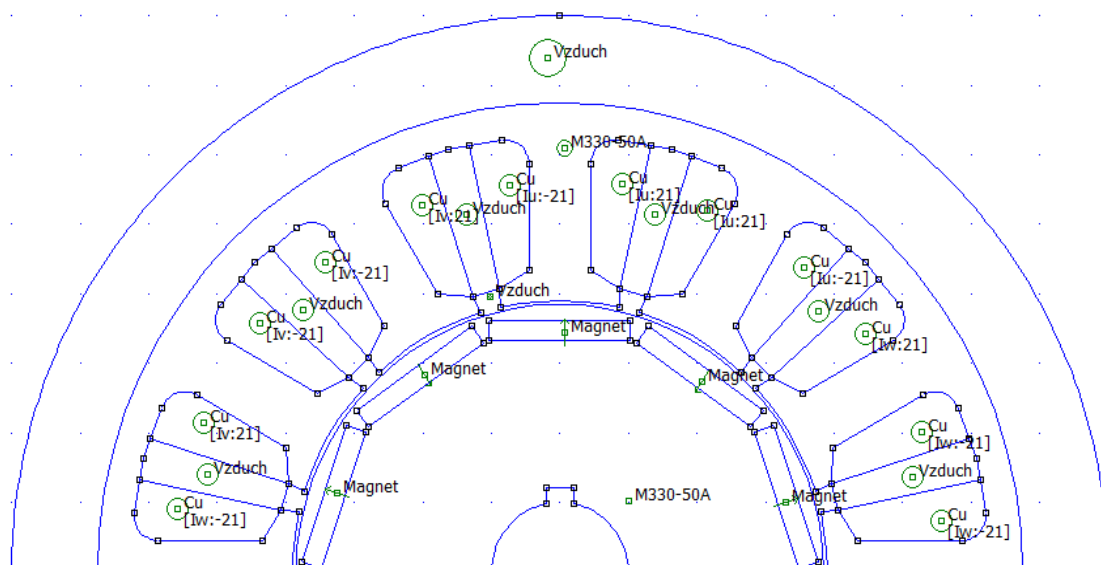
Průběh indukovaného napětí je obdélníkový s chodem 2/3 napájen a 1/3 bez napájení. Stejně jako magnetický tok tento průběh odpovídá spíše EC motoru.

Průběhy při rozložení RI jsou více odlišné od požadavku na sinusové indukované napětí než předchozí dva typy. Toto rozložení má však dobré možnosti odbuzování a v případě potřeby, této nebo jiné z jeho předností, lze použít do PMSM.

5.1.4 Rotor typu I s uspořádáním 12 drážek na 10 pólů

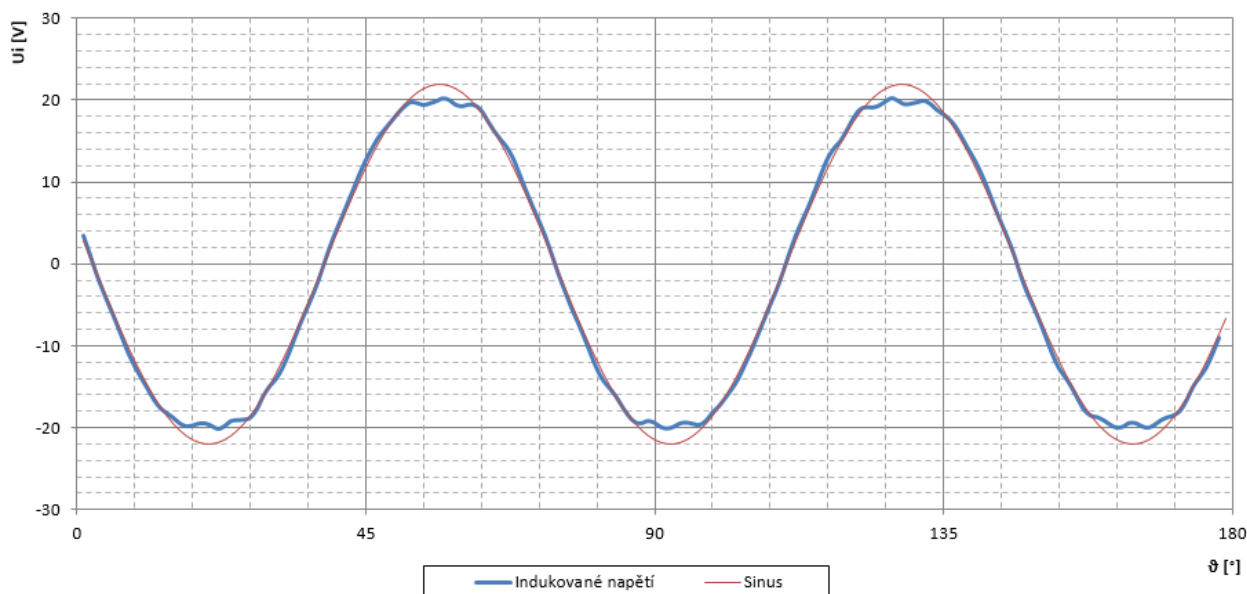
Kvůli nejjednodušší konstrukci a srovnatelným výsledkům je pro další analýzy využít typ I. Pro srovnání je proveden i model 12 drážek na 10 pólů, aby se potvrdilo zachování jeho vlastností i v případě vnořených PM.

Statorový plech zůstal stejný jako u modelu s PM na povrchu, uspořádání rotoru vychází z modelu 9 drážek na 6 pólů typu I.



Obrázek 63: Model s vnořenými magnety typu I, 12 drážek na 10 pólů

Průběhy magnetického toku modelů 12 drážek na 10 pólů jsou blízké sinusovým průběhům, rozdílů již nejsou opticky patrné. Z tohoto důvodu je zobrazen pouze průběh indukovaného napětí se srovnávacím sinusovým průběhem.



Obrázek 64: Průběh indukovaného napětí modelu 12 drážek na 10 pólů, vnořené PM typu I



Průběh indukovaného napětí se blíží sinusovému průběhu, odchylky jsou patrné v oblastech maxim. Indukované napětí má nižší amplitudu než idealizovaný sinusový průběh, vrchol je oseknul a je patrné mírné zvlnění v jeho blízkosti.

Maximální hodnota indukovaného napětí je přibližně 20 V, tedy o 3 V méně než v případě PM na povrchu. Na rozdíl od provedení 9 drážek na 6 pólů se průběh více přiblížil sinusovému průběhu, maximální hodnota se však snížila.

5.2 Srovnání jednotlivých typů rotorů s vnořenými PM

Jak bylo zmíněno v úvodu kapitoly, stroje s vnořenými PM má určité výhody oproti PM na povrchu. Cílem této kapitoly bylo analyzovat nejběžnější uspořádání rotorů s vnořenými PM z hlediska indukovaného napětí, především tedy jeho maximální hodnoty, průběhu a porovnání těchto výsledků s výsledky analýz PM na povrchu. Pro názornost byly všechny uspořádání modelovány s uspořádáním 9 drážek na 6 pólů a nejjednodušší varianta i s uspořádáním 12 drážek na 10 pólů.

Ve snaze o zjednodušení stroje je v případě vnořených PM využito segmentů s obdélníkovým průřezem s paralelním magnetováním. Při tomto tvaru PM a směru magnetování je nutné ověření průběhu a maximální hodnoty indukovaného napětí.

Z výstupů programu FEMM je patrné, že při použití vnořených PM se maximální hodnoty indukovaného napětí sníží v průměru o 14 %. V případě uspořádání 9 drážek na 6 pólů, typy I a V zůstává průběh obdobný (vyjma snížení maximálních hodnot a zvětšení propadu), u rozložení RI se změnil směrem k obdélníkovému tvaru a se značným snížením maximální velikosti indukovaného napětí. To je dáno především umístěním magnetů a zachováním stejné tloušťky jako u ostatních typů.

Typ I ve variantě 12 drážek na 10 pólů dosáhl příznivějšího natvarování průběhu indukovaného napětí, na kterém je opět patrný vliv vlastností této kombinace

6 VLIV TVAROVÁNÍ ŘEZU STROJE

Pro zachování výhod strojů s vnořenými PM a přiblížení k sinusovému průběhu je možné tvarovat statorový nebo rotorový svazek. Jednotlivé úpravy mohou zlepšit tento průběh, ale mají vliv i na ostatní parametry stroje. Především neadekvátní zvětšení vzduchové mezery může mít značný dopad.

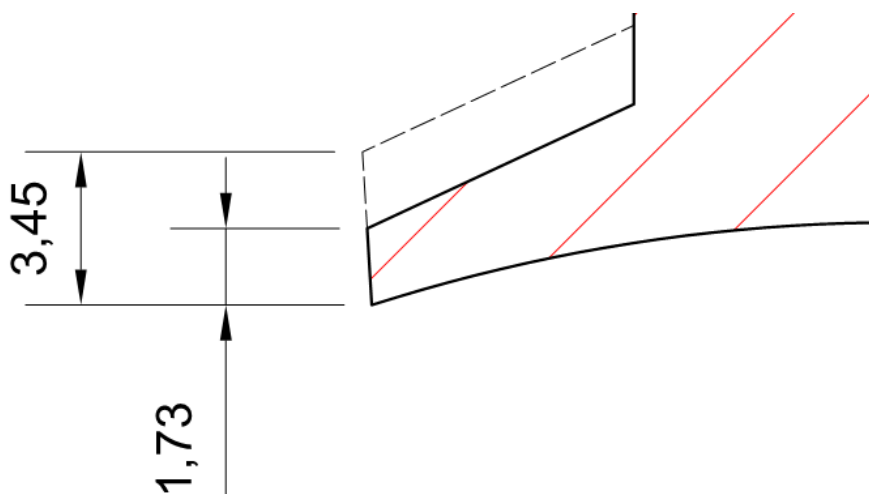
Vliv tvarování vychází z úpravy rozložení pole za pomoci proměnné vzduchové mezery a zúžení některé části magnetického obvodu za účelem vyššího nasycení daného místa. Obě úpravy tedy vycházejí z principu změny reluktance magnetického obvodu a jejím vlivu na rozložení magnetického pole v řezu stroje. Jednotlivé úpravy stroje mohou být například:

- Snížení paty zubu
- Sinusový tvar rotoru
- Vryp v rotorovém svazku
- Zvětšený poloměr paty zubu
- Zarovnání paty zubu

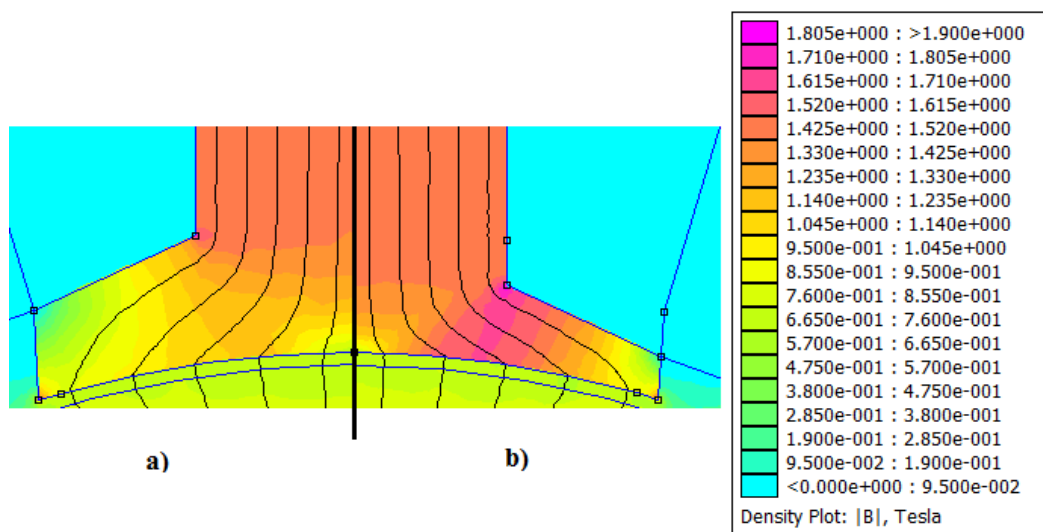
Nebo některá z jejich vhodných kombinací. Tvarování řezu stroje je aplikováno na stroj s vnořenými PM typu I. Tento typ má nejjednodušší konstrukci a vliv tvarování bude dobře znatelný na průběhu indukovaného napětí. Parametry modelu zůstávají stejné jako v předchozích kapitolách. Po posouzení jednotlivých úprav budou parametry modelu přizpůsobeny aktuální konstrukci.

6.1.1 Snížení paty zubu

Princip funkce této úpravy vychází ze snahy zvýšit hodnotu magnetické indukce v okrajových částech zubu a tím směřovat magnetický tok do jeho střední části. Snahou této úpravy je odstranit propad v předpokládaném maximu indukovaného napětí a tím se přiblížit sinusovému průběhu. Úprava je aplikována pouze na okraje zubů, snížení je přibližně o 50 % výšky paty zubu, ztráty v železe by se měly navýšit minimálně. Pohybujeme-li se v lineární části magnetizační charakteristiky, výsledná hodnota magnetická indukce by měla být dvojnásobná.

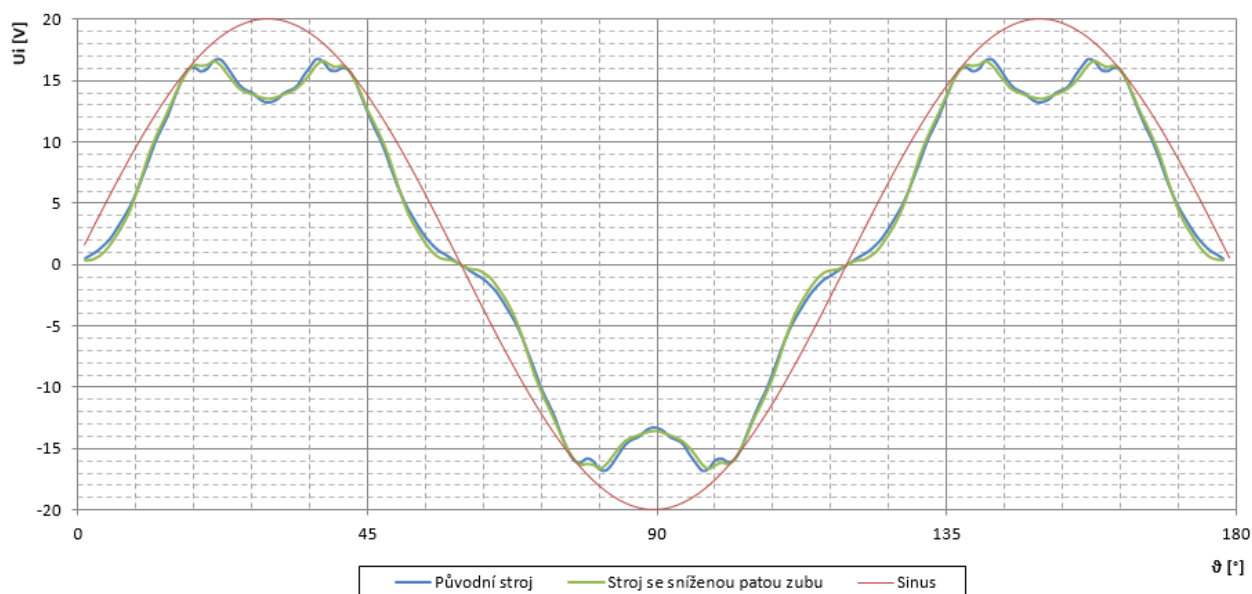


Obrázek 65: Snížení paty statorového zubu



Obrázek 66: Změna magnetické indukce v patě zubu a) původní b) snížená výška paty zubu

Jak je patrné z obrázku 67 v oblasti paty zubu došlo ke zvýšení hodnoty magnetické indukce až k oblasti kolena magnetizační charakteristiky materiálu elektrotechnických plechů. To v kombinaci s omezením průřezu, kterým protéká magnetický tok, vedlo ke zvýšení reluktance v této oblasti.



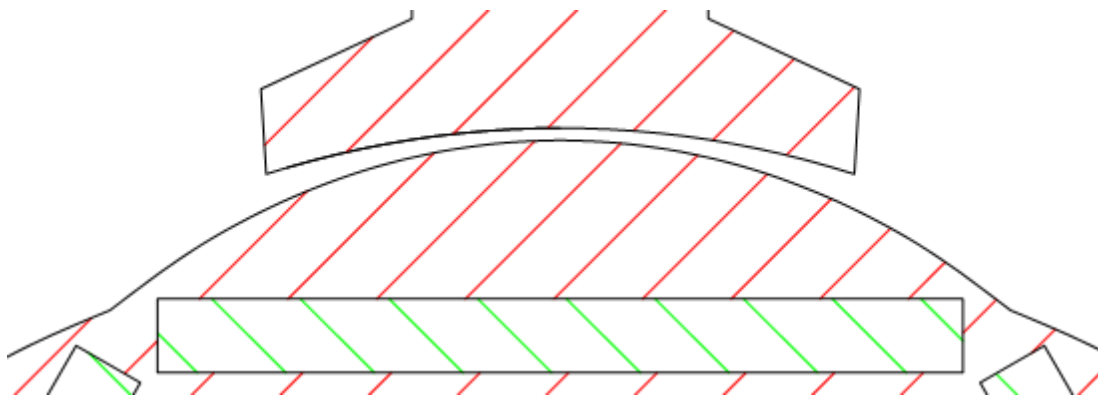
Obrázek 67: Průběh indukovaného napětí model 9 drážek na 6 pólů, typ I

Snížení paty statorového zubu vedlo k minimálním změnám na průběhu indukovaného napětí. Došlo ke zvětšení propadu v oblastech u průchodů nulou, propad v oblasti sinusové amplitudy se zmírnil o 0,5 V a zlepšil se i průběh v oblasti maxim indukovaného napětí.

Dalším snižováním paty zubu by tedy docházelo k větším změnám v průběhu indukovaného napětí, především po přesycení paty zubu. Tato úprava je však omezena mechanickou pevností a další snižování, které by vedlo k docílení požadovaného průběhu, není prakticky realizovatelné. Navíc by se průběh deformoval v oblastech kolem průchodu nulou.

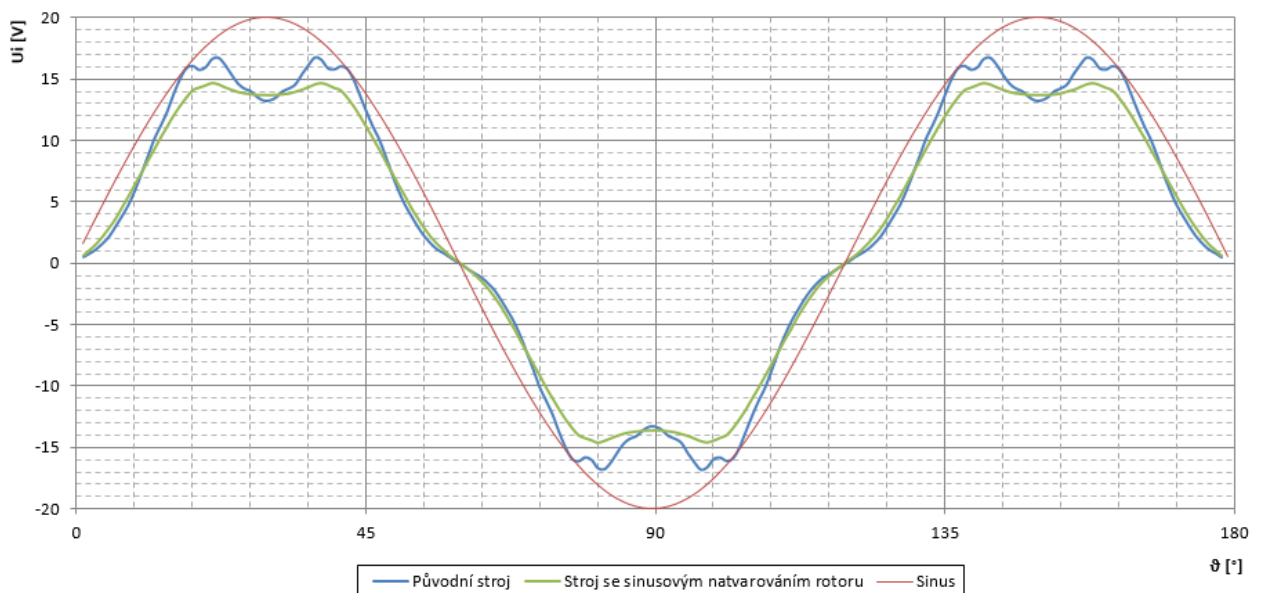
6.1.2 Sinusové natvarování rotoru

Další možností úpravy je tvarování povrchu rotoru. Tato úprava je obdobná jako tvarování PM na povrchu, ale opracování rotorových plechů je jednodušší než opracování PM. Dosažení sinusového tvaru v rýsovacím softwaru je stejné jako při tvarování PM na povrchu. Nevýhodou přesného natvarování je nutnost použití spline. Tento útvar je například pro program FEMM nezpracovatelný a je rozložen na větší množství krátkých oblouků s body na jejich spojích. Tím pádem vznikají v modelu přebytečné body, které se projeví značným navýšením počtu elementů sítě a tím se prodlouží čas výpočtu. Pokud se tomuto chceme vyhnout, je nutné vymodelovat tvar povrchu rotoru s využitím oblouků, jejichž střed neleží v ose otáčení stroje. Tímto způsobem lze však dosáhnout méně přesného tvaru.



Obrázek 68: Sinusové natvarování rotoru

Toto natvarování dosahuje změny rozložení magnetického pole pomocí změny reluktance proměnnou vzduchovou mezeru.



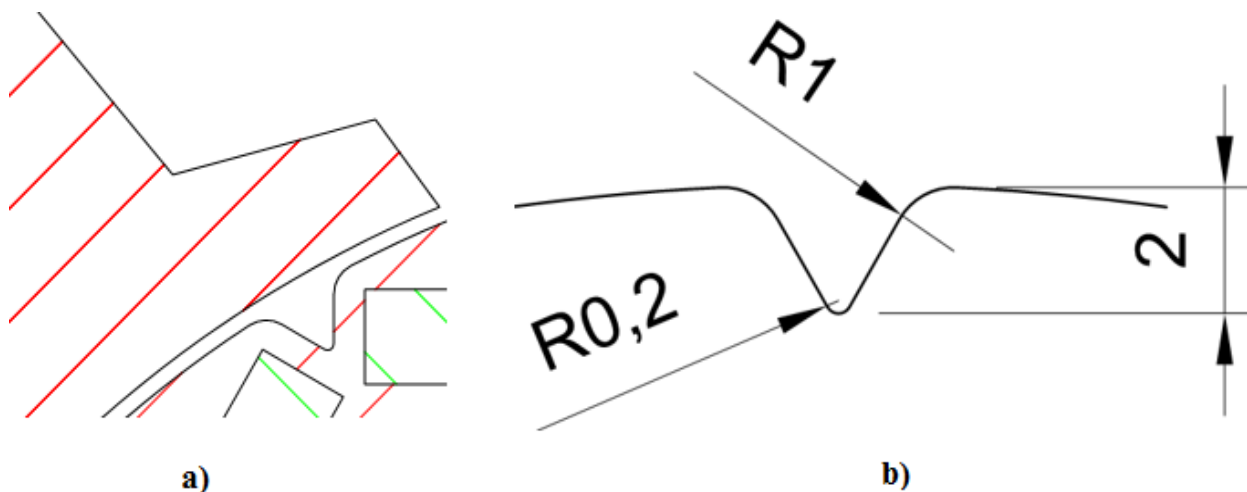
Obrázek 69: Průběh indukovaného napětí – sinusové natvarování rotoru

Tato úprava má výraznější vliv než snížení statorového zubu. Propad v maximu se snížil přibližně o 0,7 V, v oblasti maxim se však průběh vyhladil a maxima se snížila o 2,1 V. V oblastech u průchodu nulou se propad také zmírnil.

Sinusové natvarování průběh vyhladilo, ale za cenu poklesu velikosti indukovaného napětí.

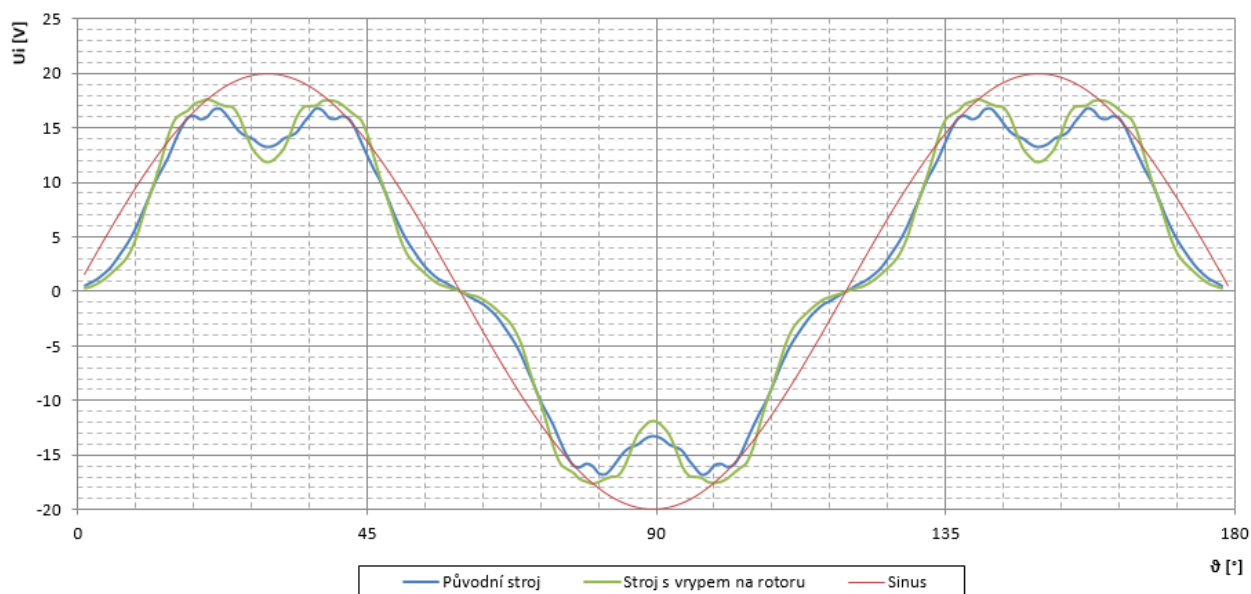
6.1.3 Vryp v rotoru

Další možnost úpravy rotoru je vytvoření vrypu na pomezí dvou PM. Tato úprava způsobí přesycení elektrotechnických plechů mezi PM a tím potlačí magnetický zkrat, který přestavuje můstek mezi sousedními póly. Zároveň se v tomto místě změní i délka vzduchové mezery.



Obrázek 70: Detail vrypu: a) Komplexní pohled, b) Zakótování

Vytvoření vrypu je značně jednodušší úprava než sinusové tvarování jednotlivých pólů. Délka vzduchové mezery se mění pouze v místě vrypu, po celém pólu je však konstantní.

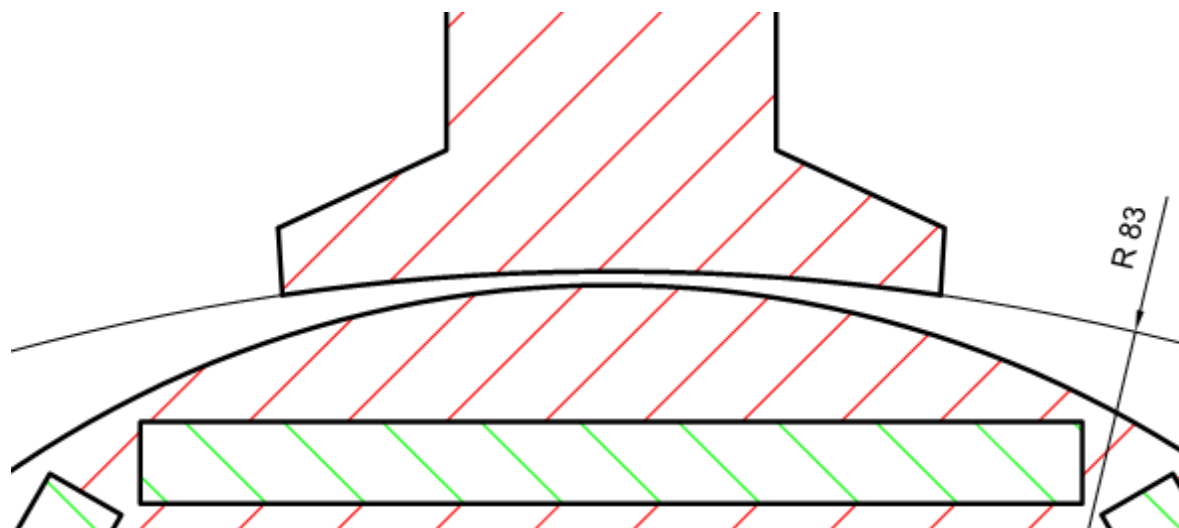


Obrázek 71: Průběh indukovaného napětí - vryp na rotoru

Díky poloze vrypu je propad indukovaného napětí v oblasti sinusového maxima větší, přibližně o 1,1 V. V oblasti maxim průběhu došlo k navýšení hodnoty indukovaného napětí a celý průběh je zdeformován. Tato úprava je vhodná ke zkombinování s některou z úprav statorového zubu.

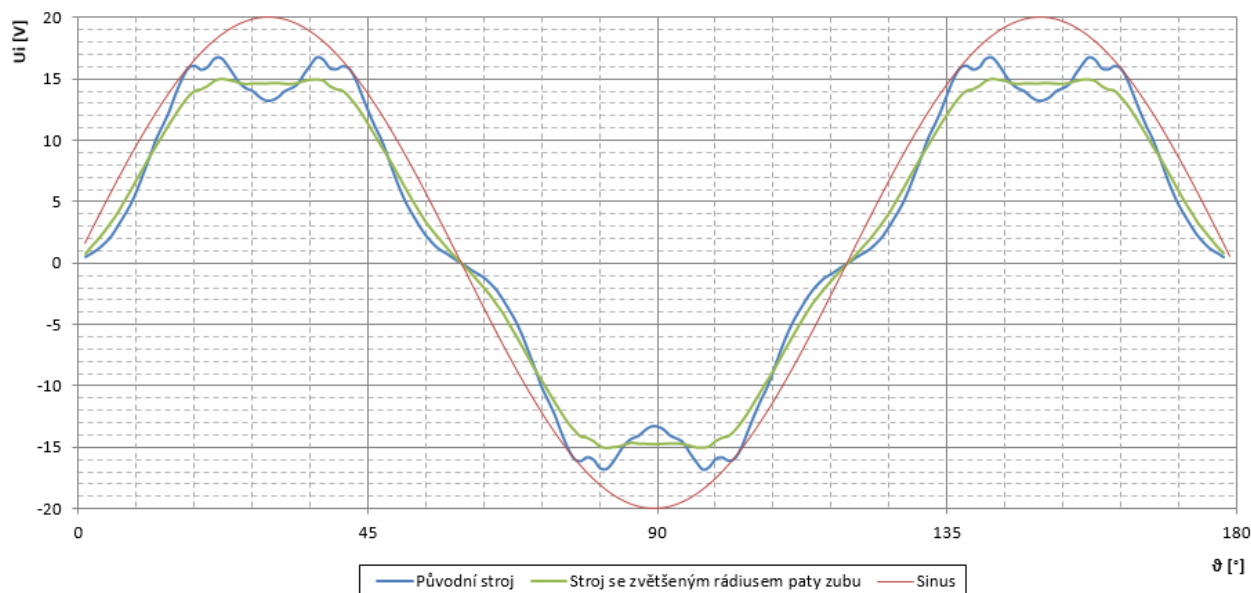
6.1.4 Zvětšený poloměr paty zubu

Proměnné velikosti vzduchové mezery lze dosáhnout změnou poloměru paty zubu. V ose zubu zůstává vzdálenost od středu stroje stejná, stejně jako vzduchová mezera. Zbytek paty zubu je však vymodelován pomocí excentrické kružnice s větším poloměrem než je vnitřní poloměr neupraveného statorového svazku.



Obrázek 72: Zvětšený poloměr paty zubu – detail

Tato úprava opět spočívá ve změně rozložení magnetického pole za pomoci změny reluktance způsobené proměnou velikostí vzduchové mezery. Tím se liší od úpravy snížením zubu, při které byla velikost vzduchové mezery konstantní.



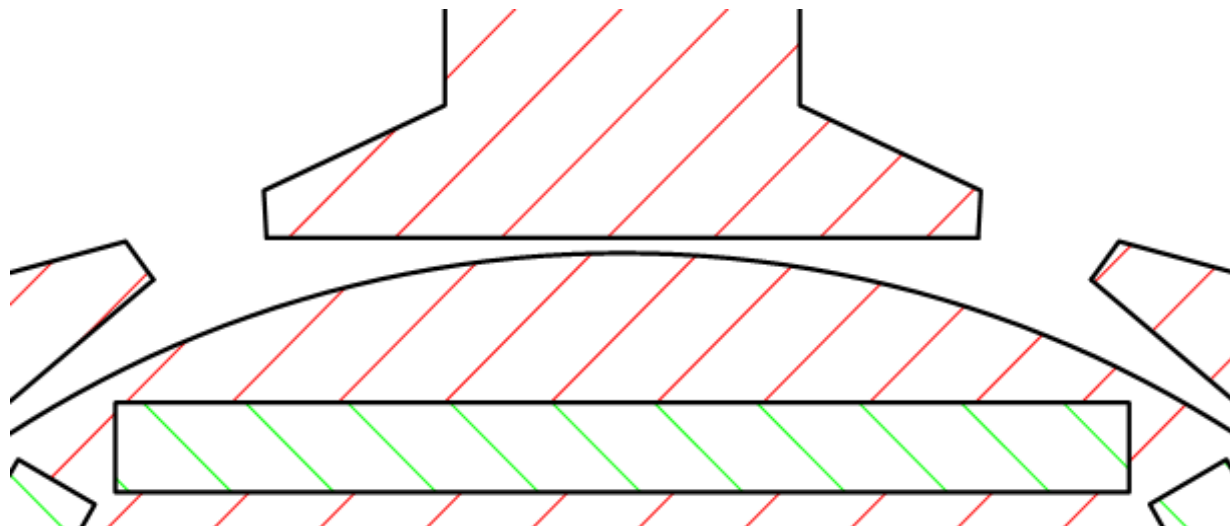
Obrázek 73: Průběh indukovaného napětí - zvětšení poloměru paty zubu

V oblasti maxima se průběh indukovaného napětí vyhladil, propad i maxima indukovaného napětí se vyrovnaly na hodnotě 15 V. Z hlediska změny průběhu oproti původnímu stroji je patrné, že v případě dalšího postupu touto úpravou se průběh vytvaruje do tvaru více podobného sinusovému, na úkor maximální hodnoty indukovaného napětí.

Další tvarování vede až k úplnému zarovnání paty zubu.

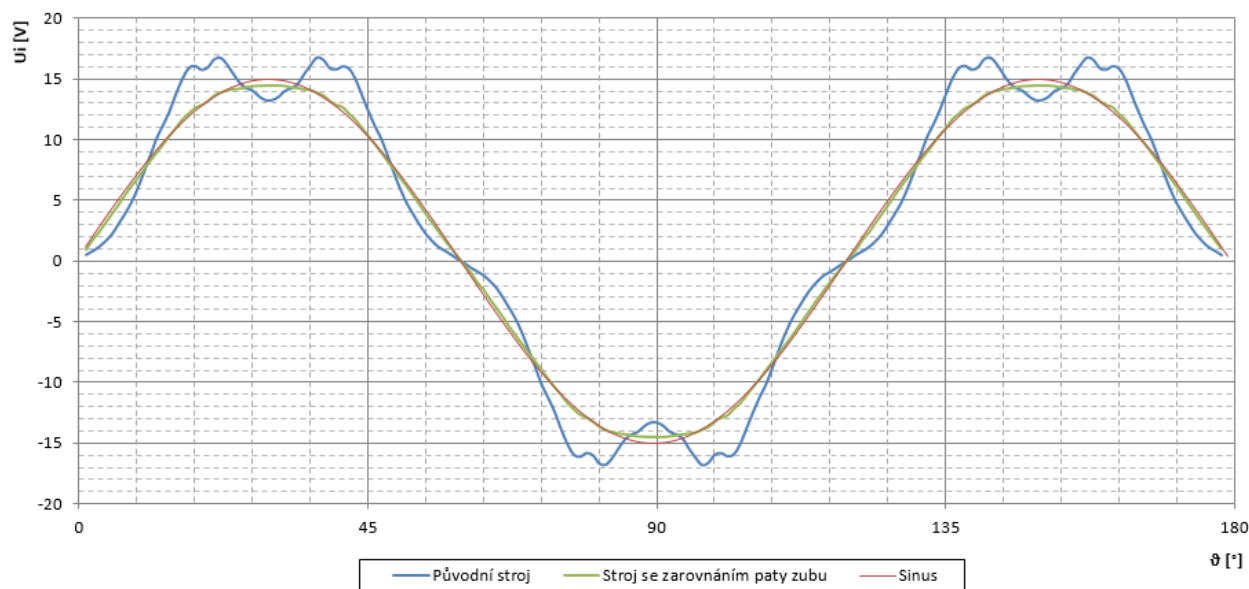
6.1.5 Zarovnání paty zubu

Jak bylo řečeno výše, maximalizování předchozí úpravy vede k zarovnání paty zubu. Tato úprava povede k vhodnějšímu průběhu indukovaného napětí, ale i ke snížení jeho maximální hodnoty.



Obrázek 74: Zarovnání paty zubu – detail

Z hlediska realizace je tato úprava jednodušší, než vytvarování excentrické kružnice pro každý zub.



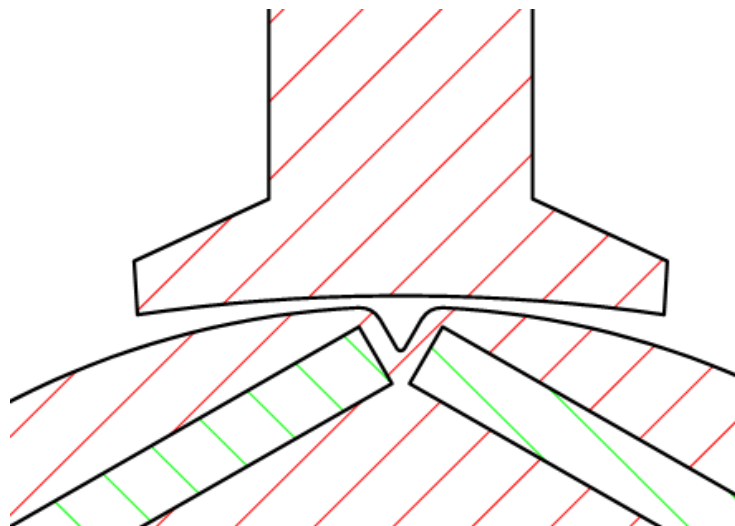
Obrázek 75: Průběh indukovaného napětí – zarovnání paty zubu

Průběh odpovídá oběma předpokladům, jeho amplituda je přibližně 14,5 V a průběh koresponduje se sinusovým tvarem. Reluktanční moment tohoto provedení je také nižší než u ostatních, z důvodu největší vzduchové mezery. Pokud by byl kladen požadavek na sinusový průběh indukovaného napětí u tohoto modelu, tato úprava dosahuje nejlepších výsledků a nížení amplitudy vykompenzuje vhodný návrh parametrů vinutí stroje.

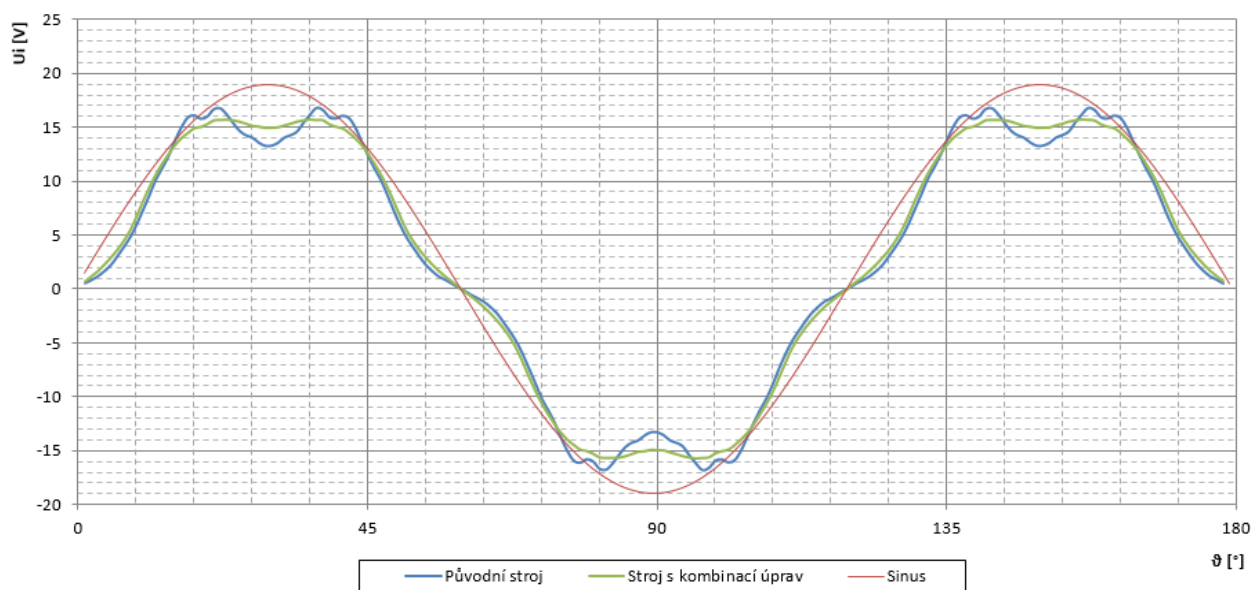
Ve snaze o dosažení co nejvhodnější výsledky stroje lze využít i kombinace úprav. Pro zachování sinusového průběhu a zároveň pro udržení maximální hodnoty indukovaného napětí se jeví jako vhodná kombinace úpravy vrypem v rotoru a zvětšeným poloměrem paty zubu.

6.1.6 Vryp a zvětšený poloměr paty zubu

Při použití vrypu se zvýšila maximální hodnota indukovaného napětí, zároveň se však prohloubil propad mezi oběma maximy. V případě úpravy zvětšením poloměru se projeví přesně opačné výsledky. K docílení kvalitnějšího průběhu by tedy mohlo dojít jejich kombinací.



Obrázek 76: Kombinace rotorového vrypu a zvětšení poloměru paty zubu – detail



Obrázek 77: Průběh indukovaného napětí - kombinace úprav

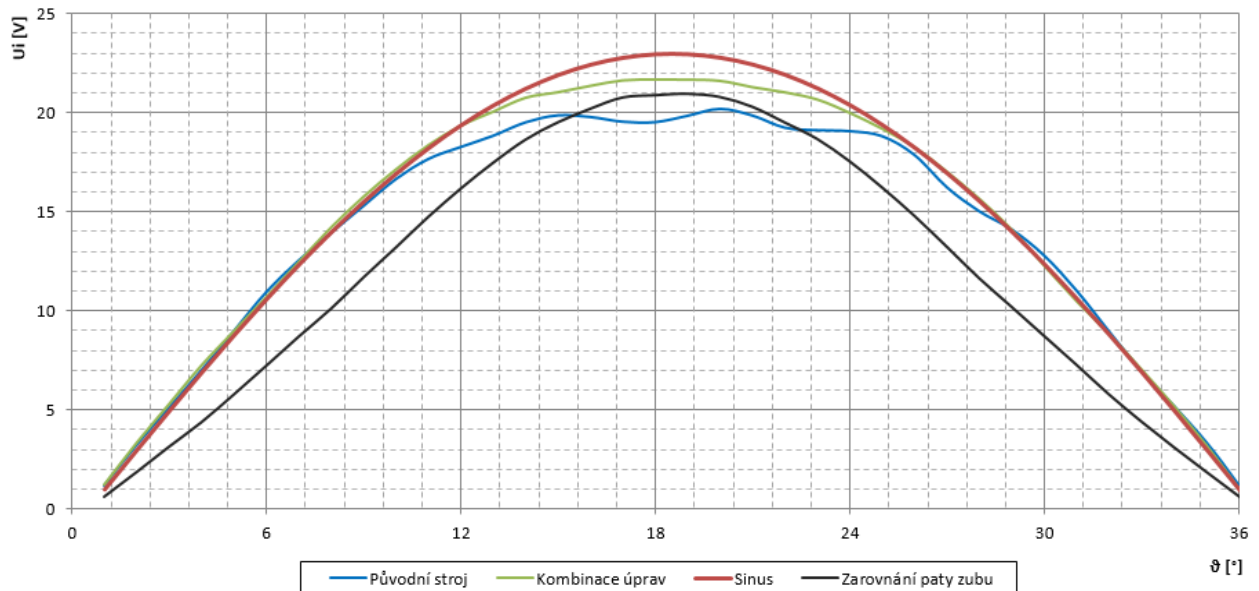
Kombinací úprav bylo dosaženo zvětšení maxim indukovaného napětí oproti úpravě zvětšením poloměru paty zubu na 15,6 V a vyhlazení průběhu, tedy snížení propadu v oblasti sinusového maxima na 15 V. Celkový průběh se stále odlišuje od sinusového.

Nejlépejších výsledků dosáhla úprava zarovnáním paty zubu a tato kombinace dvou úprav. Pro srovnávání budou tedy využity tyto dva výsledky a původní stroj bez úprav. Všechny modely budou přepracovány i na uspořádání 12 drážek na 10 pólů, pro vyhodnocení jejich vlivu.

6.1.7 Aplikace na uspořádání 12 drážek na 10 pólů

Pro modely s uspořádáním 12 drážek na 10 pólů budou použity stejné parametry a geometrické rozložení jako v případě 9 drážek na 6 pólů a kapitoly 5.

Z důvodu přehlednosti a usnadnění porovnání vlivů jednotlivých úprav na stroj s uspořádáním 12 drážek na 10 pólů, budou všechny průběhy indukovaných napětí ve společném grafu a zobrazeny pouze na polovině periody. Každý z modelů byl vytvořen stejně jako v případě uspořádání 9 drážek na 6 pólů, tj. navržený výkres s geometrií, který byl importován do prostředí programu FEMM a následně byly provedeny výpočty s využitím Lua scriptu, při pootáčení s rotorem stroje po 1° až do natočení 180° , aby byla ověřena symetrie modelu.



Obrázek 78: Průběh indukovaného napětí - uspořádání 12 drážek na 10 pólů

Jednotlivé úpravy se na průběhu indukovaného napětí v uspořádání 12 drážek na 10 pólů projevují odlišně než v případě 9 drážek na 6 pólů. Po úpravě zarovnáním paty zubů se zvýšilo maximum indukovaného napětí o 1 V a průběh nemá zkosené okolí maxima. Mimo maximum se však indukované napětí snížilo, místy i o 4,5 V. Tato úprava tedy snížila efektivní hodnotu indukovaného napětí. Při využití kombinace úprav (zvětšeným poloměrem paty zubu a vrypem na rotoru) se maximální hodnota indukovaného napětí zvýšila o 2 V a celý průběh se vyhladil a více přiblížil sinusovému.

6.2 Srovnání jednotlivých úprav řezu

Možností úprav řezu stroje je daleko více, než bylo použito v této kapitole. Cílem této kapitoly bylo přiblížit vliv úprav v řezu stroje, zhodnotit jejich přínosy a porovnat jednotlivé úpravy mezi sebou. Všechny úpravy vychází ze snahy o změnu rozložení magnetického pole v řezu stroje za pomoci změny reluktance některých částí. Úpravy využívají buď změnu velikosti vzduchové mezery (lokálně nebo po celém obvodu), nebo přesycení určitých oblastí magnetického obvodu.

Vlivy úprav na uspořádání 9 drážek na 6 pólů:

Snížování paty zubu je omezeno mechanickou pevností materiálu a v tomto případě nedosáhlo požadovaných výsledků. Při dané velikosti magnetické indukce ve vzduchové mezeře došlo k nasycení na úroveň kolena magnetizační charakteristiky a na celkový průběh indukovaného napětí měla tato úprava minimální vliv. Z modelů vyplývá, že daná pata zubu mohla být nižší i v původním rozložení stroje a vzniklo by více prostoru pro navinutí cívek.



Vzhledem k zásahu ostatních úprav do paty rotorového zubu, není využita žádná její další kombinace. Na reluktanční moment neměla tato úprava žádný vliv.

Sinusové natvarování rotoru koresponduje s tvarování PM na povrchu. Výsledný průběh indukovaného napětí má menší propad o 1 V než původní stroj, ale maxima poklesly o přibližně 2,1 V. Průběh se tedy vyhladil a přiblížil se spíše lichoběžníkovému průběhu. Při přesném natvarování pomocí spline je tato úprava navíc časově náročná na výpočty metodou konečných prvků. Také přesná výroba tohoto tvaru je komplikovanější. Vzhledem ke zvětšení vzduchové mezery po většině obvodu, maximální hodnota reluktančního momentu poklesla o 62 %.

Jednodušší a lokální obdobou sinusového natvarování je vytvoření vrypu do rotoru stroje. Ten zajistí přesycení v oblasti mezi sousedními PM a tím potlačí magnetický zkrat v těchto místech. Výsledkem je větší množství magnetického toku uzavírajícího se přes vzduchovou mezeru. Na rozdíl od sinusového natvarování, vryp způsobil větší rozkmit průběhu indukovaného napětí. Propad v oblasti sinusového maxima se zvětšil o 1,1 V a o přibližně stejnou hodnotu se navýšila i maxima průběhu, která se nacházejí mimo tuto oblast. Průběh je více zdeformován a přibližuje se spíše průběhu indukovaného napětí při použití rozložení PM typu RI. Reluktanční moment se oproti původnímu stroji snížil přibližně o 6 % vlivem zvětšení vzduchové mezery při natočení rotoru v místě maximálního reluktančního momentu.

Výška vzduchové mezery je proměnná i při využití úpravy zvětšením poloměru paty zubu. Díky této úpravě se průběh indukovaného napětí vyhladil tj. maxima i propad průběhu se vyrovnaly přibližně na hodnotě 15 V. Z této úpravy je patrné, že některé úpravy zlepšují jisté vlastnosti a naopak jiné zhoršují. Díky zvětšení vzduchové mezery poklesl reluktanční moment o 58 % oproti původnímu stroji.

Maximalizací předchozí úpravy přejde pata zubu k úplnému zarovnání. Stejně jako ona i tato úprava zlepšuje průběh indukovaného napětí za cenu snížení maximální i efektivní hodnoty indukovaného napětí. Amplituda je přibližně 14,5 V a průběh odpovídá sinusovému tvaru. Při této úpravě je největší vzduchová mezera ze všech úprav a proto i pokles reluktančního momentu je největší, přibližně o jeden řád.

Ve snaze o menší pokles indukovaného napětí a zachování příznivého tvaru průběhu indukovaného napětí, byly zkombinovány úpravy využívající vryp v rotoru a zvětšení poloměru paty zubu. Výsledek této úpravy je zlepšení tvaru průběhu a zároveň zachování maximálních hodnot nad 15 V. Reluktanční moment poklesl o 40 % oproti původnímu stroji.

Nejllepších výsledků pro uspořádání 9 drážek na 6 pólů bylo tedy dosaženo úpravami zarovnáním paty zubu a kombinací vrypu na rotoru se zvětšením poloměru paty zubu.

Vlivy úprav na uspořádání 12 drážek na 10 pólů:

Ve srovnání s uspořádáním 9 drážek na 6 pólů je průběh indukovaného napětí původního stroje daleko bližší sinusovému, v oblasti amplitudy je však také patrná odchylka.

Při využití kombinace úprav je dosaženo navýšení amplitudy indukovaného napětí o 2 V, přičemž celý průběh se ještě více přiblížil sinusovému tvaru.

Úprava zarovnáním zubu sice také zvýší amplitudu indukovaného napětí (přibližně o 1 V), ale je patrný pokles celého průběhu, který značí pokles efektivní hodnoty průběhu.

V případě tohoto uspořádání je tedy jednoznačně nejvýhodnější kombinace úprav využívající vryp v rotoru a zvětšení poloměru paty zubu.

7 NÁVRH A SIMULACE JEDNOTLIVÝCH STROJŮ

Po namodelování a ověření jednotlivých typů strojů a jejich úprav je nutné provést analytický výpočet délky svazku a návrh parametrů vinutí. Simulace budou provedeny celkem na 6 strojích a výsledky těchto simulací z různých výpočetních programů budou porovnávány mezi sebou a s analytickým výpočtem.

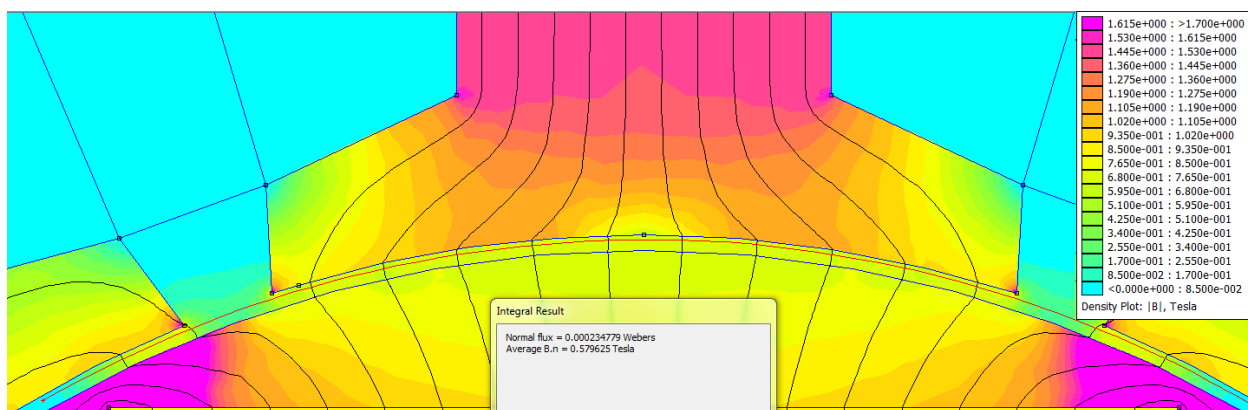
Prvním krokem tedy bude analytický výpočet, který je podrobně rozebrán v kapitole 3, poté budou upraveny FEMM modely z analýzy indukovaného napětí na výsledné parametry z analytického výpočtu a proběhne výpočet s opětovným využitím Lua scriptu. Modely se standardním rozložením PM typu I budou ověřeny v RMxprt, což je část programu Maxwell. Všechny modely budou nakonec podrobeny 2D transientní analýze v programu Maxwell.

Srovnávanými výsledky budou především tvar a velikost napájecích proudů a střední hodnota a zvlnění momentu.

7.1 Výpočet parametrů

Pro výpočet délky svazku i parametrů vinutí je nutné znát střední hodnotu magnetické indukce ve vzduchové mezeře pod jedním pólem stroje. Častým postupem je zvolení této hodnoty a vypočtení výšky PM, tento výpočet je uveden v (3.5). Jelikož jsou všechny modely již navrženy s výškou PM 3 mm, je tato hodnota zachována a z ní je odvozena střední hodnota magnetické indukce ve vzduchové mezeře. V případě strojů s vnořenými magnety je analytický výpočet komplikovaný kvůli členitosti rotoru, především kvůli rozdílné výšce elektrotechnických plechů nad PM a rozložení magnetické indukce ve svazku. Jako náhradu za zdoluhavý výpočet s nutností přijmout zjednodušení využijeme tedy stanovení této hodnoty za pomoci programu FEMM.

Ve vzduchové mezeře nad jedním rotorovým pólem se vytyčí oblouk a program integrací určí střední hodnotu.



Obrázek 79: Určení střední hodnoty magnetické indukce ve vzduchové mezeře

Toto určení se provede u všech modelů a z této výchozí hodnoty se dále odvíjí analytický výpočet.

Délka svazku se určí dle vztahu (3.14), z ní vychází výpočet počtu závitů fáze (3.15), protože se počet závitů musí zaokrouhlovat na celé číslo, je vhodné provést zpětnou korekci délky svazku pro zaokrouhlený počet závitů opětovným dosazením do vztahu (3.14). Po úpravě délky svazku se ze vztahu (3.17) určí i efektivní hodnota jmenovitého proudu.

Společné parametry jednotlivých modelů jsou v tabulce 6, vypočtené v tabulce 7. Specifikace pro jednotlivé typy výpočetních programů jsou uváděny v kapitolách, které se jim věnují.

Tabulka 6: Společné parametry strojů

Vnější průměr statoru	[mm]	135
Minimální vnitřní průměr statoru	[mm]	78
Minimální výška vzduchové mezery	[mm]	0,5
Výška PM	[mm]	3
Jmenovitý výkon	[W]	1 600
Jmenovité otáčky	[min ⁻¹]	4 500
Jmenovitý moment	[Nm]	3,4
Koeficient plnění mědi	[-]	0,3

Tabulka 7: Vypočtené parametry strojů

Vnořené magnety typu I		Střední hodnota magnetické indukce ve vzduchové mezeře	Délka svazku	Počet závitů na fázi	Efektivní hodnota fázového proudu
		$B_{\text{dřtř}}$	l_{Fe}	N_f	I_{ef}
		[T]	[mm]	[-]	[A]
9 drážek na 6 pólů	Bez úprav	0,58	33	36	21,7
	Kombinace úprav	0,57	33	36	21,7
	Úprava zarovnáním	0,49	38	36	21,7
12 drážek na 10 pólů	Bez úprav	0,48	33	40	22,3
	Kombinace úprav	0,51	31	40	22,3
	Úprava zarovnáním	0,42	37	40	22,3

Střední hodnota magnetické indukce je při zachování rozměrů PM závislá na velikosti vzduchové mezery. V případě uspořádání 9 drážek na 6 pólů je při použití kombinace úprav nižší o 0,01 T a při zarovnání paty zubu o 0,09 T. Uspořádání 12 drážek na 10 pólů má oproti předchozímu střední hodnotu magnetické indukce ve vzduchové mezeře nižší. Vliv kombinace úprav je opačný, magnetická indukce vzroste o 0,03 T, u úpravy zarovnáním poklesne o 0,06 T.

Jelikož jsou rozdíly mezi jednotlivými stroji nižší než 0,1 T a počet závitů fáze musí být dělitelný třemi (u uspořádání 12 drážek na 10 pólů čtyřmi), výsledné počty závitů jsou pro dané uspořádání stejné bez ohledu na úpravy. Protože efektivní hodnota fázového proudu vychází z počtu a rozměrů drážek, činitele plnění mědi a počtu závitů na fázi, je její hodnota také stejná. Vliv snížení magnetické indukce ve vzduchové mezeře na výsledný moment stroje je kompenzován prodloužením délky svazku stroje. Vzniklé odchylky momentu v simulacích mohou být způsobeny zaokrouhlením počtu závitů a způsobem řešení jednotlivých výpočetních programů.

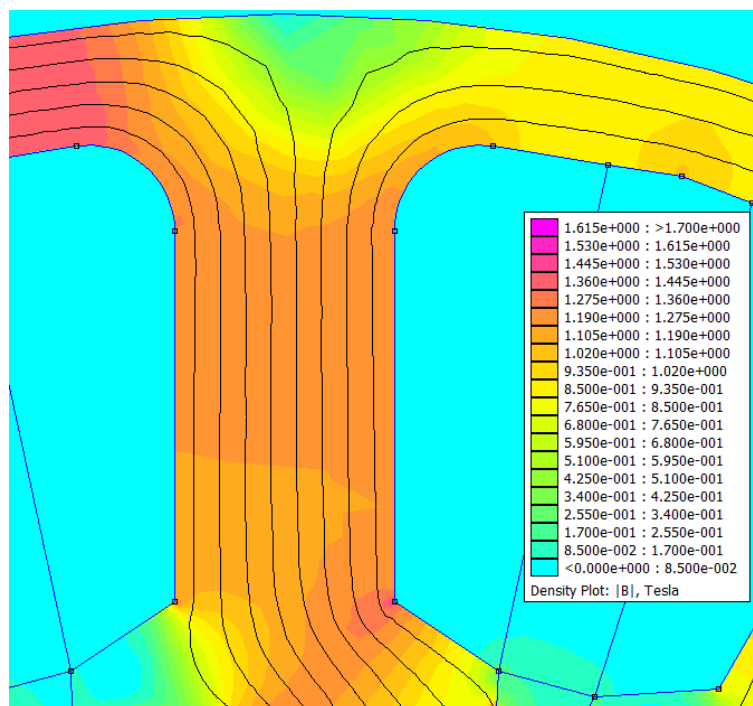
7.2 Simulace FEMM

Jako první způsob analýzy je využit program FEMM (z anglického Finite Element Method Magnetics). Tento program využívá k řešení metodu konečných prvků. Jeho značnými výhodami jsou jednoduchost ovládání, variabilita využití, jednoduchý import z dxf souborů a možnost využití programovacího jazyka Lua script. Problém určený k řešení se vymodeluje v některém z rýsovacích softwarů a naimportuje se jako 2D geometrie. Řešení skutečných strojů je řešeno pouze délkou modelu (vyjma rotačních modelů).

Jak již bylo zmíněno dříve, u jednotlivých materiálů je možné nastavit řadu parametrů, včetně magnetizační charakteristiky, jejich dělení atd. V případě této analýzy jsou využity reálné parametry materiálů, tj. především u elektrotechnických plechů jejich magnetizační charakteristika a u PM hodnota remanentní magnetické indukce a koercivní síla. Po dalších materiálových vlastnostech, nastavení vhodné sítě pro řešení a hloubky modelu je stejně jako v kapitole 3.4 využit k řešení Lua script s natáčením rotoru a proměnným statorovým proudem.

Toto řešení je pouze náhradou transienční analýzy, řešení v jednotlivých bodech sice odpovídají danému natočení, ale nejsou vzájemně provázány a neberou v úvahu předchozí stavy stroje. Další problém spočívá v napájení statorových cívek. Na rozdíl od skutečného stavu, kdy je stroj napájen ze zdroje napětí, je v programu FEMM zadán proud tekoucí cívkami. Proudů jsou zadávány jako jejich okamžité hodnoty, vycházející z přesného sinusového tvaru. Ze zdroje přitom teče proud, který je deformován vlivem stroje. Výstupem z této analýzy jsou tedy okamžité hodnoty momentu a jeho střední hodnota při napájení pevným sinusovým proudem a při konstantních otáčkách.

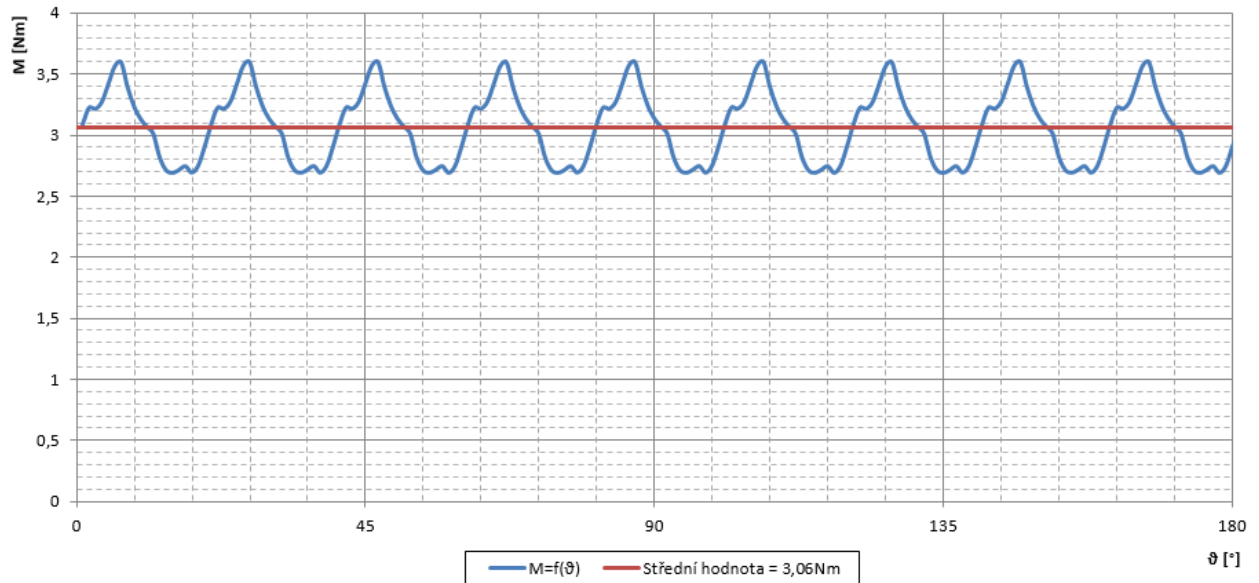
Jedním z dalších možných výstupů programu FEMM je zobrazení rozložení velikosti magnetické indukce v řezu stroje. Díky tomu je možné ověřit výsledné maximální sycení v různých částech stroje, především v místech upravených tak, aby v nich docházelo k přesycení, a v oblastech, kde jsou zapotřebí nižší hodnoty magnetické indukce kvůli ztrátám v železe.



Obrázek 80: Příklad zobrazení rozložení magnetické indukce v zubu a jhu stroje

7.2.1 9 drážek na 6 pólů

Původní stroj bez jakýchkoliv úprav je modelován především k porovnání jejich vlivů. Při analýze indukovaného napětí se jeho průběh značně lišil od sinusového, především v poklesu v oblasti maxima.

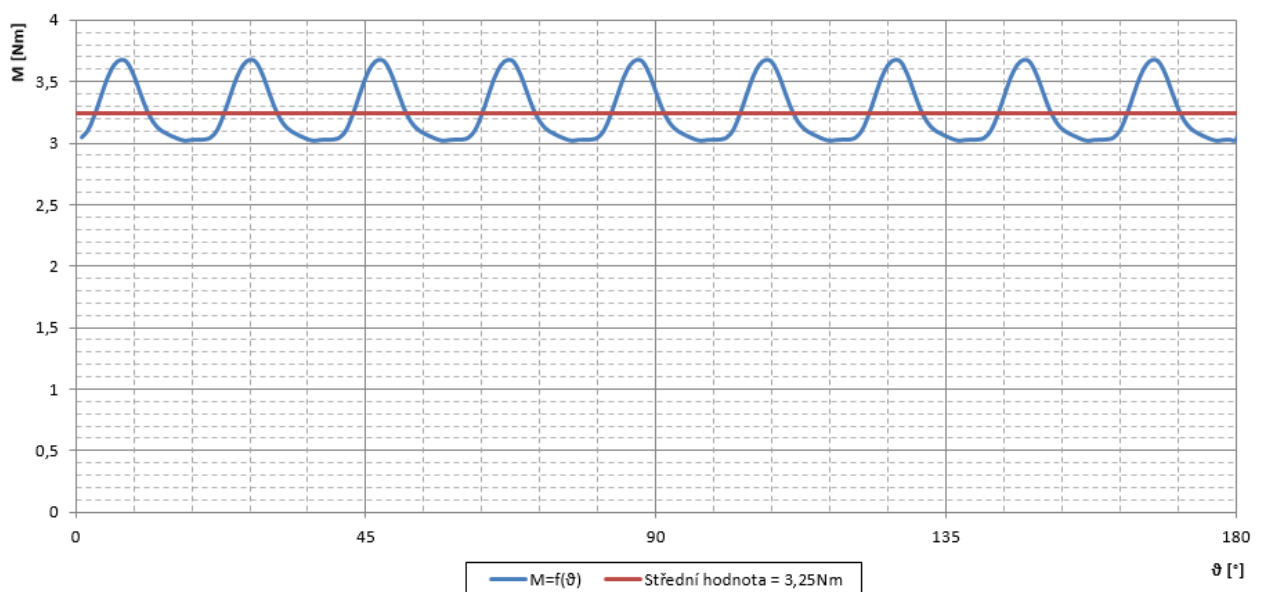


Obrázek 81: Průběh momentu původního stroje

Stroj byl řešen po 1° na rozsahu natočení $0 - 180^\circ$ mechanických. Střední hodnota momentu je 3,06 Nm což je o 0,34 Nm méně, než je předpokládaná hodnota při výpočtu. Zvlnění momentu je špička-špička 0,9 Nm.

7.2.2 9 drážek na 6 pólů – kombinace úprav

Použitím kombinace úprav zvětšení poloměru paty zubu a vrypu na rotoru bylo dosaženo zlepšení průběhu bez větších poklesů indukovaného napětí.

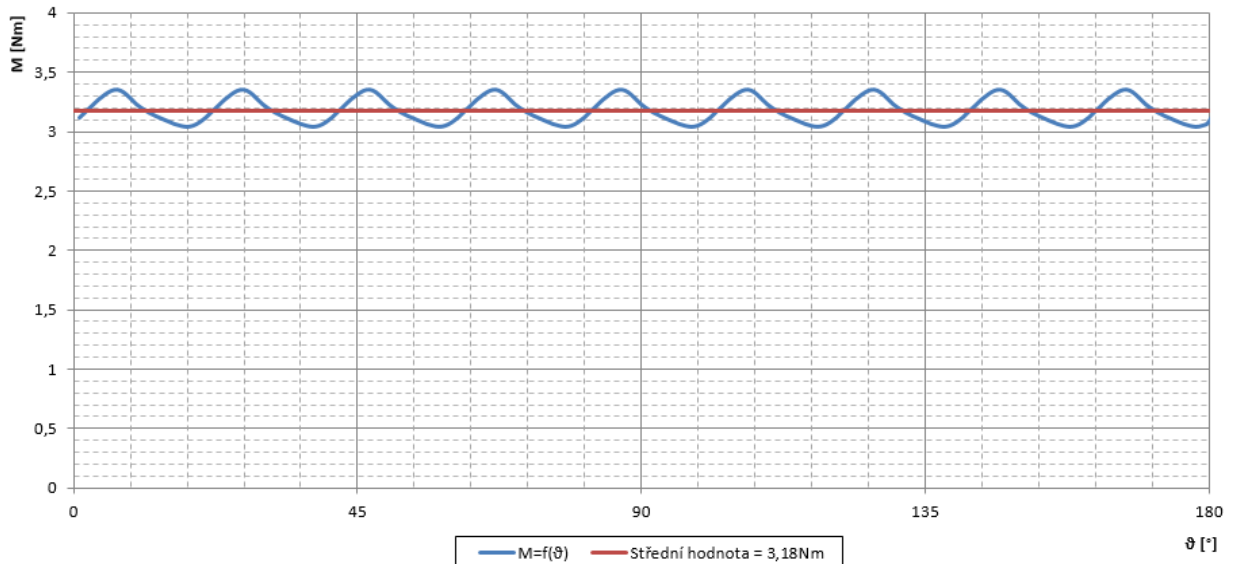


Obrázek 82: Průběh momentu stroje s kombinací úprav

Průběh momentu se vyhladil, zvlnění se snížilo na 0,66 Nm špička-špička. Výsledná střední hodnota momentu je 3,25 Nm, což je o 0,19 Nm více než u původního stroje.

7.2.3 9 drážek na 6 pólů – zarovnání paty zubu

Zarovnání paty zubu způsobilo značné přiblížení k sinusovému průběhu a zároveň snížení efektivní hodnoty indukovaného napětí.

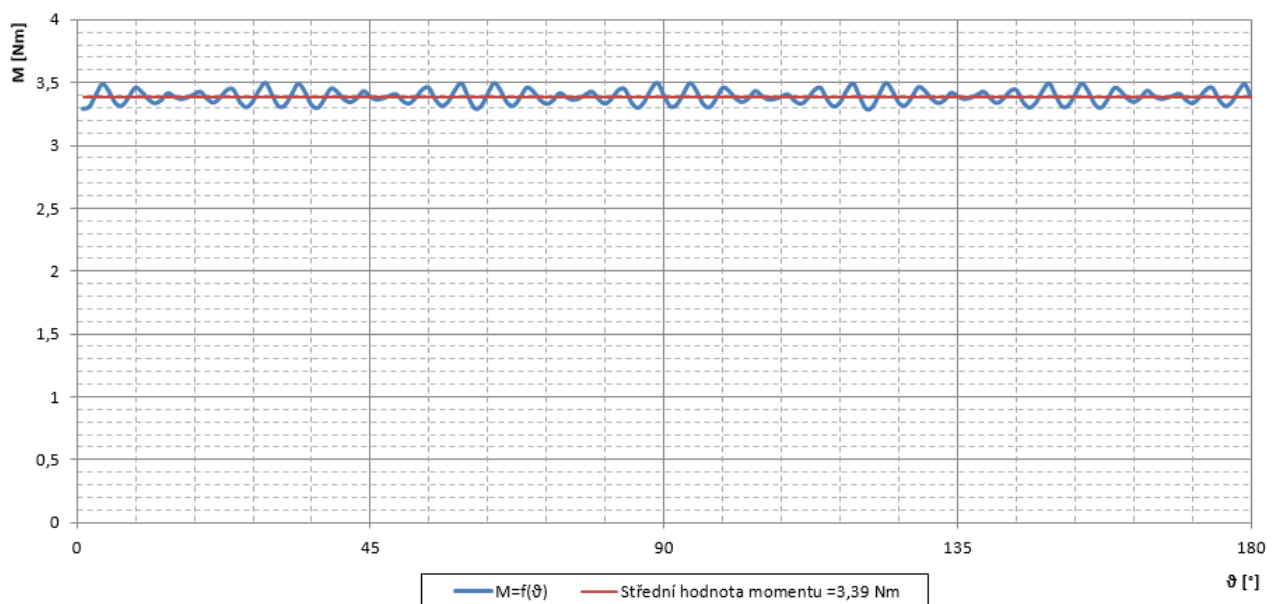


Obrázek 83: Průběh momentu stroje se zarovnáním paty zubu

Díky největší vzduchové mezeře ze všech modelů má stroj s touto úpravou nejmenší zvlnění momentu, a to 0,3 Nm špička-špička. Střední hodnota momentu je 3,18 Nm.

7.2.4 12 drážek na 10 pólů

Toto uspořádání díky své vlastnosti tlumit vyšší harmonické dosahuje daleko lepších výsledků než předchozí uspořádání. Především ve tvaru průběhu indukovaného napětí.

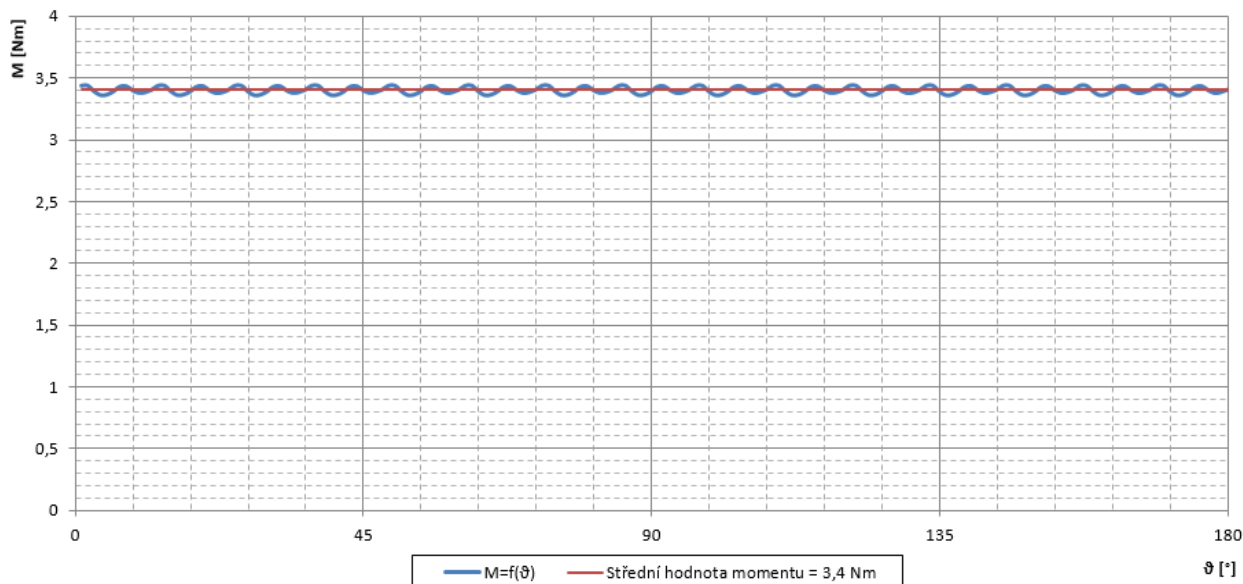


Obrázek 84: Průběh momentu stroje s uspořádáním 12 drážek na 10 pólů

Vliv uspořádání je na průběhu momentu velmi patrný. Zvlnění momentu pokleslo na 0,21 Nm špička-špička a střední hodnota momentu je 3,39 Nm.

7.2.5 12 drážek na 10 pólů – kombinace úprav

Zkombinováním výše uvedených úprav v řezu stroje došlo v tomto uspořádání ke zvýšení maximální hodnoty indukovaného napětí, při zachování průběhu se sinusovým tvarem.

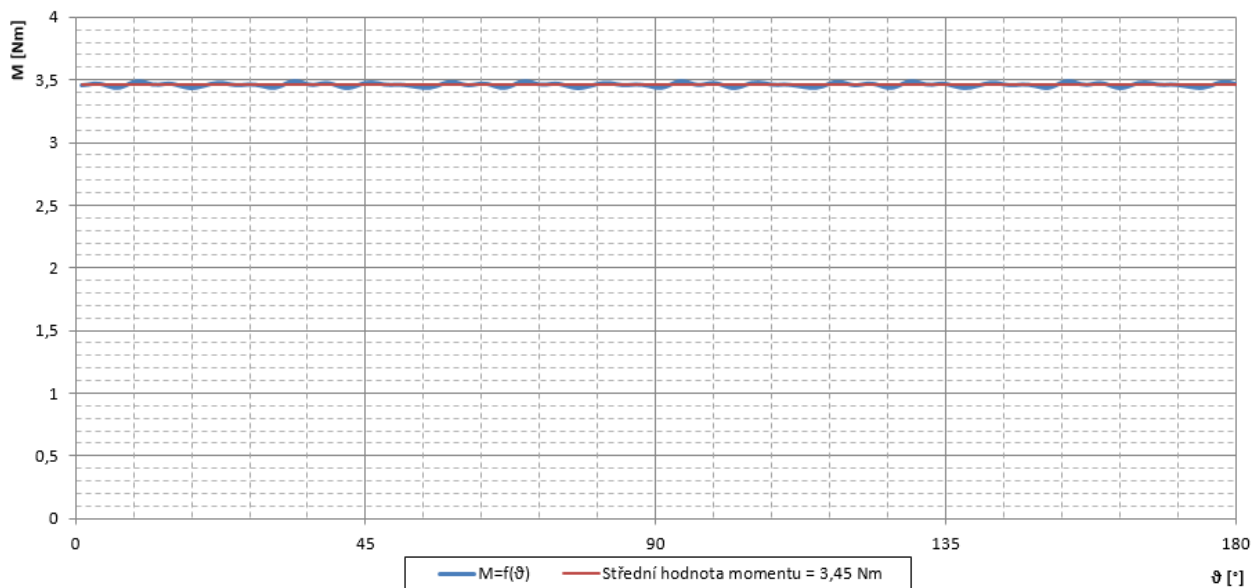


Obrázek 85: Průběh momentu stroje s kombinací úprav v uspořádání 12 drážek na 10 pólů

Střední hodnota momentu je stejná jako výpočtová hodnota, tj. 3,4 Nm. Zvlnění při použití této úpravy je 0,07 Nm, což je pouze 2,1 % ze střední hodnoty.

7.2.6 12 drážek na 10 pólů – zarovnání paty zubu

Tato úprava, stejně jako u předchozího uspořádání, vytvarovala průběh indukovaného napětí na sinusový tvar, ale snížila jeho maximální i efektivní hodnotu.



Obrázek 86: Průběh momentu stroje se zarovnáním paty zubu v uspořádání 12 drážek na 10 pólů

Vlivem nižší střední hodnoty magnetické indukce ve vzduchové mezeře je u stroje s touto úpravou svazek delší o 6 mm (tj. o 19 %) delší než svazek u stroje s kombinací úprav. Díky tomuto rozdílu je dosaženo obdobné střední hodnoty momentu, a to 3,45 Nm. Zvlnění momentu je minimální, přibližně 0,05 Nm.

7.2.7 Vyhodnocení výsledků analýzy v programu FEMM

Jak již bylo zmíněno v úvodu této kapitoly, analýza v programu FEMM není transienční, řešení a hodnoty určené v jednotlivých bodech neberou v úvahu předchozí stav stroje. Průběhy momentů jednotlivých strojů jsou zobrazeny v předchozích podkapitolách, jejich odlišnosti jsou uvedeny v tabulce 8.

Tabulka 8: Srovnání výsledků simulací v programu FEMM

Výpočtová hodnota $M = 3,4$ Nm		Střední hodnota momentu	Odchylka momentu	Zvlnění momentu	
		$M_{stř}$	δM	$M_{\text{špička-špička}}$	Procentní část střední hodnoty
		[Nm]	[%]	[Nm]	[%]
9 drážek na 6 pólů	Bez úprav	3,06	-10,0	0,90	29,4
	Kombinace úprav	3,25	-4,4	0,66	20,3
	Úprava zarovnáním	3,18	-6,5	0,30	9,4
12 drážek na 10 pólů	Bez úprav	3,39	-2,9	0,21	6,2
	Kombinace úprav	3,40	0,0	0,07	2,1
	Úprava zarovnáním	3,45	1,5	0,05	1,5

Největší odchylky od výpočtové hodnoty momentu dosahuje neupravený stroj v uspořádání 9 drážek na 6 pólů. Střední hodnota momentu tohoto modelu je o 10 % nižší, než výpočtová hodnota. Navíc u tohoto stroje je i největší zvlnění. Jeho hodnota špička-špička dosahuje 29,4 % střední hodnoty celkového momentu.

Uspořádání 12 drážek na 10 pólů dosahuje lepších výsledků, především odchylka od výpočtové hodnoty momentu je u všech tří provedení menší než 3 %. Stroj s kombinací úprav dosáhl momentu se střední hodnotou, která je rovna výpočtové. Nejmenšího zvlnění dosahuje stroj se zarovnáním paty zubu, a to 1,5 % ze střední hodnoty momentu.

Dle obecných předpokladů má stroj s uspořádáním 9 drážek na 6 pólů podstatně větší zvlnění než v případě druhého uspořádání. Vliv má mimo jiné i vyšší počet pólů a satorových zubů.

7.3 Výpočet RMxprt

O prostředí RMxprt bylo pojednáváno v kapitole 3.5, tento software nevyužívá metodu konečných prvků, ale pouze výpočetní algoritmy. Pro ověřování vlivů jednotlivých úprav řezu stroje není příliš vhodný, především z hlediska omezení grafické podoby modelovaného stroje. Prostředí obsahuje omezené možnosti úpravy statorových zubů, ale například úpravy svazku rotoru s vnořenými PM nejsou možné.

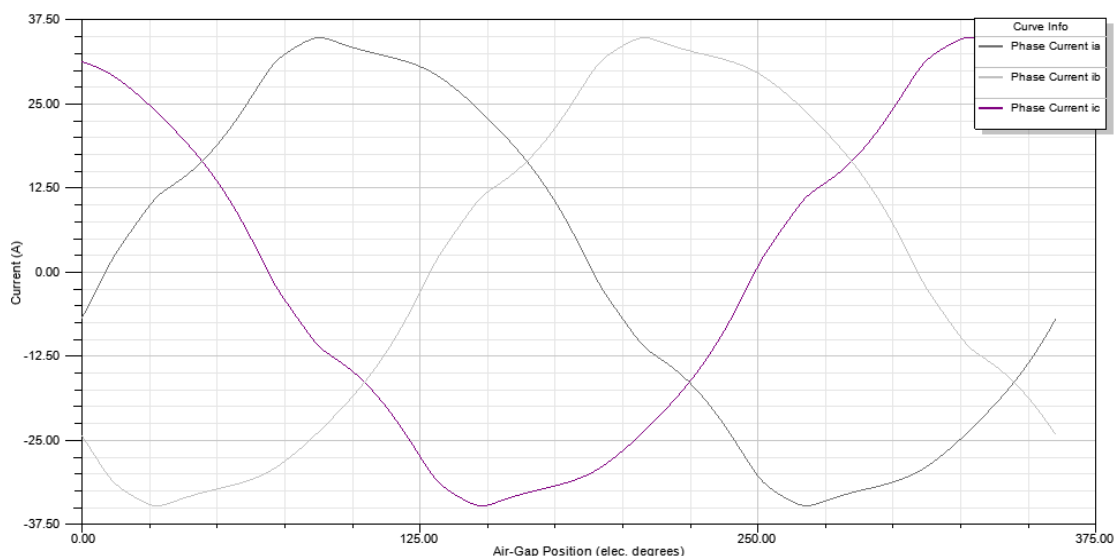
Po zadání všech parametrů stroje, materiálů a napájení lze provést výpočet výsledných vlastností. Pro porovnání tohoto softwarového výpočtu s analytickým a analýzou FEMM byl zvolen jeden ze strojů, které se dají v RMxprt vytvořit – uspořádání 9 drážek na 6 pólů bez úprav.

Jak bylo zmíněno v kapitole 3.5, zásadním rozdílem jsou především výchozí předpoklady pro výpočet stroje. RMxprt využívá napájení z tvrdého napěťového zdroje a pro dodržení požadovaného momentu i otáček stanovuje potřebný proud.

Tabulka 9: Porovnání výsledků jednotlivých metod

	Jednotka	Analytický výpočet	FEMM	RMxprt
Střední hodnota momentu $M_{stř}$	[Nm]	3,4	3,06	3,4
Efektivní hodnota fázového proudu I_{ef}	[A]	21,7	21,7	24

Podle výsledků z prostředí RMxprt je při momentu 3,4 Nm a zadaných otáčkách efektivní hodnota fázového proudu 24 A, což je o 2,3 A (10,6 %) více, než je hodnota z analytického výpočtu, která byla nastavena pro vinutí stroje ve FEMMu. Na tento rozdíl proudů má mimo jiné vliv především výsledný moment. Při předpokladu konstantního poměru momentu a proudu, by model ve FEMMu při proudu určeném v RMxpřtu dosahoval stejného momentu. Dalším vlivem je také vnucený sinusový tvar proudu ve FEMMu. Výpočet RMxprt uvažuje tvar proudu zobrazený na obrázku 87.



Obrázek 87: Tvar fázových proudů v prostředí RMxprt



Odlíšnost tvaru proudů ve vinutí je tedy také jedna z možných příčin rozdílů mezi oběma prostředím.

Prostředí RMXprt je tedy určeno pro rychlé ověření parametrů stroje, jehož geometrie se v prostředí dá namodelovat.

Mezi výstupy prostředí RMXprt patří také možnost exportu geometrie a kompletních parametrů a nastavení do prostředí Maxwell 2D.

7.4 Simulace Maxwell 2D

Pro účely této diplomové práce je využita část programu Maxwell, a to 2D model využívající transientní analýzu. Na rozdíl od FEMMu s Lua skriptem, tato analýza vyhodnocuje i vlivy předchozích stavů a parametrů stroje a zobrazuje spojitě výsledky s návazností. Pro standardní analýzu je nutné importovat geometrii stroje, vhodně nastavit celý import a rozdělit jednotlivé části stroje, dále je nutné nastavit a přiřadit veškeré materiály včetně jejich specifikací, nastavit okolí a nulové podmínky, přiřadit jednotlivé cívky, nastavit pohybové parametry, orientaci magnetizace PM atd. Komplexní nastavení je zdlouhavé a pro přesnou interpretaci vyžaduje i značné zkušenosti zadávajícího.

Díky možnosti exportu z prostředí RMXprt je celé nastavování značně usnadněno. Prostředí samo vyexportuje a nastaví kompletní model i s některými výstupními charakteristikami a návrhem parametrů transientní analýzy. Export lze s velkými výhodami využít i v případech, kdy nelze v RMXprt nastavit přesnou geometrii. Nastavíme co nejpodobnější geometrii, materiálové vlastnosti a především parametry vinutí tak, aby odpovídaly skutečnosti, a použijeme import. V prostředí Maxwell 2D poté pouze zaměníme části stroje, které nebylo možné vymodelovat. Jednotlivým částem přiřadíme materiály, podmínky a ostatní nastavení tak, jako to bylo u původních částí. Dále ověříme dostatečnou jemnost sítě, například na výšce vzduchové mezery by měly být nejlépe minimálně 3 elementy sítě. Všechna nastavení a parametry modelu a analýzy jsou individuální podle typu modelu a potřebné přesnosti výstupů. Podrobněji se tímto tématem zabývají například manuál k programu Maxwell (dle dané verze) a další literatura, kterou např. představují odborné články a publikace.

Při podrobném nastavení vinutí v RMXprt uvažuje 2D transientní analýza i faktory jako jsou vliv na indukčnost a odpor jednotlivých fází způsobené čely vinutí, spojením cívek, reálnými možnostmi navíjení, průměrem vodičů, jejich izolací a mnohé další.

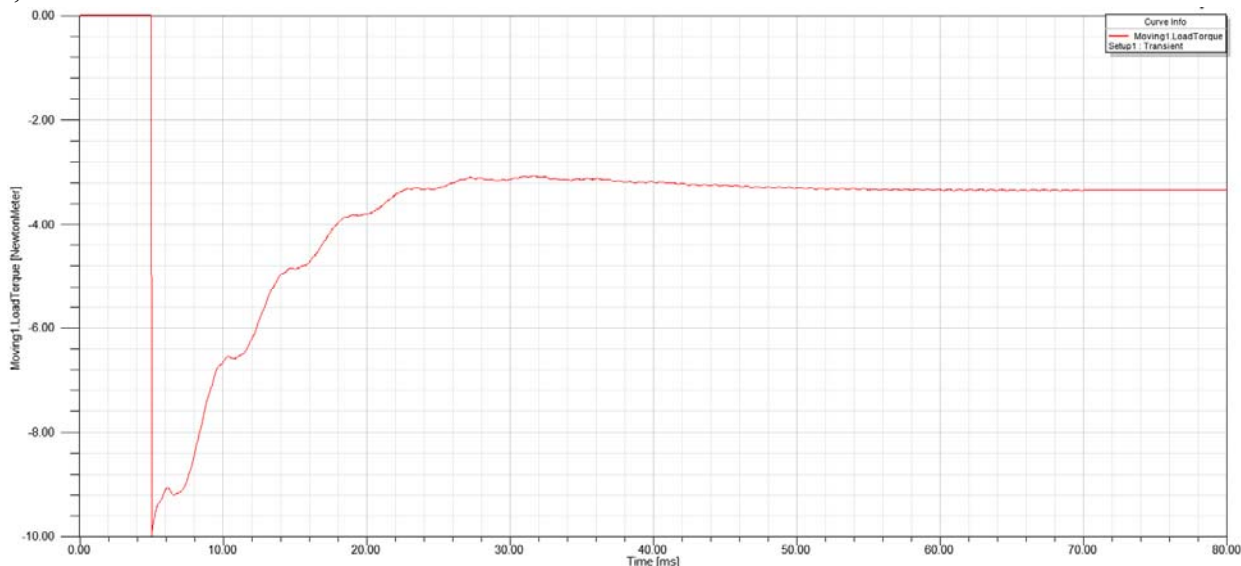
Po ověření správnosti nastavených parametrů stroje (směr magnetizace PM, přiřazení cívek k fázím, atd.) nastavíme pro pohyblivé části stroje údaje o zátěži. Je sice možné vnutit modelu otáčky a poté sledovat ustálení parametrů, ale vhodnější je volné nastavení otáček, které reaguje na reálnou zátěž stroje. Pro toto nastavení je nutné zadat moment setrvačnosti otáčející se části, tedy rotoru s PM, tlumení stroje závislé na otáčkách a zátěžný moment.

V prostředí 2D lze využít možnost výpočtu momentu setrvačnosti z geometrie stroje. Tlumení stroje se zadává v $N \cdot m \cdot \text{sec} \cdot \text{rad}^{-1}$, a jeho hodnota může být přibližně 10 % jmenovitého momentu stroje. V případě konkrétních analýz v této práci je nastaveno na 0,06 Nm při jmenovitých otáčkách, tj. $0,000135 N \cdot m \cdot \text{sec} \cdot \text{rad}^{-1}$. Tlumení slouží především k zabránění rozkmitání výsledků transientní analýzy. Zátěžný moment lze zadat jako jednoduché číslo (pro motor musí být zátěžný moment záporný), ale výhodnější je zadání pomocí funkce, která mění zátěžný moment v závislosti na aktuálním čase analýzy a případně na aktuálních otáčkách. Vhodnou funkcí lze dosáhnout značně rychlejšího ustálení obvodových hodnot.

Příkladem takovéto funkce může být například:

$$\text{if}(\text{time} < 5e-3, 0, \text{if}(\text{time} < 70e-3, -3.34 - 0.00679061 \cdot (\text{speed} - 471.2389) \cdot 30, -3.34))$$

Výstupem této funkce je: v čase do 5 ms je zátěžný moment roven nule, v čase 5 – 70 ms je úměrný otáčkám a v čase nad 70 ms je zátěžný moment nastaven na konstantní hodnotu - 3,34 Nm, což v součtu s tlumením při jmenovitých otáčkách stroje odpovídá výpočtové hodnotě 3,4 Nm.



Obrázek 88: Průběh zátěžného momentu stroje

Zkoumanými výstupy budou především:

- Průběh a zvlnění otáček stroje
- Průběh, zvlnění a střední hodnota momentu stroje
- Průběh, amplituda a efektivní hodnota fázového proudu
- Střední hodnoty ztrát ve vinutí, v železe a vířivými proudy v PM

Výstupy prvních tří bodů jsou přímými výsledky analýzy, pro jejich získání není nutné další nastavení před analýzou. V případě ztrát vířivými proudy v PM a ztrát ve svazku je nutné další nastavení. Při exportu z RMXprt jsou vytvořeny náhradní materiály pro potřeby analýzy. Tyto materiály jsou klony původních materiálů s pozměněnými vlastnostmi.

V případě ztrát v železe je materiálu elektrotechnických plechů přiřazena nulová elektrická vodivost a materiál je nastavený jako plný, nerozdělený na plechy. Ztráty v železe jsou poté počítány jiným principem než za pomoci vířivých ztrát v jednotlivých segmentech. Pro jejich výpočet při analýze je nutné tento výpočet potvrdit v nastavení výběrem uvažovaných částí.

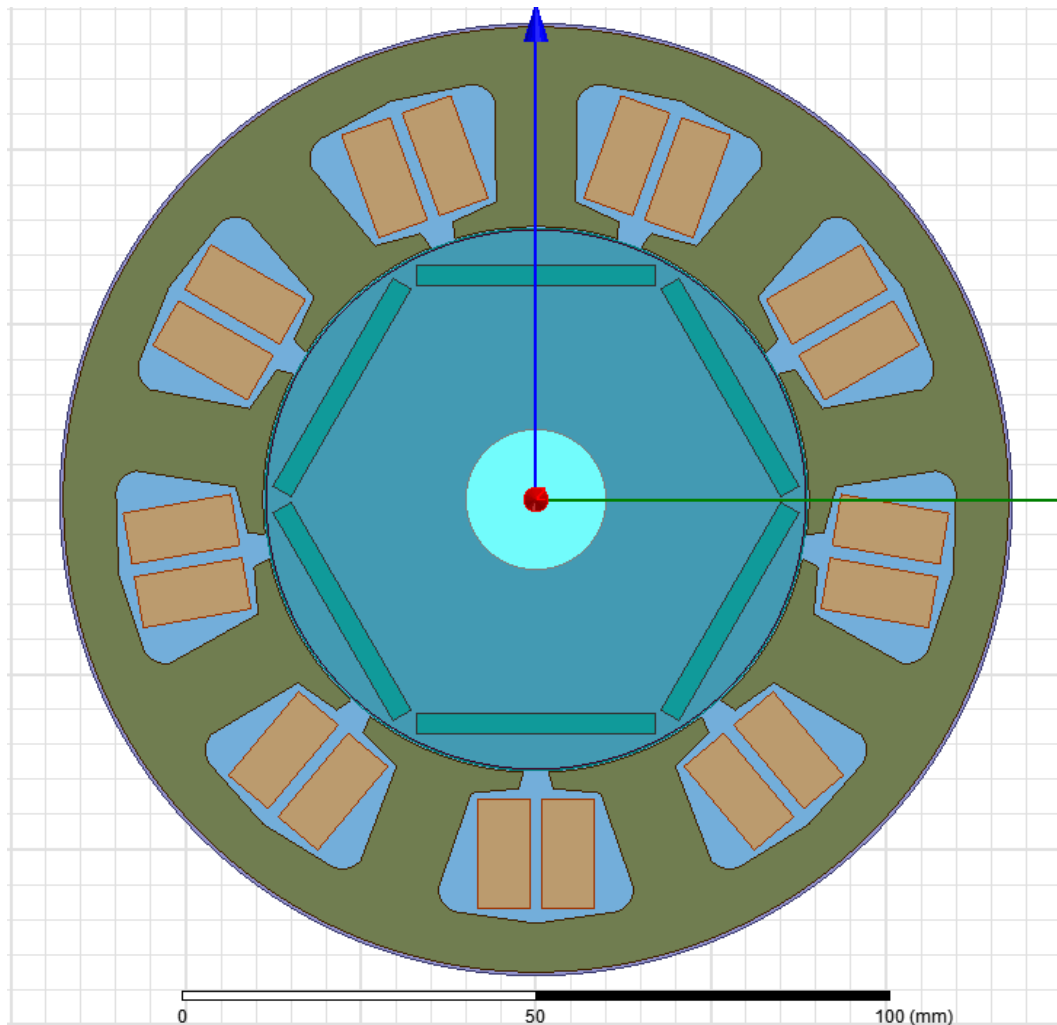
Pro výpočet ztrát vířivými proudy v PM je nutný obdobný postup, ale s nutností přiřadit materiálu PM zpět jejich vodivost, která byla u klonovaného materiálu nastavena na nulu.

Dalším podrobnějším popisem nastavování, analýzy a zpracování výsledků se tato práce nezabývá, všechny tyto úkony byly prováděny po důsledné konzultaci s vedoucím práce.

Transientní analýzy jednotlivých uspořádání strojů a jejich úprav jsou použity s obdobným nastavením.

7.4.1 Transientní analýza 9 drážek na 6 pólů

Při exportu stroje s tímto uspořádáním je v rámci snížení počtu prvků sítě vyexportována pouze jedna třetina stroje. To je umožněno jeho souměrností. Při výpočtech menších strojů je pro jednoduchost importu geometrie výhodnější zvolit plný řez stroje. Prodlouží se sice doba výpočtu, ale vyhneme se problémům s nepřesností geometrie a importu.

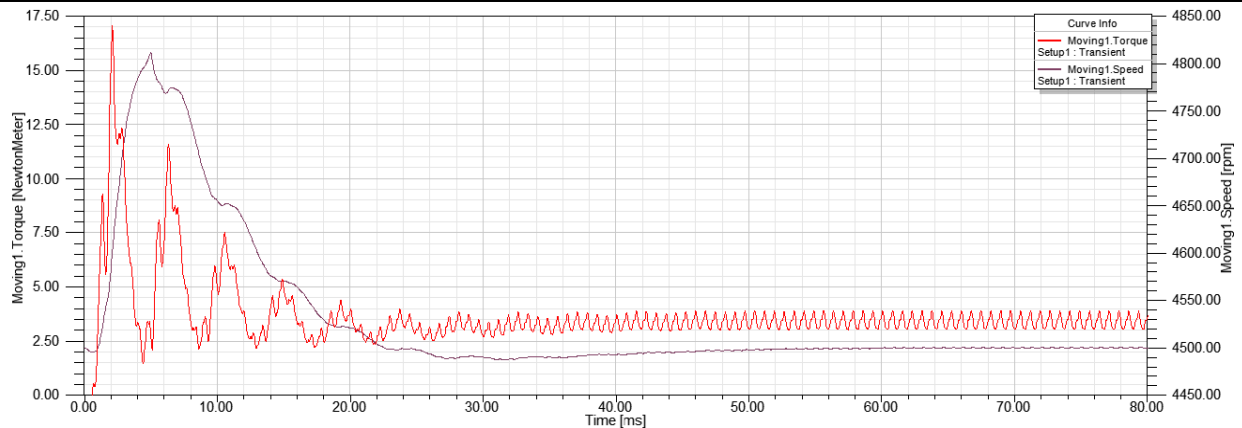


Obrázek 89: Model v Maxwell 2D

Doba výpočtu závisí především na velikosti modelu, počtu elementů sítě, výpočetním výkonu počítače a na verzi programu, která může být omezena pouze na určitý počet jader procesorů.

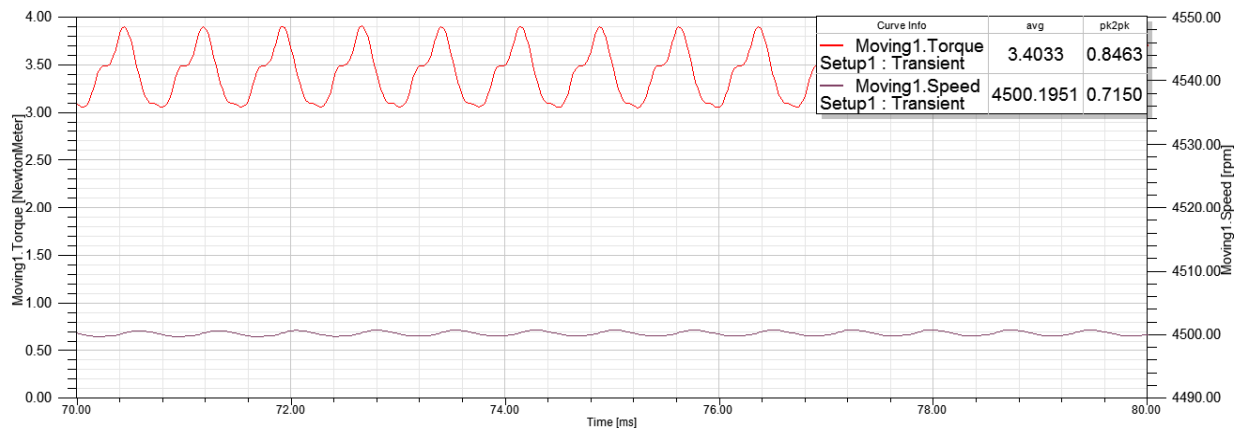
Prvním výstupem je pohled na celkovou transientní analýzu, u dalších modelů budou zobrazeny pouze průběhy v ustáleném stavu a přechodové jevy budou případně pouze okomentovány.

Střední hodnoty ztrát ve stroji jsou uvedeny až na konci kapitoly ve shrnutí výsledků.



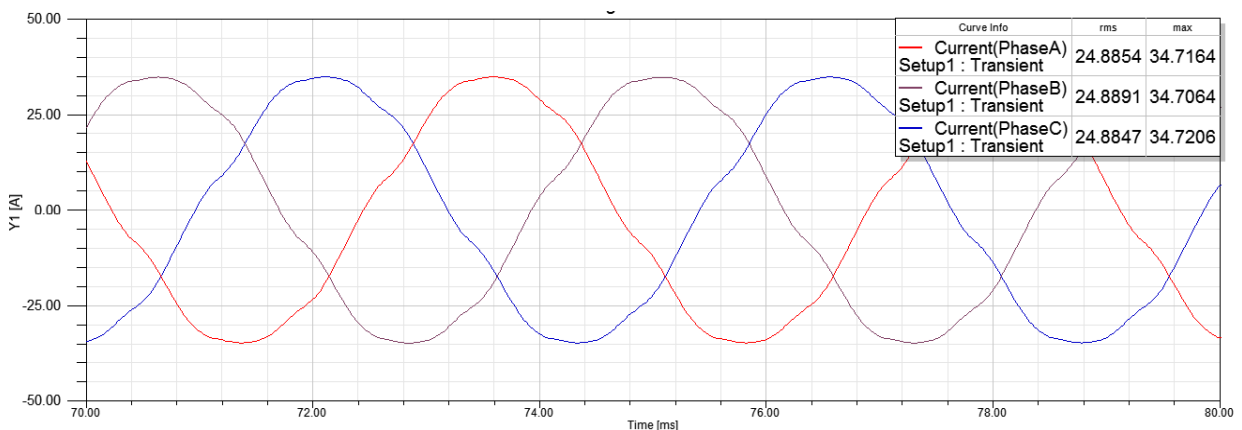
Obrázek 90: Průběh otáček a momentu, uspořádání 9 drážek na 6 pólů

Během prvních 5 ms je zátěž stroje nulová a moment i otáčky prudce vzrůstají, po připojení zátěže klesají a s mírným překmitem se ustálí přibližně v 60 ms. Vhodným nastavením funkce momentu je zde dosaženo rychlého ustálení s minimálním kmitáním.



Obrázek 91: Detail zvlnění momentu a otáček, uspořádání 9 drážek na 6 pólů

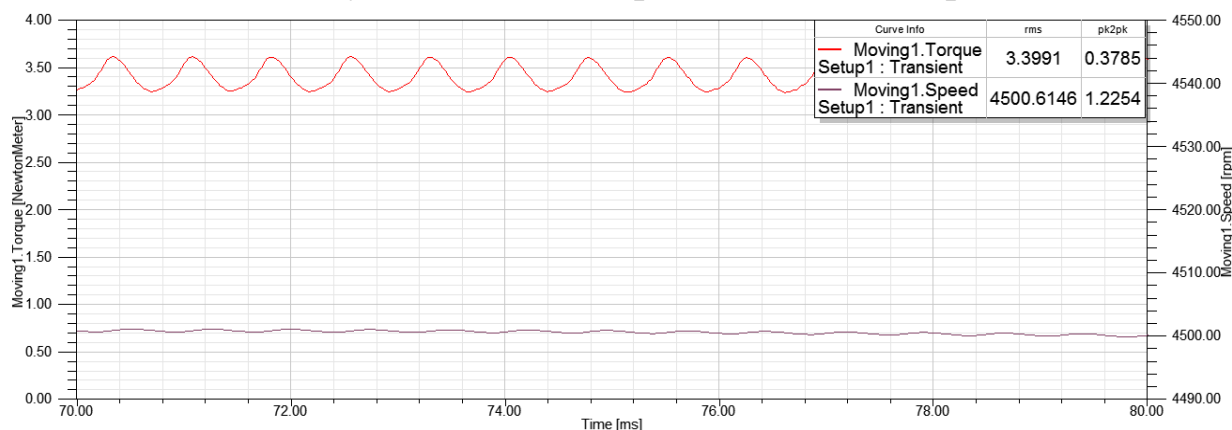
Střední hodnota otáček po ustálení je $4\,500\text{ min}^{-1}$, kmitání průběhu je zanedbatelné. Moment stroje má střední hodnotu 3,4 Nm a velikost zvlnění je 0,85 Nm špička-špička. Průběh momentu odpovídá průběhu získanému z programu FEMM.



Obrázek 92: Průběh fázových proudů, uspořádání 9 drážek na 6 pólů

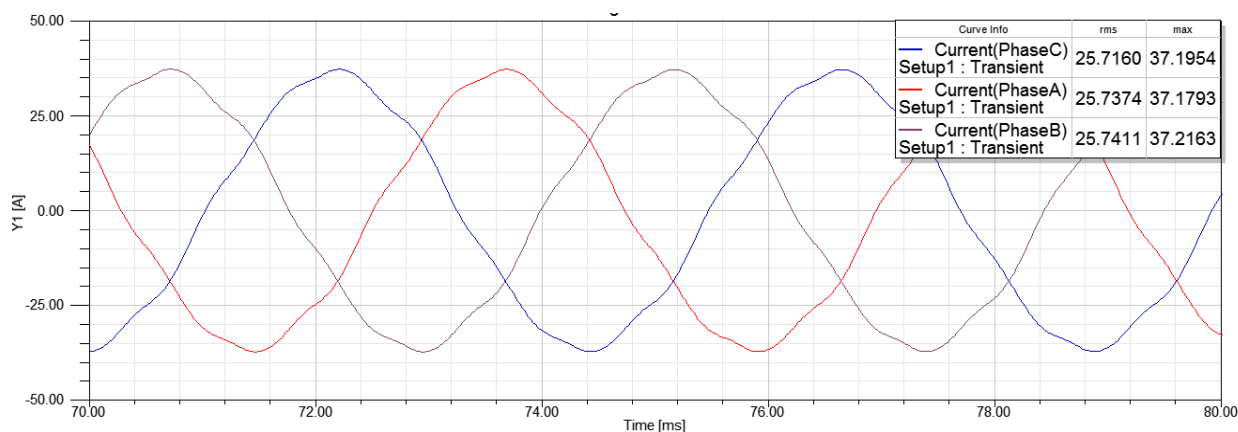
Průběhy fázových proudů jsou zdeformované, ale je na nich patrná analogie se sinusovým průběhem. Efektivní hodnota proudu je 24,89 A, amplituda 34,71 A. Efektivní hodnota proudu je o 3,19 A vyšší než výpočtová hodnota.

7.4.2 Transientní analýza 9 drážek na 6 pólů – kombinace úprav



Obrázek 93: Průběh momentu a otáček, uspořádání 9 drážek na 6 pólů – kombinace úprav

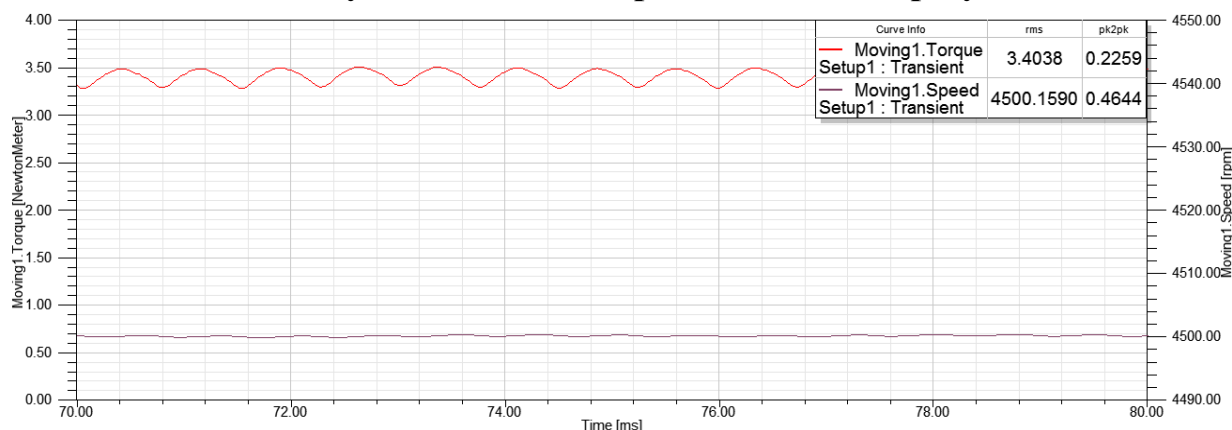
Průběh momentu je opět obdobný jako průběh získaný z programu FEMM. Jeho střední hodnota je 3,4 Nm. Zvlnění momentu je nižší než v předchozím případě a dosahuje hodnoty 0,36 Nm špička-špička. Otáčky jsou po ustálení na jmenovité hodnotě.



Obrázek 94: Průběh fázových proudů, uspořádání 9 drážek na 6 pólů – kombinace úprav

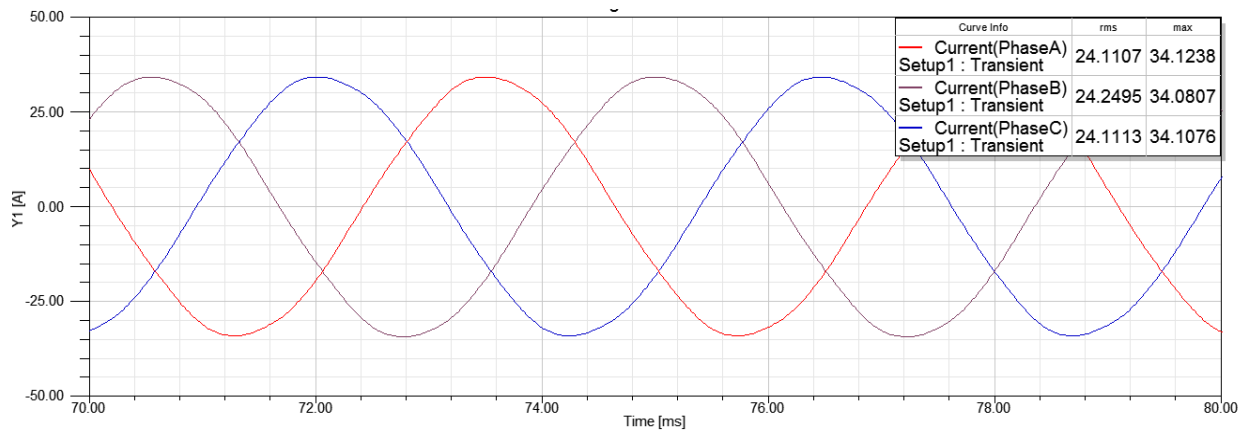
Průběhy proudů jsou stejně jako v předchozím případě zdeformované, především v oblasti amplitudy. Efektivní hodnota proudu je 25,73 A, amplituda 37,19 A. Efektivní hodnota proudu je o 4,03 A vyšší než výpočtová hodnota. S větší deformací průběhu je nutná vyšší hodnota proudu.

7.4.3 Transientní analýza 9 drážek na 6 pólů – zarovnání paty zubu



Obrázek 95: Průběh momentu a otáček, uspořádání 9 drážek na 6 pólů – zarovnání paty zubu

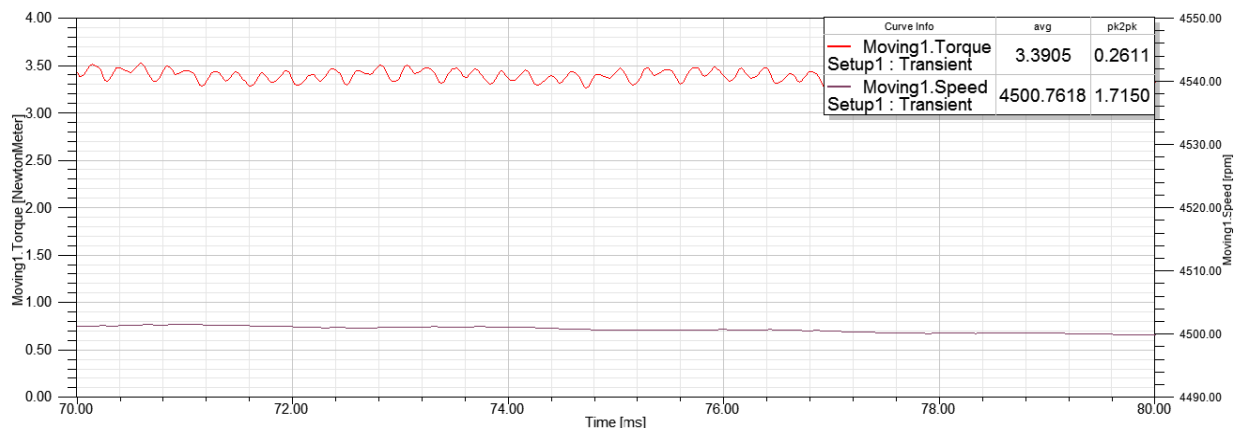
V tomto případě se je průběh momentu odlišný od výstupu z programu FEMM. Střední hodnota momentu je opět zachována, zvlnění dosahuje hodnoty 0,23 Nm špička-špička. Otáčky jsou jmenovité s minimálním zvlněním.



Obrázek 96: Průběh fázových proudů, uspořádání 9 drážek na 6 pólů – zarovnání paty zubu

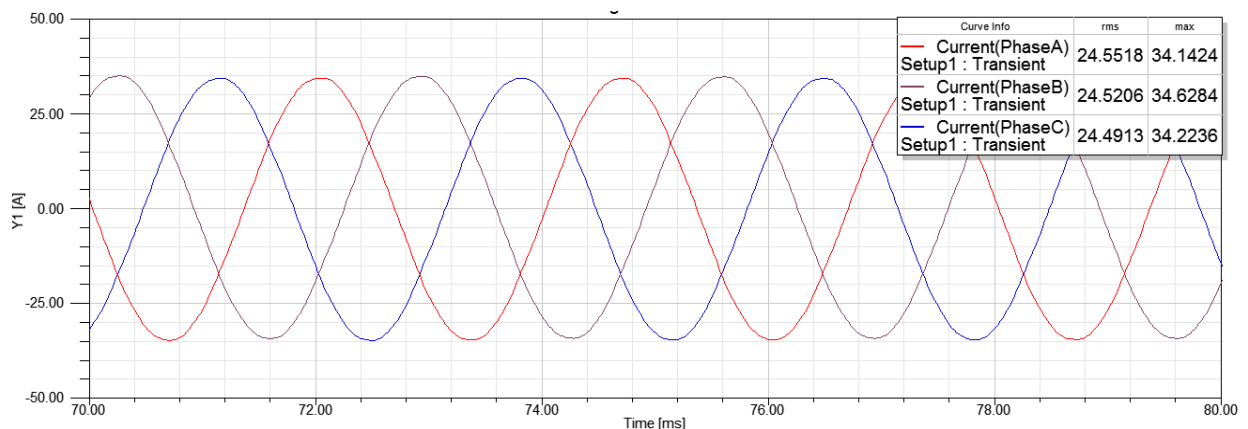
Průběhy proudů jsou daleko méně zdeformované. Efektivní hodnota proudu je 24,16 A, amplituda 34,1 A. Efektivní hodnota proudu je o 2,46 A vyšší než výpočtová hodnota.

7.4.4 Transientní analýza 12 drážek na 10 pólů



Obrázek 97: Průběh momentu a otáček, uspořádání 12 drážek na 10 pólů

Otáčky i moment odpovídají požadovaným hodnotám, zvlnění momentu dosahuje hodnoty 0,26 Nm špička-špička.



Obrázek 98: Průběh fázových proudů, uspořádání 12 drážek na 10 pólů



V případě stroje bez úprav je efektivní hodnota fázového proudu 24,52 A a amplituda 34,33 A. Efektivní hodnota proudu je o 2,22 A vyšší než výpočtová hodnota.

Průběhy proudů v uspořádání 12 drážek na 10 pólů odpovídají sinusovému průběhu, otáčky obou úprav odpovídají jmenovitým a průběhy momentů disponují malým zvlněním a korespondují s průběhy získanými z programu FEMM, proto pro stroje s úpravami jsou uvedeny pouze výsledné hodnoty.

7.4.5 Vyhodnocení transienčních analýz

Jako výstupy z transienční analýzy jsou zobrazeny pouze vybrané průběhy a hodnoty. Prostředí programu Maxwell 2D disponuje prostředky pro získání velké škály výsledků a jejich různých zpracování. Výsledky transienční analýzy potvrdily předchozí závěry o vlivech uspořádání a úprav jednotlivých strojů.

Pro všechny stroje je v analýzách zachován jmenovitý moment 3,4 Nm a jmenovité otáčky 4 500 min⁻¹. Ztráty jsou výstupem transienční analýzy a jsou udávány jako střední hodnota v ustáleném stavu. Ztráty v železe ΔP_{Fe} zahrnují ztráty hysterezní a vířivými proudy ve statorovém a rotorovém svazku. Ztráty v PM ΔP_{PM} představují ztráty vířivými proudy v materiálu PM. Ztráty ve vinutí ΔP_j jsou ztráty na ohmickém odporu cívek vinutí.

Ztráty mechanické nejsou v této analýze zohledňovány, jejich určení je závislé na použitém typu ložisek a na dalších mechanických vlivech. Pokud by byly známy při výpočtu, zvýší se požadovaný výkon stroje při daných otáčkách o jejich hodnotu.

Výsledná účinnost je tedy dána mechanickým výkonem a celkovými ztrátami ΔP .

$$\eta = \frac{P_{mech}}{P_{mech} + \Delta P} \cdot 100 \quad [%; W] \quad (7.1)$$

Účinník stroje je také určen za pomoci výstupů z transienční analýzy. Odečtení fázového posunu napájecího proudu a napětí není v případech zdeformovaného proudu vhodnou metodou. Pro určení účinníku využijeme poměr mezi zdánlivým a činným výkonem. Průběh činného výkonu dostaneme jako: 3 · průběh napájecího fázového napětí · průběh fázového proudu. Pro výpočet využijeme jeho střední hodnotu na ustáleném průběhu. Zdánlivý výkon získáme z efektivních hodnot napájecího napětí a proudu:

$$S = 3 \cdot U_{ef} \cdot I_{ef} \quad [VA; V, A] \quad (7.2)$$

Účinník stroje je poté:

$$\cos \varphi = \frac{P}{S} \quad (7.3)$$

Tabulka 10: Výsledky transientní analýzy, 1. uspořádání - 9 drážek na 6 pólů

Veličina		Jednotka	9 drážek na 6 pólů		
			Bez úprav	Kombinace úprav	Úprava zarovnáním
Délka svazku	l_{Fe}	[mm]	33	33	38
Zvlnění momentu	$M_{\text{špička-špička}}$	[Nm]	0,85	0,36	0,23
Efektivní hodnota proudu	I_{ef}	[A]	24,89	25,73	24,16
Ztráty v železe	ΔP_{Fe}	[W]	55,20	54,30	46,80
Ztráty v PM	ΔP_{PM}	[W]	9,60	8,30	6,70
Ztráty ve vinutí	ΔP_j	[W]	50,20	53,70	47,30
Celkové ztráty	ΔP	[W]	115,00	116,30	100,80
Účinnost stroje	η	[%]	93,29	93,22	94,07
Účinník	$\cos \varphi$	[-]	0,91	0,87	0,94

Tabulka 11: Výsledky transientní analýzy, 2. uspořádání - 12 drážek na 10 pólů

Veličina		Jednotka	12 drážek na 10 pólů		
			Bez úprav	Kombinace úprav	Úprava zarovnáním
Délka svazku	l_{Fe}	[mm]	33	31	37
Zvlnění momentu	$M_{\text{špička-špička}}$	[Nm]	0,26	0,22	0,09
Efektivní hodnota proudu	I_{ef}	[A]	24,52	24,14	24,16
Ztráty v železe	ΔP_{Fe}	[W]	62,40	61,80	50,40
Ztráty v PM	ΔP_{PM}	[W]	43,00	24,4	32,3
Ztráty ve vinutí	ΔP_j	[W]	42,40	41,00	41,20
Celkové ztráty	ΔP	[W]	147,80	127,20	123,90
Účinnost stroje	η	[%]	91,54	92,64	92,81
Účinník	$\cos \varphi$	[-]	0,96	0,97	0,97

Jednotlivé výsledky transientních analýz jsou uvedeny v tabulkách 10 a 11.

Zvlnění momentu klesá se zvětšováním vzduchové mezery stroje a uspořádání 9 drážek na 6 pólů dosahuje vyššího vlnění než druhé uspořádání. Největší zvlnění je u neupraveného stroje prvního uspořádání a dosahuje hodnoty 0,85 Nm (25 % jmenovitého momentu). Naopak nejnižší zvlnění momentu je u stroje v druhém uspořádání s úpravou zarovnáním paty zubu, a to 0,09 Nm (2,65 %).



Efektivní hodnota fázového proudu je ovlivněna především deformací průběhu a délkou svazku, která je nepřímo úměrná předpokládané hodnotě magnetické indukce ve vzduchové mezeře. Tyto vlivy způsobují rozdílnost od výpočtových hodnot. Nejvyšší efektivní hodnotu odebíraného proudu má stroj v prvním uspořádání s kombinací úprav. Tento stroj vykazoval největší deformaci odebíraného proudu. Stroj s nejnižší efektivní hodnotou odebíraného proudu je v druhém uspořádání s kombinací úprav, průběh proudů u tohoto stroje se nejvíce přibližoval sinusovému průběhu.

Ztráty v železe klesají se zvětšováním vzduchové mezery, které má za následek snížení magnetické indukce ve statorovém svazku. V případě druhého uspořádání jsou i přes nižší sycení magnetického obvodu v průměru o 11,5 % vyšší, kvůli navýšení frekvence magnetické indukce z 225 Hz na 375 Hz.

Ztráty vířivými proudy v PM jsou úměrné kvadrátu frekvence, proto jsou v průměru o 308 % vyšší u strojů s druhým uspořádáním.

Vyšší celkové účinnosti dosahují stroje s úpravou zarovnáním paty zubu. Díky nižšímu sycení a menším proudům dosahují menších ztrát. Tyto stroje mají sice delší svazek (až o 19 %), což znamená větší objem pro vznik ztrát, ale jejich nelineární závislost na sycení svazku a proudu ve vinutí umožní dosažení větší účinnosti. Díky nárůstu frekvence magnetické indukce je účinnější uspořádání 9 drážek na 6 pólů i přes deformaci napájecích proudů. Toto uspořádání má však jiné nevýhodné vlastnosti, kvůli kterým je druhé uspořádání pro některé aplikace výhodnější. Ztráty v železe se také dají snížit použitím kvalitnějších a tenčích elektrotechnických plechů. Ztráty v PM mohou mít být potlačeny rozdělením PM na segmenty.

Díky průběhům, které se více blíží sinusovému tvaru, mají stroje v druhém uspořádání v průměru o 6,7 % vyšší účinník.

Jednotlivé transientní analýzy umožnily porovnání důležitých parametrů stroje. Stejně jako předchozí metody má i transientní analýza Maxwell 2D svá specifika a nedostatky. Při správném nastavení programu a parametrů řešení, jsou její výsledky přesné.

7.5 Porovnání jednotlivých metod

Pro přesný návrh stroje je výhodné kombinovat jednotlivé metody. Jejich vhodnost pro daný úkol musí být posouzena z hlediska časové náročnosti, přesnosti a také jejich dostupnosti. V dřívějších dobách se uplatňoval především samotný analytický výpočet založený na teoretických a empirických vzorcích. Do výpočtu se také promítají zkušenosti a cit konstruktéra. V dnešní době je k dispozici mnoho metod různých simulací, ověřování a optimalizace parametrů, vždy je však zapotřebí vycházet z analytického výpočtu a praktických zkušeností.

Analytický výpočet zahrnuje řadu zjednodušení, především kvůli komplexnosti problému. Každým zjednodušením se však do výpočtu zanáší nepřesnosti. Některé parametry nelze s dostatečnou přesností analytickým výpočtem určit. V tomto případě je vhodné zhruba navrhnout několik možností a jejich výsledky ověřit ve výpočetním programu.

Nejjednodušším výpočetním programem využívajícím metodu konečných prvků je program FEMM. Tento program, jak již bylo výše naznačeno, využívá jednoduchých nástrojů pro tvorbu a analýzu 2D modelů se zadáním hloubky. V případě využití pro analýzu stroje je schopný přehledně zobrazit rozložení magnetického pole v řezu, určit statický moment stroje, magnetický tok jednotlivých fází, ztráty v částech stroje a jiné výstupy spíše určené pro další zpracování.



Díky využití Lua skriptu je schopný určit i hodnoty veličin při natáčení rotoru. Výsledkem je průběh, který není transientní analýzou, protože jednotlivé výsledky jsou nezávislé na předchozích řešeních. Napájení stroje je provedeno pomocí zadání okamžitých hodnot proudů v jednotlivých fázích. V případě analýzy prováděné v této práci je za pomoci Lua skriptu stroji vnucen sinusový proud o velikosti vycházející z analytického výpočtu a výsledkem je statický moment stroje v daném natočení rotoru.

Prostředí RMXprt je vhodné pro rychlé ověření parametrů stroje. Tento výpočet nevyužívá metodu konečných prvků ani import geometrie stroje. Prostředí umožňuje velmi detailní zadání stroje se zobrazením geometrie. Nedostatkem je nemožnost výpočtu některých strojů s atypickými úpravami. Prostředí podává propracované výstupy s množstvím uživatelských úprav. Díky jeho propojení s Maxwell 2D lze velmi snadno vytvořený model exportovat.

Maxwell 2D je nejkompaktnější způsob analýzy stroje. Jeho výstupem je řada průběhů veličin, které lze libovolně kombinovat a využívat pro výpočty dalších odvozených veličin. Jeho poněkud složitější nastavování lze značně usnadnit importem modelu z RMXprt a v případě potřeby lze tento model libovolně upravovat, například importem geometrie, změnou nastavení atd. Tento program je nejvíce náročný na hardwarové vybavení a zkušenost uživatelů.

Každá ze zmíněných metod návrhu a ověření parametrů stroje má své výhody i nedostatky. Při možnosti jejich vhodného kombinování lze dosáhnout velmi přesných výsledků, především tedy stroje, jehož skutečné vlastnosti odpovídají požadovaným.

I když není výstupem z programu FEMM transientní analýza v pravém slova smyslu, výsledné průběhy momentu z transientní analýzy Maxwell 2D se blížily průběhům získaným z programu FEMM.

Hodnoty momentu získané z programu FEMM se od ostatních simulací liší především z důvodu rozdílného pojetí vstupních a výstupních veličin. Na rozdíl od programu FEMM obě další simulace využívají napájení napěťovým zdrojem, pevně zadaný moment a výstupní veličinou je napájecí proud. Podle vlastností stroje se tedy změní průběh proudu a jeho efektivní hodnota odpovídá hodnotě potřebné pro dosažení požadovaného momentu.

Pro návrh a výpočet byla využita kombinace metod spočívající v ověřování analyticky vypočtených parametrů stroje za pomoci výpočetních programů, využívajících především metodu konečných prvků. Použitá metoda je výhodná především při návrhu úprav a inovací.



Tabulka 12: Souhrnné vlastnosti stroje s uspořádáním 9 drážek na 6 pólů bez úprav - porovnání výsledků z jednotlivých výpočtů

Veličina		Jednotka	Analytický výpočet	FEMM	Maxwell
Délka svazku	l_{Fe}	[mm]	33		
Efektivní hodnota proudu	I_{ef}	[A]	21,7	21,7	24,89
Moment stroje	M		3,4	3,06	3,40
Přepočtený moment			-	3,50	-
Zvlnění momentu	$M_{\text{špička-špička}}$	[Nm]	-	0,90	0,85
Průběh proudu			Sinusový	Sinusový	Zdeformovaný

Pro srovnání výstupů z obou programů byla hodnota momentu z programu FEMM přepočtena na hodnotu proudu v programu Maxwell. Tento přepočet je platný při uvažování lineární závislosti momentu na proudu na daném rozmezí hodnot. Z přepočtené hodnoty je patrné, že na velikost momentu má vliv i deformace napájecího proudu.

Rozměry a další parametry stroje jsou uvedeny v tabulkách 6 a 7.

ZÁVĚR

Cílem této diplomové práce bylo provést teoretickou rešerši synchronních strojů s permanentními magnety, elektromagnetický návrh synchronních strojů s PM na povrchu rotoru a s vnořenými PM obsahující analytický výpočet a geometrický návrh, vytvoření modelů těchto strojů a za pomoci softwaru využívajícího metodu konečných prvků ověřit parametry, které vycházejí z požadavků na stroj. Tento cíl byl splněn využitím výše zmíněných postupů a jejich kombinací. Každá z návrhových částí obsahuje podrobné shrnutí výsledků.

Práce obsahuje základní informace o principu, konstrukci a materiálech používaných v synchronních strojích s PM. V oblasti konstrukce se zaměřuje především na části stroje, které jsou odlišné od ostatních strojů, v případě materiálů pak především na elektrotechnické plechy a PM.

V další části je proveden komentovaný elektromagnetický návrh stroje s tvarovanými PM na povrchu rotoru a se soustředěným vinutím. Především je uveden postup geometrického návrhu řezu statorového svazku a natvarování PM, který vychází z požadovaného průběhu magnetické indukce ve vzduchové mezeře stroje. Parametry tohoto stroje jsou ověřeny metodou konečných prvků v programu FEMM, s využitím natáčení rotoru a v prostředí RMXprt. Pro lepší představu podoby stroje byl vytvořen 3D model.

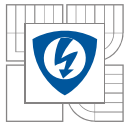
Ve snaze o docílení sinusového průběhu indukovaného napětí je provedeno vyhodnocení vlivů použitých materiálů elektrotechnických plechů a uspořádání soustředěného vinutí stroje. Pro dosažení relevantního porovnání jsou tyto vlivy zkoumány na srovnatelných strojích s netvarovanými PM na povrchu rotoru. Pro srovnání jsou využity stroje s linearizovaným a skutečným feromagnetickým materiálem a dvěma různými uspořádáními, 12 drážek na 10 pólů a 9 drážek na 6 pólů.

Zlepšením vlastností strojů využitím rotorů s vnořenými PM se zabývá další část práce. Toto provedení se dá s výhodou využít v mnohých aplikacích. V kapitole 5 jsou porovnávány stroje s různými variantami uložení vnořených PM, a to podle průběhu indukovaného napětí a reluktančního momentu. Na toto porovnání navazuje v kapitole 6 vyhodnocení vlivů úprav jednotlivých částí stroje. Obě kapitoly se zároveň zaměřují na rozdíly mezi stroji s různými uspořádáními.

Hlavní částí této práce je ověření parametrů navržených variant strojů s vnořenými PM. Pro tento účel jsou zvoleny tři varianty pro každé uspořádání, původní stroj a jeho dvě úpravy. Pro ověření parametrů jsou využity výpočetní programy, především FEMM s aplikací Lua skriptu a Maxwell 2D transientní analýza s využitím importace částí modelu z prostředí RMXprt. U jednotlivých analýz jsou uvedeny postupy a poznámky k dané problematice. V rámci analýz jednotlivými programy jsou porovnány výsledky všech variant strojů s předpoklady, které vycházejí z analytického výpočtu a příčiny případných rozdílů jsou rozebrány.

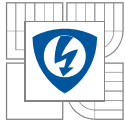
Výsledky Maxwell 2D transientní analýzy lze považovat za nejpřesněji odpovídající reálným strojům. Z tohoto důvodu jsou v rámci této analýzy jednotlivé varianty stroje nejpodrobněji srovnány. Díky její komplexnosti je určeno množství parametrů uvedených v tabulkách 10 a 11.

Posledním cílem této práce bylo posouzení použité metody návrhu a výpočtu. V této práci byla využita kombinace analytického výpočtu s výpočetními programy. Jednotlivé metody jsou porovnány v poslední kapitole práce.



LITERATURA

- [1] HENDERSHOT, J.R. a T.J.E. MILLER. *Design of Brushless Permanent-Magnet motors*. USA: Oxford University Press,. 1995. p. 584. ISBN 978-0198593898.
- [2] GIERAS, Jacek F. a Mitchell WING. *Permanent Magnet Motor Technology: Design and Applications*. New York: CRC Press, Inc., 2002. 2. ISBN 0-8247-0739-1.
- [3] MicrocontrollersMakeTwo-phaseBrushlessDCFans. *Welcome to EDN China* [online]. 2014 [cit. 2014-12-15]. Dostupné z: http://bbs.ednchina.com/BLOG_ARTICLE_7547.HTM
- [4] Synchronous electric motor. KEB: Home [online]. 2014 [cit. 2014-12-15]. Dostupné z: <http://www.directindustry.com/prod/keb/synchronous-electric-motors-permanent-9320-459224.html>
- [5] TORRES, Daniel. Comparing motor-control techniques. *Electronic Component News: Serving the Electronic Design Community Since 1956* [online]. 2009 [cit. 2015-05-25]. Dostupné z: <http://www.ecnmag.com/articles/2009/10/comparing-motor-control-techniques>
- [6] DES, R. How Hall Effect Sensor works. *Sensors and Actuators* [online]. 2005 [cit. 2015-05-25]. Dostupné z: <http://sensors-actuators-info.blogspot.cz/2009/08/hall-effect-sensor.html>
- [7] Inkrementální enkodér. *VOŠ a SPŠ Rychnov nad Kněžnou* [online]. 2012 [cit. 2014-12-15]. Dostupné z: <http://www.vosrk.cz/robotika/guide/sensors/decode/cs>
- [8] DLOUHÝ, Martin a Zbyněk WINKLER. Enkodéry: Robotika.cz > Guide. *Robotika.cz* [online]. 2003 [cit. 2013-05-25]. Dostupné z: <http://robotika.cz/guide/encoders/en>
- [9] Low-Cost Brushless Pancake Resolvers. Moog Inc.: Precision motion control products, systems, servovalves, actuators [online]. 2013 [cit. 2015-05-25]. Dostupné z: <http://www.moog.com/products/resolvers/low-cost-brushless-pancake-resolvers/size-22/>
- [10] KRISHNAN, R. VIRGINIA TECH. *Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives*. New York: CRC Press, 2010. p. 610. ISBN 978-0-8247-5384-9.
- [11] ANSOFT. RMXprt. 2013.
- [12] Stator Laminations Product Samples. Laser Laminations, Inc. [online]. 2014 [cit. 2014-12-15]. Dostupné z: <http://www.laserlaminations.com/stator-laminations-product-samples.html>
- [13] KRÁLOVÁ, Magda a Jindřich KÁŽA. Techmania: Edutorium - Exponáty. Techmania [online]. 2008 [cit. 2015-05-25]. Dostupné z: http://techmania.cz/edutorium/art_exponaty.php?xkat=fyzika&xser=4d61676e657469736d7573h&key=444
- [14] EM Brno. *Elektrika.cz* [online]. 2007 [cit. 2014-12-15]. Dostupné z: <http://elektrika.cz/data/clanky/embrno-nevybusne-asynchronni-elektromotory>
- [15] Синхронный двигатель с постоянными магнитами. Инженерные решения [online]. 2014 [cit. 2015-05-25]. Dostupné z: <http://engineering-solutions.ru/motorcontrol/pmsm/>
- [16] A. M. EL-Refai, Z. Q. Zhu, T. M. Jahns, and D. Howe, "Winding inductances of fractional slot surface-mounted permanent magnet brushless machines," in Conf. Rec. IEEE IAS Annu. Meeting, Edmonton, AB, Canada, Oct. 2–5, 2008, pp. 1–8



[17] CHONG, L. a M. F. RAHMAN. Design and mechanical consideration of an IPM machine with concentrated windings. [HOSTED BY POWER ENGINEERING RESEARCH GROUP, School of Electrical and Electronics Engineering. 2009 Australasian Universities Power Engineering Conference: AUPEC 2009 ; Adelaide, Australia, 27 - 30 September 2009 [online]. Piscataway, NJ: IEEE, 2009, (11037187) [cit. 2015-05-25]. ISBN 9780863967184. ISSN 978-0-86396-718-4. Dostupné z:

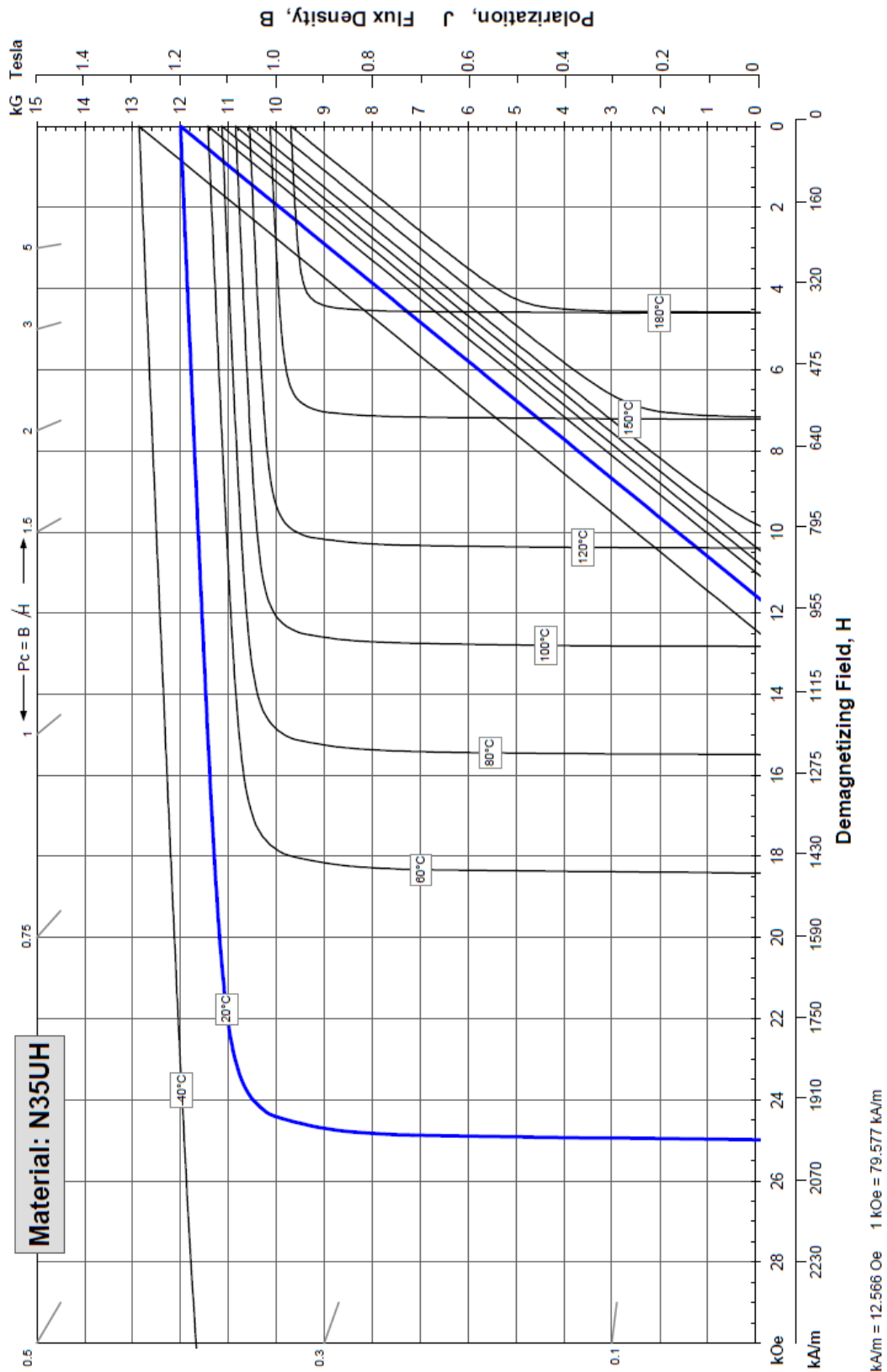
<http://ieeexplore.ieee.org/xpl/articleDetails.jsp?tp=&arnumber=5357121&queryText%3DDesign+and+Mechanical+Consideration+of+an+IPM+Machine+with+Concentrated+Windings>

[18] LIBERT, F. a J. SOULARD. Investigation on Pole-Slot Combinations for Permanent-Magnet Machines with Concentrated Windings. *In proceedings of the ICEM*. 2004

[19] FINKEN, Thomas, Marco HOMBITZER a Kay HAMEYER. Study and comparison of several permanent-magnet excited rotor types regarding their applicability in electric vehicles. 2010 Emobility - Electrical Power Train [online]. IEEE, 2010, : 1-7 [cit. 2015-05-25]. DOI: 10.1109/EMOBILITY.2010.5668074. ISBN 978-1-4244-8410-2. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=5668074>

PŘÍLOHY

Magnetizační charakteristika materiálu N35UH



Katalogový list materiálu pro statorové plechy M330-50A

Typical data for SURA® M330-50A

1 (2)

T	W/kg at 50 Hz	VA/kg at 50 Hz	A/m at 50 Hz	W/kg at 100 Hz	W/kg at 200 Hz	W/kg at 400 Hz	W/kg at 1000 Hz	W/kg at 2500 Hz
0,1	0,03	0,07	27,7	0,05	0,13	0,34	1,64	6,55
0,2	0,09	0,19	36,4	0,20	0,49	1,36	5,71	22,7
0,3	0,18	0,34	42,4	0,43	1,06	2,84	11,7	47,8
0,4	0,28	0,51	47,8	0,71	1,78	4,77	19,7	82,9
0,5	0,41	0,70	52,9	1,04	2,65	7,18	30,1	130
0,6	0,55	0,93	58,3	1,42	3,66	10,1	43,1	194
0,7	0,71	1,20	64,1	1,84	4,83	13,6	59,2	281
0,8	0,89	1,50	71,0	2,32	6,17	17,7	78,2	392
0,9	1,08	1,86	79,7	2,85	7,69	22,5	103	529
1,0	1,29	2,30	91,8	3,43	9,42	28,1	132	697
1,1	1,53	2,86	110	4,08	11,4	34,6	166	
1,2	1,81	3,65	140	4,81	13,6	42,0		
1,3	2,12	5,00	205	5,63	16,0	50,2		
1,4	2,56	8,27	399	6,60	18,7	59,3		
1,5	3,03	19,9	1097	7,71	21,8	69,6		
1,6	3,49	54,7	2925					
1,7	3,84	124	6118					
1,8	4,15	239	10828					

Loss at 1.5 T , 50 Hz, W/kg 3,03

Loss at 1.0 T , 50 Hz, W/kg 1,29

Anisotropy of loss, % 10

Magnetic polarization at 50 Hz

H = 2500 A/m, T 1,57

H = 5000 A/m, T 1,66

H = 10000 A/m, T 1,77

Coercivity (DC), A/m 40

Relative permeability at 1.5 T 1050

Resistivity, $\mu\Omega\text{cm}$ 42

Yield strength, N/mm² 315

Tensile strength, N/mm² 455

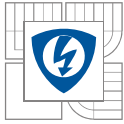
Young's modulus, RD, N/mm² 200 000

Young's modulus, TD, N/mm² 210 000

Hardness HV5 (VHN) 155



RD represents the rolling direction
TD represents the transverse direction
Values for yield strength (0.2 % proof strength)
and tensile strength are given for the rolling direction
Values for the transverse direction are approximately 5% higher



Lua script pro získání průběhů momentu a magnetických toků jednotlivých fází při otáčení rotoru a sinusovém průběhu napájecích proudů

```
setcompatibilitymode(1)
showconsole()
clearconsole()

    appendto("model.txt")
    write("alfa [°]"," ", "M [N.m]"," ", "flux u [wb]"," ", "flux v [wb]"," ", "flux w [wb]")
    closefile(_OUTPUT)

open("sin_orez_roz.fem")
mi_saveas("model_lua.fem")

for n=0,360,1 do
    mi_analyze()
    mi_loadsolution()
    mo_savebitmap(n)
    mo_groupselectblock(56)
    Mre, Mim = mo_blockintegral(22)

    cr,ci,vr,vi,fru,fi = mo_getcircuitproperties("Iu")
    cr,ci,vr,vi,frv,fi = mo_getcircuitproperties("Iv")
    cr,ci,vr,vi,frw,fi = mo_getcircuitproperties("Iw")

    appendto("model.txt")
    write("\n",n," ",Mre," ",fru," ",frv," ",frw)
    closefile(_OUTPUT)

    mo_close()

    mi_seteditmode("group")
    mi_selectgroup(56)
    mi_moverotate(0,0,1)
    mi_modifycircprop("Iu",1,31.96*cos((3.141593*3*n)/180))
    mi_modifycircprop("Iv",1,31.96*cos((3.141593*(3*n-120))/180))
    mi_modifycircprop("Iw",1,31.96*cos((3.141593*(3*n+120))/180))
end
```