

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

MOTOR S AXIÁLNÍM MAGNETICKÝM TOKEM PRO PŘÍMÝ POHON ČERPADLA

DIPLOMOVÁ PRÁCE
MASTER'S THESIS

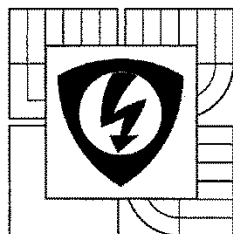
AUTOR PRÁCE
AUTHOR

Bc. Zdeněk Knap

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR

Ing. Rostislav Huzlík 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
Silnoproudá elektrotechnika a výkonová elektronika

Student: Bc. Zdeněk Knap

Ročník: 2

ID: 138955

Akademický rok: 2014/15

NÁZEV TÉMATU:

Motor s axiálním magnetickým tokem pro přímý pohon čerpadla

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

1. Provedte literární rešerši.
2. Provedte analytický návrh axiálního motoru různých variant.
3. V programu Ansys Maxwell ověřte parametry navržených strojů a porovnejte vlastnosti těchto strojů.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

- [1] M. Aydin, S. Huang, and T. A. Lipo, "Axial Flux Permanent Magnet Disc Machines: A Review," in Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation, and Motion (SPEEDAM) 2004, 2004.
- [2] J. F. Gieras, M. J. Kamper, and R.-J. Wang, Axial Flux Permanent Magnet Brushless Machines, 2nd Edition. Springer, 2008, p. 362.
- [3] Časopisecké a konferenční články z databáze IEEE Xplore.

Termín zadání: 22. 9. 2014

Termín odevzdání: 26.5.2015

Vedoucí práce: Ing. Rostislav Huzlík

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

Tato práce se zaměřuje na návrh synchronního stroje s axiálním tokem za účelem pohonu čerpadla.

Úvodem se zaměřuje na základní rozdělení a řešení o tomto typu stroje. Následuje postupný proces návrhu motoru. Pro účely tohoto návrhu byl sestaven matematický model pro prvotní návrh, který je následně doplněn a ověřen metodou konečných prvků. V poslední části je provedeno vyčíslení ztrát a zhodnocení celkové účinnosti.

Abstract

This thesis is related to axial flux permanent magnet machines.

The first part describes the basic information about this type of machines. Main part is focused on design of the machine. For the purpose of the preliminary design there is mathematical model of the basic machine. This model is followed by finite elements analysis for the further evaluations and validation of the mathematical design. The last part is evaluating the losses of the machine and its virtual efficiency.

Klíčová slova

Pohon čerpadla, synchronní stroj s axiálním magnetickým tokem, torus, analytický návrh stroje, metoda konečných prvků, výpočet ztrát, ztráty vířivými proudy

Keywords

Pump drive, axial-flux synchronous machine, torus, analytical design of the machine, finite element method, power losses calculation, eddy current losses

Bibliografická citace

KNAP, Z. *Motor s axiálním magnetickým tokem pro přímý pohon čerpadla*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2015. 63 s. Vedoucí diplomové práce Ing. Rostislav Huzlík Ph.D.

Prohlášení

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma „Motor s axiálním magnetickým tokem pro přímý pohon čerpadla“ jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

V Brně dne

Podpis autora

Poděkování

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

Dále bych tímto rád poděkoval své rodině a nejbližším za podporu při celém studiu.

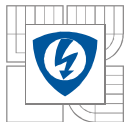
V Brně dne

Podpis autora



Obsah

SEZNAM OBRÁZKŮ.....	8
SEZNAM TABULEK	10
SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK.....	11
ÚVOD	14
1 STROJE S AXIÁLNÍM TOKEM.....	15
1.1 POROVNÁNÍ RFPM A AFPM	15
1.1.1 EXISTUJÍCÍ TYPY AFPM STROJE	15
1.2 TOPOLOGIE AFPM	16
1.2.1 AXIÁLNÍ STROJ BEZ STATOROVÉHO SVAZKU.....	17
1.2.2 AXIÁLNÍ STROJ TYPU TORUS	17
1.2.3 AXIÁLNÍ STROJ SE SEGMENTOVANÝM STATOREM.....	18
2 TEORETICKÝ ROZBOR PRO NÁVRH POHONU ČERPADLA.....	19
2.1 MATEMATICKÝ MODEL MAGNETICKÉHO OBVODU	19
2.1.1 ZJEDNODUŠUJÍCÍ PŘEDPOKLADY	19
2.1.2 MAGNETICKÝ TOK	22
2.1.3 VÝPOČET TOKU VE STATORU.....	22
2.1.4 SPŘAŽENÝ TOK CÍVKY	23
2.1.5 INDUKOVANÉ NAPĚTÍ.....	26
2.2 ANALÝZA POMOCÍ FEA.....	26
2.2.1 ANSYS MAXWELL 16	27
3 NÁVRH STROJE.....	29
3.1 POMOCÍ ANALYTICKÉHO MODELU MAGNETICKÉHO OBVODU	29
3.1.1 ZÁKLADNÍ GEOMETRICKÉ ROZMĚRY	29
3.2 PŘEDBĚŽNÉ URČENÍ ZTRÁT.....	31
3.2.1 JOULOVY ZTRÁTY	31
3.2.2 ZTRÁTY V ŽELEZE	32
3.2.3 ZTRÁTY VÍŘIVÝMI PROUDY V MĚDI	32
3.2.4 POHYBEM V PROSTŘEDÍ.....	33
3.3 URČENÍ NÁVRHU POMOCÍ METODY KONEČNÝCH PRVKŮ	35
3.3.1 KONTROLA SYCENÍ A MAGNETICKÉ INDUKCE VE STROJI	36
3.3.2 URČENÍ PŘÍČNÉ A PODÉLNÉ INDUKČNOSTI	38
3.3.3 VÝPOČET ZATĚŽOVACÍ CHARAKTERISTIKY.....	40
3.3.4 VÝKONOVÉ OVĚŘENÍ MOTORU	41
3.3.5 SIMULACE MOTOR-GENERÁTOR	42
3.3.6 VÝPOČET VÍŘIVÝCH ZTRÁT V MĚDI ZA POMOCÍ FEA	46
3.3.7 VÝPOČET SILOVÉHO NAMÁHÁNÍ PŘI VYOSENÍ AXIÁLNÍM SMĚREM.....	47
3.4 VÝKONOVÁ BILANCE NÁVRHU	48
4 NÁVRH ALTERNATIVNÍ TOPOLOGIE AFPM STROJE.....	49

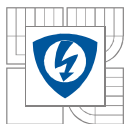


4.1 VÝKONOVÉ ANALÝZY „CORELESS“ VARIANTY STROJE	51
4.2 ANALÝZA ZTRÁT „CORELESS“ VARIANTY STROJE	53
5 POROVNÁNÍ RŮZNÝCH STROJŮ EKVIVALENTNÍCH PARAMETRŮ	54
6 ZÁVĚR.....	55
LITERATURA	56
7 PŘÍLOHY	59

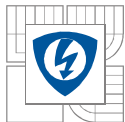


SEZNAM OBRÁZKŮ

<i>Obrázek 1- základní topologie AFPM.....</i>	<i>16</i>
<i>Obrázek 2- orientace magnetů typu NN a NS</i>	<i>17</i>
<i>Obrázek 3- AFPM typu torus - A - drážkovaný stator; B - hladký stator</i>	<i>18</i>
<i>Obrázek 4- AFPM stroj se segmentovaným státorem [4]</i>	<i>18</i>
<i>Obrázek 5 - Znárodnění roviny převodu 3D modelu do 2D.....</i>	<i>20</i>
<i>Obrázek 6 - Definice označení rozměrů pro matematický model</i>	<i>20</i>
<i>Obrázek 7 – Veličiny pro aproximaci magnetů.....</i>	<i>21</i>
<i>Obrázek 8- Znárodnění zjednodušeného magnetického toku v modelu.....</i>	<i>22</i>
<i>Obrázek 9- Předpoklad průběhu magnetické indukce a toku ve statoru.....</i>	<i>23</i>
<i>Obrázek 10- Vyznačení intervalů toku pro danou pozici vinutí pod magenty při $l_a > l_d$</i>	<i>24</i>
<i>Obrázek 11- Průběh spřaženého toku pod jednou pólovou dvojicí při $l_a > l_d$</i>	<i>25</i>
<i>Obrázek 12- Průběh indukovaného napětí při $l_a < l_d$.....</i>	<i>26</i>
<i>Obrázek 13- Průběh indukovaného napětí při $l_a > l_d$.....</i>	<i>26</i>
<i>Obrázek 14- Postup návrhu stroje.....</i>	<i>29</i>
<i>Obrázek 15- B-H křivky použitých materiálů.....</i>	<i>30</i>
<i>Obrázek 16- Porovnání průběhu spřaženého toku získaného z FEA a z analytického výpočtu.....</i>	<i>35</i>
<i>Obrázek 17 - Porovnání průběhu indukovaného napětí naprázdno získaného z FEA a z analytického výpočtu</i>	<i>35</i>
<i>Obrázek 19- Rozložení magnetické indukce ve stroji.....</i>	<i>36</i>
<i>Obrázek 20- Rozložení relativní permeability ve stroji.....</i>	<i>37</i>
<i>Obrázek 21- Detail průběhu magnetické indukce ve vzduchové mezeře.....</i>	<i>37</i>
<i>Obrázek 22- Tangenciální složka magnetické indukce ve statoru</i>	<i>38</i>
<i>Obrázek 23- Definice zvlnění indukčnosti.....</i>	<i>39</i>
<i>Obrázek 24- Zapojení pro simulaci výpočtu příčné a podélné indukčnosti.....</i>	<i>39</i>
<i>Obrázek 25- Zatěžovací charakteristika pro konstantní napájecím proudem</i>	<i>41</i>
<i>Obrázek 26- Porovnání zatěžovací charakteristiky (analytické a FEA)</i>	<i>42</i>
<i>Obrázek 27- Průběh mechanických veličin při simulaci motorického režimu stroje.....</i>	<i>42</i>
<i>Obrázek 28- Napájení simulace motorického režimu stroje</i>	<i>43</i>
<i>Obrázek 29- Rotační napětí motorického režimu stroje.....</i>	<i>43</i>
<i>Obrázek 30- Průběh mechanických veličin při simulaci generátorického režimu stroje.....</i>	<i>44</i>
<i>Obrázek 31- Proud dodávaný generátorem do ohmické zátěže</i>	<i>44</i>
<i>Obrázek 32- Indukovaná napětí generátorického režimu stroje</i>	<i>45</i>



<i>Obrázek 33 - Průběh sdruženého napětí generátorického režimu stoje</i>	<i>45</i>
<i>Obrázek 34- Porovnání napětí zatíženého generátoru a generátoru ve stavu naprázdno.....</i>	<i>46</i>
<i>Obrázek 35- Rozložení axiální složky magnetické indukce ve vzduchové mezeře na polovině pólové rozteče.....</i>	<i>47</i>
<i>Obrázek 36- Závislost axiální síly na stator při vyosení v axiálním směru</i>	<i>48</i>
<i>Obrázek 37 - Rozložení výkonů ve stroji, A – provoz ve vzduchu; B – provoz ve vodě.....</i>	<i>48</i>
<i>Obrázek 38- Závislost B_{awg} a poměru B_{awg}/B_{max} na pólovém krytí PM.....</i>	<i>49</i>
<i>Obrázek 39- Vizualizace „coreless“ varianty navrhovaného stroje (vinutí; Aktivní část).....</i>	<i>50</i>
<i>Obrázek 40 - Rozložení magnetické indukce v coreless variantě stroje.....</i>	<i>50</i>
<i>Obrázek 41 - Průběh indukovaného napětí naprázdno pro coreless variantu.....</i>	<i>51</i>
<i>Obrázek 42 - Sdružené napětí coreless varianty stroje.....</i>	<i>51</i>
<i>Obrázek 43 - Zatěžovací charakteristika varianty coreless</i>	<i>52</i>
<i>Obrázek 44 - Průběh mechanických veličin simulace coreless při zatížení jmenovitým momentem</i>	<i>52</i>
<i>Obrázek 45 - Axiální složka magnetické indukce ve variantě coreless</i>	<i>53</i>
<i>Obrázek 46- Vyznačení intervalů toku pro danou pozici vinutí pod magenty při $l_a < l_d$</i>	<i>59</i>
<i>Obrázek 47- Průběh spřaženého toku pod jednou pólovou dvojicí při $l_a < l_d$</i>	<i>60</i>



SEZNAM TABULEK

<i>Tabulka 1- Vybrané existující AFPM stroje.....</i>	<i>15</i>
<i>Tabulka 2 – Parametry žádaného stroje</i>	<i>19</i>
<i>Tabulka 3 - Matematický popis magnetického toku pod pólovou dvojicí</i>	<i>23</i>
<i>Tabulka 4- Matematické vyjádření průběhu spřaženého toku pod pólovou dvojicí pro $l_d > l_d$</i>	<i>25</i>
<i>Tabulka 5 - Vliv nastavení meshe na řešení</i>	<i>28</i>
<i>Tabulka 6 – Geometrické rozměry a parametry navrhnutého stroje</i>	<i>31</i>
<i>Tabulka 7- Provnání výsledků FEA a analytického výpočtu.....</i>	<i>36</i>
<i>Tabulka 8- Simulované a vypočtené hodnoty příčné a podélné indukčnosti.....</i>	<i>40</i>
<i>Tabulka 9- Porovnání vybraných parametrů "coreless" a "torrus" variant stroje pro pohon čerpadla.....</i>	<i>54</i>
<i>Tabulka 10 - Matematické vyjádření průběhu spřaženého toku pod pólovou dvojicí pro $l_d < l_d$</i>	<i>60</i>



SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK

Symbol	Popis	Jednotka
AFPM	Stroj s axiálním tokem buzeným permanentními magnety	
FEA	Metoda konečných prvků	
RFPM	Stroj s radiálním tokem buzeným permanentními magnety	
rms	Efektivní hodnota (root mean square)	
ΔP_{Σ}	Součtový ztrátový výkon	W
ΔP_{eddy}	Ztrátový výkon způsobený vířivými proudy	W
ΔP_{Fe}	Ztrátový výkon ve statorovém svazku	W
ΔP_{Cu}	Joulové ztráty	W
ΔP_t	Ztrátový výkon způsobený třením o okolní prostředí	W
μ	Permeabilita	Hm ⁻¹
ρ	Hustota	kg·m ⁻³
σ	Měrná elektrická vodivost	S·m ⁻¹
ν	Kinematická viskozita	m ² ·s ⁻¹
φ	Úhel	rad
ϕ_{max}	Amplituda magnetického toku	Wb
ψ	Spřažený tok	Wb
ω	Úhlová rychlost	rad·s ⁻¹
a	Rozměr lichoběžníkového magnetu	m
b	Rozměr lichoběžníkového magnetu	m
$\cos\varphi$	Účinník	-
d_{Cu}	Průměr mědi	m
f	Frekvence	Hz
h	Radiální výška (ve směru osy Z)	m
h_{Cu}	Axiální délka vinutí	m
h_{gap}	Axiální délka vzduchové mezery	m
h_m	Axiální délka magnetu	m
h_{rot}	Axiální délka rotoru	m
h_{stat}	Axiální délka statoru	m
k_{Cu}	Činitel vinutí mědi	-
m	Počet fází	-



Symbol	Popis	Jednotka
$m_{Cu,a}$	Hmotnost aktivní mědi	kg
n	Řád harmonické	-
n	Počet	-
n_s	Poměr mezi počtem závitů cívky a její tangenciální délkou	m^{-1}
v	Radiální výška magnetu	m
x	Pomocná proměnná	-
B_{gap}	Střední hodnota magnetické indukce ve vzduchové mezeře	T
$B_{m,x,n}$	Amplituda složky n -řádu Fourierova rozvoje magnetické indukce v tangenciálním směru	T
$B_{m,z,n}$	Amplituda složky n -řádu Fourierova rozvoje magnetické indukce v axiálním směru	T
B_r	Remanentní indukce materiálu	T
B_{rotor}	Střední hodnota magnetické indukce v rotoru	T
B_{stator}	Střední hodnota magnetické indukce ve statoru	T
C_m, C_x	Součinitel odporu tělesa	-
H	Intenzita magnetického pole	Am^{-1}
I_{If}	Efektivní hodnota napájecího proudu	A
l	Tangenciální délka	m
l_a	Tangenciální délka cívky v rovině řezu motorem	m
l_d	Tangenciální délka mezery mezi magnety v rovině řezu motorem	m
l_m	Tangenciální délka magnetu v rovině řezu motorem	m
l_r	Tangenciální délka střední siločáry magnetické indukce v rotoru v rovině řezu motorem	m
l_s	Tangenciální délka střední siločáry magnetické indukce v statoru v rovině řezu motorem	m
I	Elektrický proud	A
L	Indukčnost	H
L_d	Podélná indukčnost	H
L_q	Příčná indukčnost	H
N	Počet závitů jedné cívky	-
$P_{žádaný}$	Žádaný mechanický výkon na hřídeli	W
R_a	Drsnost	μm



Symbol	Popis	Jednotka
R_{in}	Vnitřní poloměr aktivní části	m
R_{out}	Vnější poloměr aktivní části	m
S	Plocha	m ²
U_{If}	Efektivní hodnota napájecího napětí	V
U_i	Efektivní hodnota indukovaného napětí	V
X_L	Induktance	Ω



ÚVOD

Jednou z velkých výhod elektrické energie je její snadný transport od zdroje ke spotřebiči a následně jednoduchá přeměna na jiný druh energie. Velká část takto přenesené elektrické energie se přeměňuje zpět na energii mechanickou. Proces přeměny energie na mechanickou je vždy spojen se vznikem vedlejších efektů, jako je například nežádoucí zahřívání stroje.

Souhrnně můžeme dokonalost přeměny elektrické energie popsat jako poměr mezi energií užitečnou, výstupní, a energií dodanou, tzn. veličinou účinnost. Pro mnoho aplikací je efektivita a cena hlavním faktorem pro návrh stroje či pro rozhodování mezi jednotlivými typy. Pro některé specifické aplikace hraje významnou roli i rozměr stroje a tím i jeho hmotnost.

Právě co se týče poměru mezi momentem a velikostí, dosahují synchronní stroje s permanentními magnety s axiálním tokem (AFPM) velkého potenciálu. Díky jejich pootočené topologii se s výhodou konstruují jako diskové stroje, to znamená velký průměr aktivní části a malá axiální délka. Současně umožňují zachování dobrého poměru aktivně využitě mědi oproti synchronním strojům s radiálním tokem (RFPM) se shodnou topologií. Z teoretických výpočtů se také jedná o řešení s vysokou teoretickou účinností stroje [20]. Tyto výhody jsou ovšem vykompenzovány nutností použití permanentních magnetů a tím i vyšší ceny.

Jedním s možných odvětví, kde se dá AFPM použít je pohon radiálních čerpadel. Díky jejich konstrukčnímu uspořádání můžeme použít oběžné kolo čerpadla jako rotor a ještě více tak zredukovat axiální délku celého čerpadla. Díky použití měniče obsahujícího regulační prvky, můžeme jednoduše ovlivňovat výstupní mechanický výkon.

Návrhem stroje s výše zmíněnou topologií se zabývá tato práce. V první části uvádí rychlé rozdělení AFPM podle různých uspořádání. Následuje zjednodušený popis pomocí analytických vzorců pro rychlý počáteční návrh stroje. Tento návrh pak podrobně analyzuji pomocí metody konečných prvků včetně podrobného výpočtu ztrát ve stroji.

Tato práce rozšiřuje semestrální projekt „Motor pro přímý pohon čerpadla“. [21]

1 STROJE S AXIÁLNÍM TOKEM

Diskové uspořádání stroje není žádná novinka. Za první primitivní stroj tohoto uspořádání můžeme považovat Faradayovo dynamo z roku 1831. V technické praxi ovšem naráželo toto uspořádání na problém dosažení dostatečné indukce v magnetickém obvodu. Tento problém byl odstraněn rozvojem aplikace magnetů vzácných zemin na bázi směsí NdFeB a SmCo. Díky těmto magnetům bylo možno dosáhnout cílené magnetické indukce a zároveň zachování kompaktních rozměrů.

1.1 Porovnání RFPM a AFPM

Hlavní výhodou AFPM strojů je jejich konstrukční uspořádání, díky diskovému tvaru jsou někdy označovány jako diskové motory, vyznačující se nízkou axiální délkou a velkým průměrem (radiální délkou), dosahují AFPM stroje většího poměru mezi momentem a objemem stroje než stroje RFPM. Tato konstrukce mimo jiné zvyšuje poměr mezi aktivně využívanou mědí a neaktivními čely vinutí proti RFPM

Téměř ve všech používaných topologiích AFPM strojů se rotor z jedné strany nachází vně aktivní části stroje, to znamená, že lze jednoduše zajistit chlazení rotorového disku chladícím médiem a chránit tak tepelně velice náchylné magnety před přehřátím, či dokonce před jejich demagnetizací, na rozdíl od RFPM, kde je rotor s permanentními magnety zasunut do jha statoru s vinutím, které je hlavním zdrojem tepla.

Nevýhodou vůči například asynchronnímu stroji je nutnost použití frekvenčního měniče pro rozběh stroje a dále použití magnetů ze vzácných zemin Tyto dva důvody ovlivňují cenu získaného pohonu.

1.1.1 Existující typy AFPM stroje

Skutečnost, že tato myšlenka uspořádání stroje s axiálním magnetickým tokem má své opodstatnění, dokazuje mnoho vyrobených jak prototypů, tak sériově vyráběných strojů pro nejrůznější aplikace v širokém výkonovém spektru od motorů malých výkonů až po megawattové stroje. Pro příklad uvádím některé z nich v následující tabulce:

Zdroj	P_n	U_n	n_n	η	p	Typ	Uspořádání
	W	V	min ⁻¹	%			
[16]	141,4	14,35	270	94		bezželezný stator + Halbachovo uspořádání PM	2R+1S
[17]	1000	90	1500	90	4p	torus s drážkami	2R+1S
[18]	4000		2500	93	16p	torus s drážkami	2R+1S
[13]	100000	204	1300	94	18p	drážkovaný stator + vnořené PM do rotoru	2R+2S
[19]	75000	800	3250	95		Segmentovaný stator	

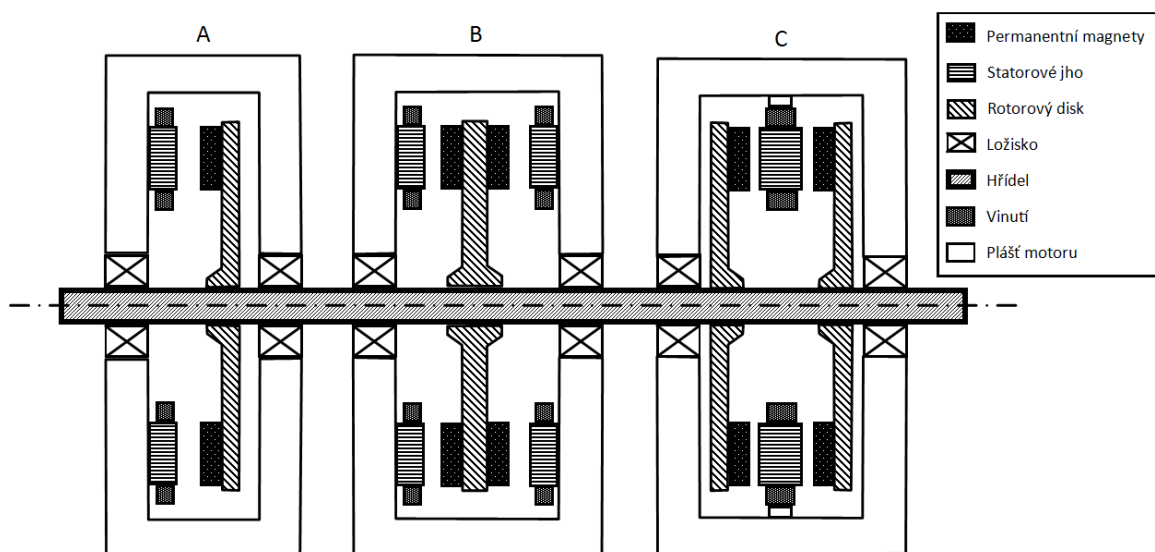
Tabulka 1- Vybrané existující AFPM stroje

Poznámka: u uspořádání R=počet rotorů, S=Počet statorů

1.2 Topologie AFPM

Na topologie AFPM strojů se můžeme dívat ze dvou pohledů. Prvním, úplně nejzákladnějším, je počet statorů a rotorů.

Na rozdíl od RFPM strojů aktivní délka rotorového svazku není úměrná axiální délce rotorového svazku, ale naopak je určena radiální délkou mědi. Zjednodušeně by se dalo říci, že je určena radiální délkou statorového svazku. Pokud potřebujeme u RFPM stroje dané osové výšky zvýšit výkon, můžeme to provést prodloužením rotorového svazku. U AFPM strojů lze tento problém řešit přidáním dalšího prvku stroje, statoru nebo rotoru.

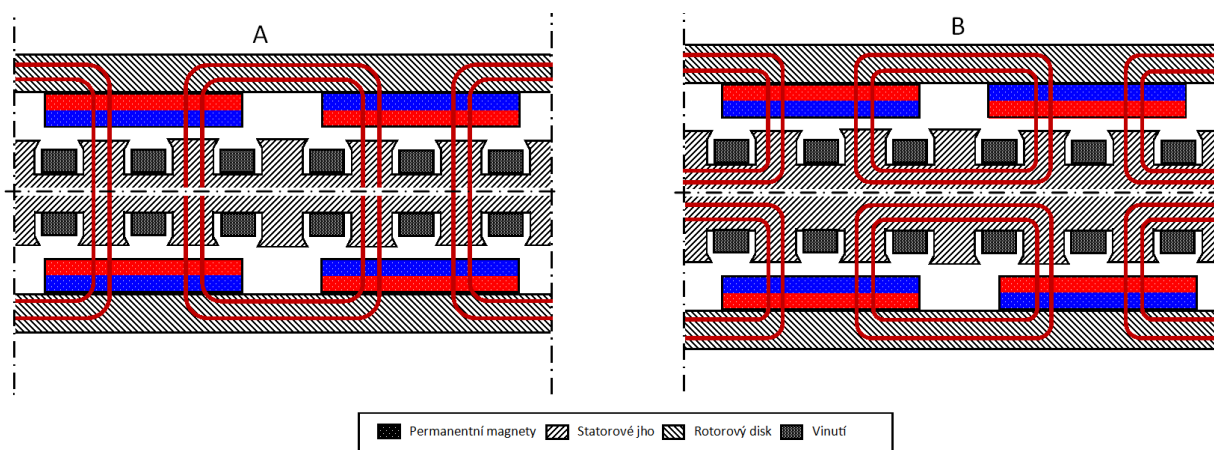


Obrázek 1- základní topologie AFPM

Nejpoužívanější typy jsou jeden stator – rotor (A), dva rotory - jeden stator (C), nebo dva statory - jeden rotor (B).

Pro stroje s dvěma rotory můžeme dále rozlišovat dvě topologie podle uspořádání magnetů. A to takzvaný NN a NS model. U topologie NN (A) prochází magnetický tok skrz stator v axiálním směru, tok se ve statorovém jhu nestáčí a neprochází v tangenciálním směru. Z tohoto důvodu mohou být můstky mezi jednotlivými zuby tenčí než u typu NS (B).

Typ NS je výhodnější pro stroje bez statorových drážek, toroidního typu, kde je vyšší poměr aktivní mědi a vinutí se realizuje jednodušeji.



Obrázek 2- orientace magnetů typu NN a NS

Výše uvedené modifikace mohou být téměř libovolně kombinovány s následujícími technologickými typy AFPM. Jejich seřazení volím podle složitosti magnetického obvodu statoru od nejjednoduššího po nejsložitější. Co se týče magnetického upořádání rotorového disku, jednotlivé řešení se příliš nemění, jedinou výjimkou je tvar magnetů, kdy vhodným tvarováním plochy magnetu můžeme redukovat harmonické zkreslení indukovaného napětí či nežádoucí reluktanční moment u drážkových typů statoru. V této práci se modelováním magnetů nebudu zabývat a budu používat magnety ve tvaru mezi-kruhové výseče (Obrázek 7 – vpravo).

1.2.1 Axiální stroj bez statorového svazku

Tato topologie nevyužívá žádného statorového jha z feromagnetického materiálu, cívky jsou navinuty na nemagnetické kostře a následně zality do nosného materiálu. To má za následek ještě větší snížení axiální délky stroje.

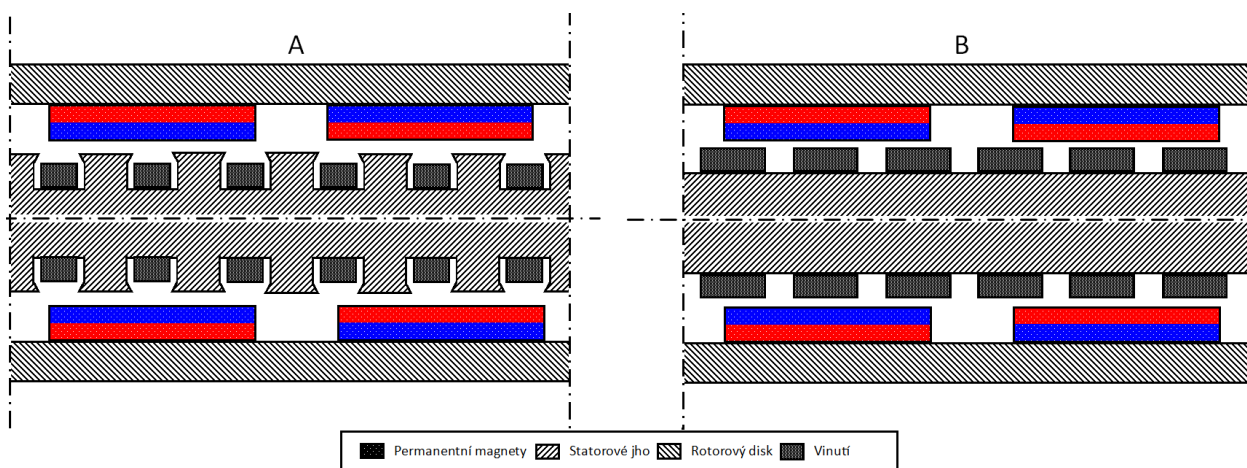
Hlavní výhodou stroje bez statorového svazku je absence železa ve statoru. Z tohoto důvodu má takovýto stroj nulové vířivé a hysterezní statorové ztráty. Nevýhodou je ale obrovský rozptylový tok způsobený faktem, že relativní permeabilita mědi, vzduchu a permanentních magnetů je téměř rovna 1. Magnetický obvod je tak určen prakticky pouze rotorovým diskem a aktivní tok procházející statorovým vinutím není k vodičům ničím veden.

Pro dosažení výkonových parametrů musí být vinutí realizováno velkým počtem závitů a velkou axiální výškou magnetů.

1.2.2 Axiální stroj typu Torus

Pro vymezení magnetického obvodu, a tím potlačení nežádoucího rozptylového toku, můžeme statorové vodiče navinout na jho z magneticky vodivého materiálu. Nejjednodušším řešením je použití toroidního disku z magneticky měkkého materiálu a na jeho povrch navinout vinutí stroje. Magnetický tok je tak vtahován do jádra o relativní permeabilitě řádově tisíckrát vyšší než je permeabilita vzduchu.

Magnetický obvod může být buď hladký (B), tedy bez statorových drážek, nebo drážkovaný (A). Výhodou drážkovaného statoru je minimalizace rozptylového toku a zajištění konstantního toku pro všechny závitů jedné cívky. Nevýhodou je pak oproti hladkému torusu zvlnění momentu kvůli reluktančnímu momentu a vyšší technologická náročnost výroby statorového plechu.

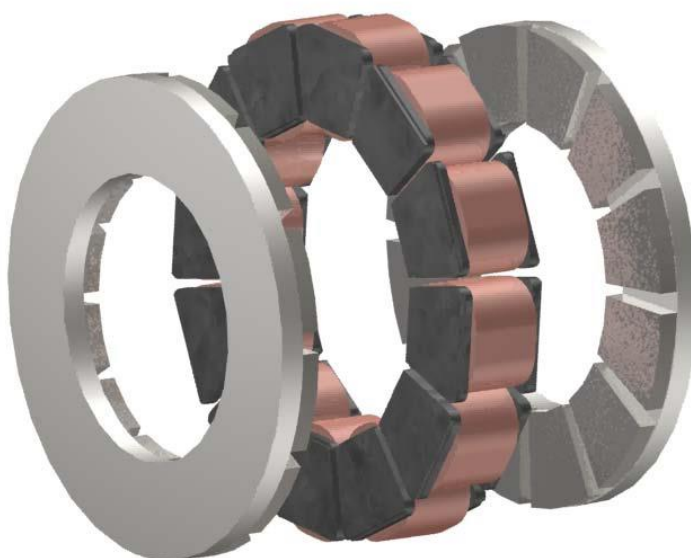


Obrázek 3- AFPM typu torus - A - drážkovaný stator; B - hladký stator

Dle obecných výpočtů z teorie rozměrových rovnic má tato teorie nejvyšší poměr moment ku objemu motoru. [20]

1.2.3 Axiální stroj se segmentovaným státorem

Pokud bychom chtěli maximálně využít vlastností NN uspořádání magnetů a redukovat technologickou náročnost výroby drážkovaného statorového disku, používá se uspořádání s takzvaným segmentovaným státorem. Toto řešení skládá stator ze samostatných cívek navinutých na jádra z magneticky měkké oceli s rozšířením na koncích pro vyšší pólové krytí. Výhodou je jistá modularita řešení a jednoduché navíjení cívek. Nevýhoda plyne z modularity, stator není jeden celek a musí být přesně sestaven a vycentrován.



Obrázek 4- AFPM stroj se segmentovaným státorem [4]

2 TEORETICKÝ ROZBOR PRO NÁVRH POHONU ČERPADLA

Na základně zadání byly stanoveny následující parametry pro žádaný stroj:

Mechanický výkon	350W
Otáčky	1500 min ⁻¹
Vnější průměr rotoru	150mm
Napájení z jednofázové sítě	

Tabulka 2 – Parametry žádaného stroje

Posledním bodem požadavků na pohon byla schopnost práce v bez-ucpávkovém čerpadle. Motor tedy musí zvládnout dodat navíc výkon odpovídající odporu kapaliny a jeho topologie musí být tomuto požadavku také uzpůsobena, jedná se hlavně o parametry spojené s prouděním kapaliny v oblasti vzduchové mezery.

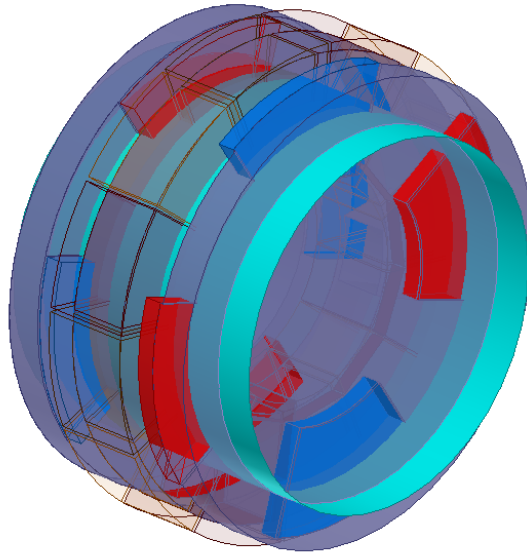
2.1 Matematický model magnetického obvodu

Pro základní návrh rozměrů stroje jsem sestavil matematický model, který by ze základních fyzických rozměrů byl okamžitě schopen vypočítat základní parametry stroje. Tento model je sestaven hlavně z důvodu úspory času při návrhu oproti použití metody konečných prvků, kde výpočet trvá řádově hodiny.

2.1.1 Zjednodušující předpoklady

Pro sestavení matematického modelu je nutné na začátku zvolit zjednodušující předpoklady, které ulehčí teoretické odvozování, ale zároveň neovlivní zásadně přesnost výpočtu.

Prvním zjednodušením je uvažování 2D modelu, kdy axiální rotační motor nahradím lineárním motorem o ekvivalentních parametrech. Průmět stroje do povrchu válce tvoří 2D model, který používám pro výpočet. Průměr válce je volen tak, aby plocha magnetů pod řezem byla ekvivalentní ploše nad řezem. Volba tohoto průměru je popsána v bodech 2.1.1.2 a 2.1.1.3.

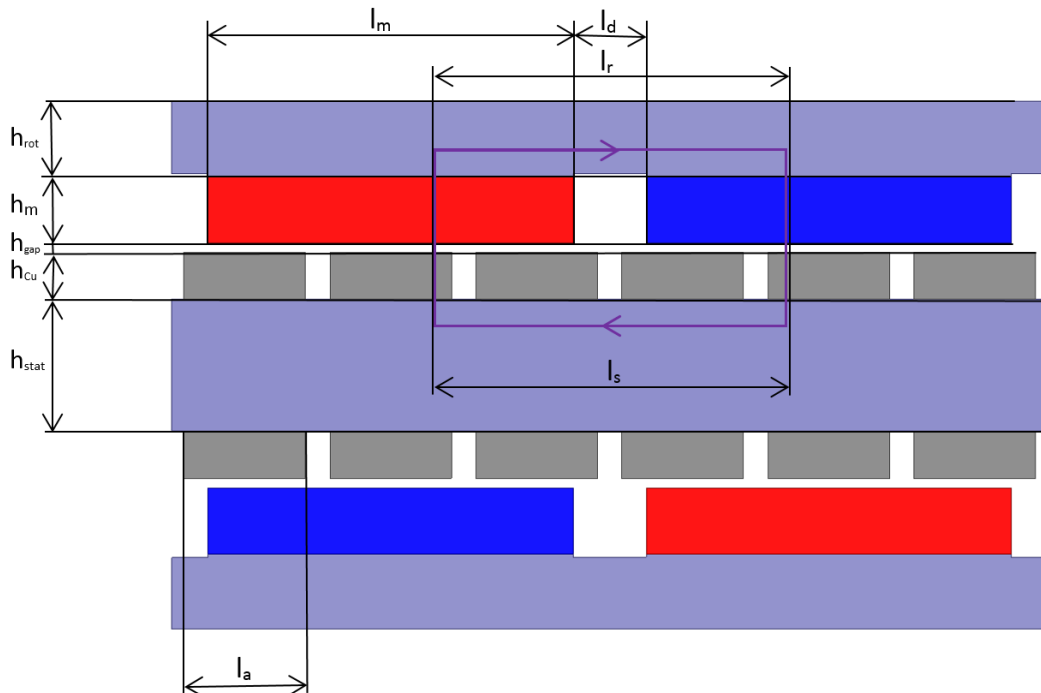


Obrázek 5 - Znáznornění roviny převodu 3D modelu do 2D

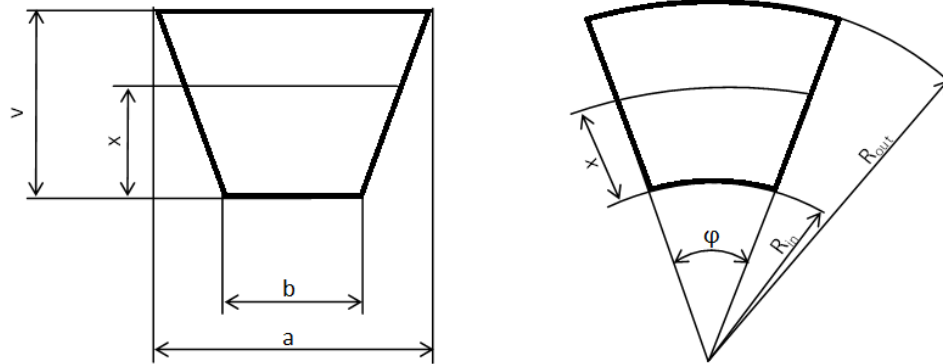
Druhým zjednodušujícím parametrem je uvažování obdélníkového průběhu magnetické indukce pod magnetem ve vzduchové mezeře (viz Obrázek 9).

2.1.1.1 Definice rozměrových veličin použitých v matematickém modelu

Pro jednoznačnost dalšího odvozování, uvádím náčrt definující základní fyzické rozměry používané v matematickém modelu. Jejich slovní popis je rovněž uveden v seznamu zkratk a veličin.



Obrázek 6 - Definice označení rozměrů pro matematický model



Obrázek 7 – Veličiny pro aproximaci magnetů

2.1.1.2 Aproximace lichoběžníkových magnetů

$$S_1 = S_2$$

$$\left[a + (b - a) \cdot \frac{x}{v} + a \right] x = \left[b + (b - a) \cdot \frac{x}{v} + a \right] (v - x) \quad (2.1)$$

$$x = \frac{2av - \sqrt{2}\sqrt{a^2v^2 + b^2v^2}}{2(a - b)}$$

Střední poloměr pro výpočet matematického modelu pak bude roven

$$R_{stř,eq} = x + R_{in} = \frac{2av - \sqrt{2}\sqrt{a^2v^2 + b^2v^2}}{2(a - b)} + R_{in} \quad (2.2)$$

2.1.1.3 Aproximace magnetů ve tvaru mezi kruhové výseče

$$S_1 = S_2$$

$$\frac{\varphi}{2} R_{out}^2 - \frac{\varphi}{2} (R_{in} + x)^2 = \frac{\varphi}{2} (R_{in} + x)^2 - \frac{\varphi}{2} R_{in}^2$$

$$x = \frac{-4R_{in} \pm \sqrt{8R_{in}^2 + 8R_{out}^2}}{4} \quad (2.3)$$

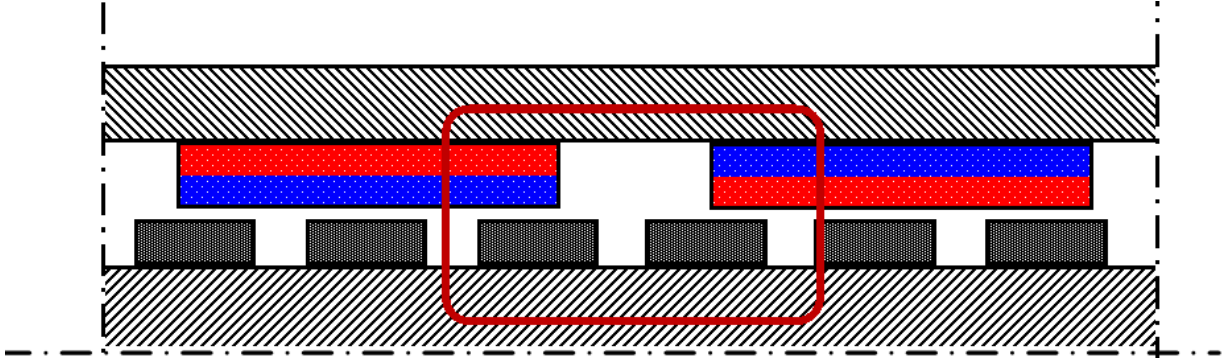
$$x = \frac{1}{2} \left(\sqrt{2} \sqrt{R_{in}^2 + R_{out}^2} - 2R_{in} \right)$$

Protože geometrický rozměr x musí být kladné číslo, záporný výsledek tedy nebudu uvažovat.

$$R_{stř,eq} = x + R_{in} = \frac{1}{2} \left(\sqrt{2} \sqrt{R_{in}^2 + R_{out}^2} - 2R_{in} \right) + R_{in} \quad (2.4)$$

2.1.2 Magnetický tok

Pro výpočet amplitudy magnetického toku jsem uvažoval pouze jednoduchý obvod se zanedbaným rozptylovým tokem.



Obrázek 8- Znárodnění zjednodušeného magnetického toku v modelu

Pro takovýto model lze sestavit rovnice popisující indukci v jednotlivých částech obvodu takto [3]:

$$2H_c \left(1 - \frac{B_{PM}}{B_R}\right) h_{PM} + 2 \frac{B_{PM}}{\mu_0} (h_{gap} + h_{Cu}) + 2 \frac{B_{PM}}{\mu_0 \mu_{r,stat} h_s} l_m l_s + 2 \frac{B_{PM}}{\mu_0 \mu_{r,rot} h_r} l_m l_r = 0 \quad (2.5)$$

Z této rovnice si pak vyjádřím vztah pro B_{PM} . [3]

$$B_{PM} = \frac{2H_c h_{PM}}{2H_c \frac{h_{PM}}{B_R} + \frac{2(h_{gap} + h_{Cu})}{\mu_0} + \frac{l_m l_s}{\mu_0 \mu_{r,stat} h_s} + \frac{l_m l_r}{\mu_0 \mu_{r,rot} h_r}} \quad (2.6)$$

Znám-li indukci v magnetu, vypočítám magnetický tok ze vztahu.

$$\phi_{max} = B_{PM} \cdot S_{PM} = B_{PM} \cdot l_m (R_{out} - R_{in}) \quad (2.7)$$

Z toku magnetem si ještě za předpokladu nulového rozptylového toku určím výrazy pro indukci ve statorovém a rotorovém železe, pro orientační nastavení pracovního bodu na B-H křivce.

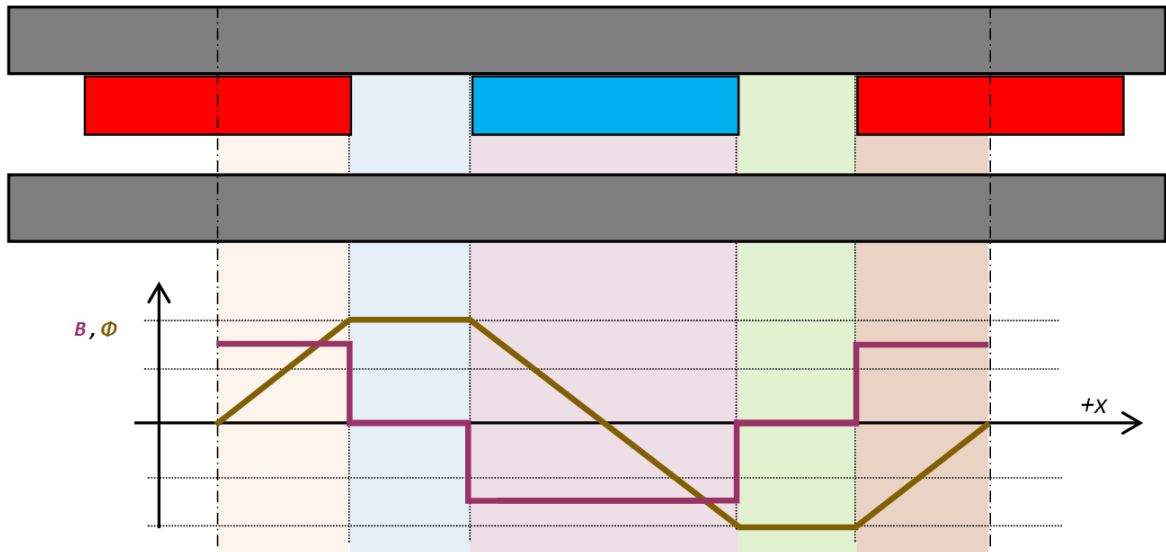
$$B_{rot} = \frac{B_{PM} \cdot \frac{S_{PM}}{2}}{S_{rot}} = \frac{B_{PM} \frac{l_m}{2} (R_{out} - R_{in})}{h_{rot} (R_{out} - R_{in})} = \frac{B_{PM} \frac{l_m}{2}}{h_{rot}} \quad (2.8)$$

Respektive pro stator

$$B_{stat} = \frac{B_{PM} \cdot \frac{S_{PM}}{2}}{S_{stat}} = \frac{B_{PM} \frac{l_m}{2} (R_{out} - R_{in})}{\frac{h_{stat}}{2} (R_{out} - R_{in})} = \frac{B_{PM} l_m}{h_{stat}} \quad (2.9)$$

2.1.3 Výpočet toku ve statoru

Vzhledem k předpokladu konstantní hodnoty magnetické indukce ve vzduchové mezeře bude průběh magnetického toku lineárně narůstat s úhlovou souřadnicí do maximální hodnoty vypočtené v rovnici (2.7), která bude dosažena na přechodu magnetu do mezery způsobené pólovým krytím. V mezeře mezi magnety bude hodnota konstantní a s postupem souřadnice pod druhý pól magnetu s opačnou polaritou, bude magnetický tok lineárně klesat až do nuly, která se bude nacházet na ose pólu.



Obrázek 9- Předpoklad průběhu magnetické indukce a toku ve statoru

Matematicky tento průběh můžeme popsat v jednotlivých intervalech jako:

$0 \leq x \leq \frac{l_m}{2}$	$\phi(x) = \phi_{max} \frac{2}{l_m} x$
$\frac{l_m}{2} \leq x \leq \frac{l_m}{2} + l_d$	$\phi(x) = \phi_{max}$
$\frac{l_m}{2} + l_d \leq x \leq \frac{3l_m}{2} + l_d$	$\phi(x) = 2\phi_{max} \left(1 + \frac{l_d}{l_m} - \frac{x}{l_m}\right)$
$\frac{3l_m}{2} + l_d \leq x \leq \frac{3l_m}{2} + 2l_d$	$\phi(x) = -\phi_{max}$
$\frac{3l_m}{2} + 2l_d \leq x \leq 2l_m + 2l_d$	$\phi(x) = 2\phi_{max} \left(\frac{x}{l_m} - 2 - 2\frac{l_d}{l_m}\right)$

Tabulka 3 - Matematický popis magnetického toku pod pólovou dvojicí

2.1.4 Spřažený tok cívky

Pro výpočet spřaženého toku předpokládáme cívku o délce l_a s rovnoměrným rozložením závitů o hustotě $n_s = \frac{\text{počet závitů jedné cívky}}{\text{délka cívky } (l_a)}$

Pro spřažený tok této cívky fáze, v magnetickém poli rotoru pak bude platit:

$$\psi(x) = \int_{x-\frac{l_a}{2}}^{x+\frac{l_a}{2}} n_s \phi(x) dx \quad (2.10)$$

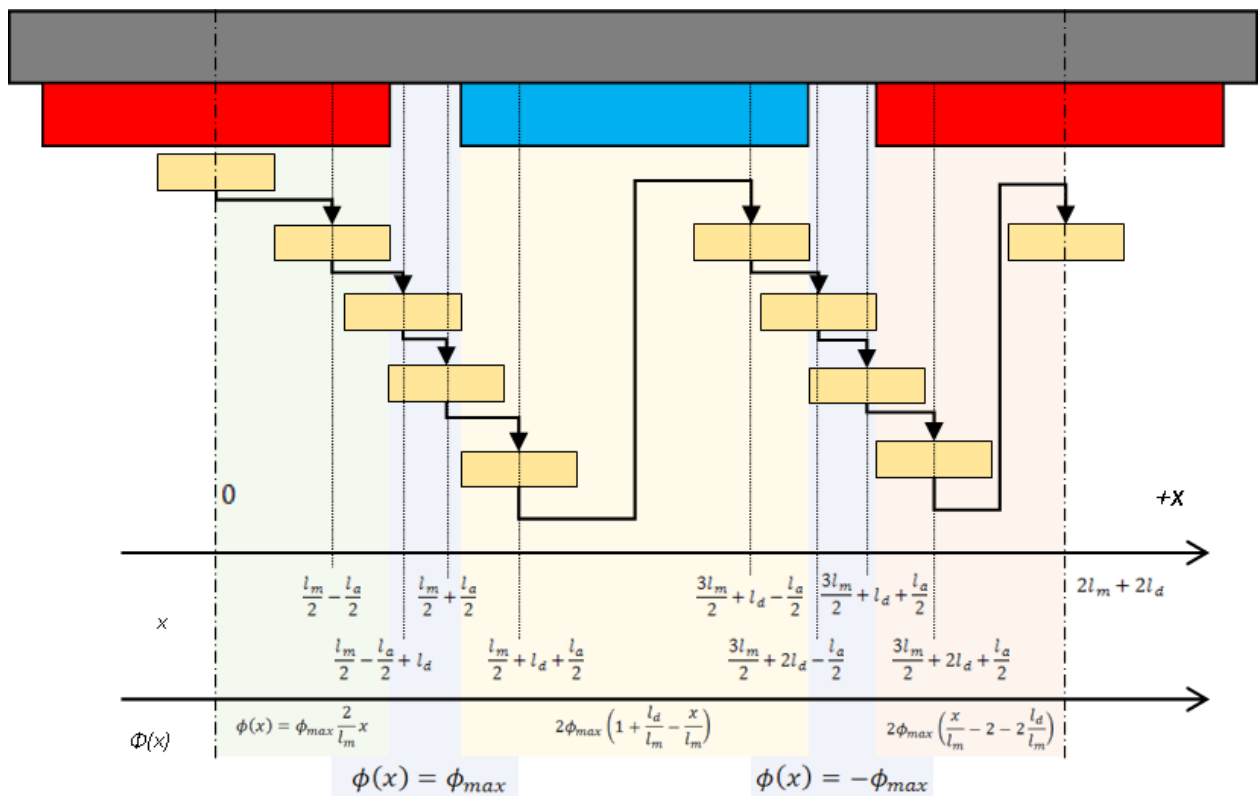
Kde x je prostorová souřadnice popisující posuv osy cívky od osy magnetu.

Pro univerzálnost matematického modelu musíme vzít v potaz dvě různé situace. První situace nastává v případě, že délka cívky je menší než vzdušná rozteč mezi dvěma magnety tj. $l_a < l_d$, v tomto případě se cívka nachází vždy jen pod jedním magnetem. A druhý případ, kdy je délka cívky větší než vzdušná rozteč mezi magnety a cívka se tak může nacházet pod dvěma magnety s opačnou polaritou.

Při následném použití průběhu spřaženého toku nesmíme zapomenout, že rovnicí (2.10) jsme určili průběh pro jednu cívku, v motoru je ovšem $2p$ cívek dané fáze, výsledný tok bude tedy $2p$ krát vyšší!

2.1.4.1 Spřažený tok pro $l_a > l_d$

Pro názornost budu předpokládat, že pohybuji statorovou cívku a rotor je nehybný. Pak můžu výpočet spřaženého toku rozdělit do následujících devíti intervalů pro jednu pólovou dvojici.



Obrázek 10- Vyznačení intervalů toku pro danou pozici vinutí pod magnety při $l_a > l_d$

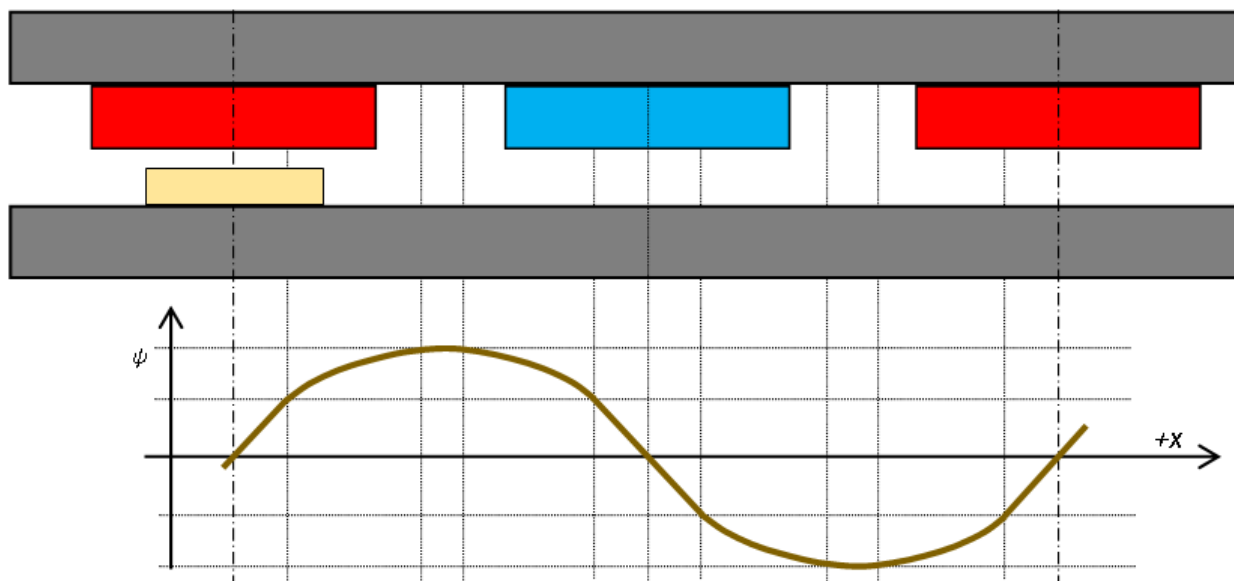
Následně vyjdu z předpokladů z kapitoly 2.1.3, kde výraz pro tok dosazujeme do rovnice (2.10) v daných integračních mezích a dostáváme vztahy pro spřažený tok vycházející z geometrických rozměrů motoru:

Interval	Výraz pro spřažený tok
$0 \leq x \leq \frac{l_m}{2} - \frac{l_a}{2}$	$\psi \frac{2l_a n_s \phi_{max}}{l_m} x$
$\frac{l_m}{2} - \frac{l_a}{2} \leq x \leq \frac{l_m}{2} - \frac{l_a}{2} + l_d$	$\frac{-n_s \phi_{max}}{4l_m} [(l_a^2 - 2l_a(l_m + 2x) + (l_m - 2x)^2)]$
$\frac{l_m}{2} - \frac{l_a}{2} + l_d \leq x \leq \frac{l_m}{2} + \frac{l_a}{2}$	$\frac{-n_s \phi_{max}}{2l_m} [(l_a^2 - 2l_a(l_d + l_m) + 2l_d^2 + 2l_d(l_m - 2x) + (l_m - 2x)^2)]$
$\frac{l_m}{2} + \frac{l_a}{2} \leq x \leq \frac{l_m}{2} + l_d + \frac{l_a}{2}$	$\frac{-n_s \phi_{max}}{4l_m} [(l_a^2 + l_a(-4l_d - 6l_m + 4x) + (2l_d + l_m - 2x)^2)]$
$\frac{l_m}{2} + l_d + \frac{l_a}{2} \leq x \leq \frac{3l_m}{2} + l_d - \frac{l_a}{2}$	$\frac{2l_a n_s \phi_{max}}{l_m} (l_d + l_m - x)$
$\frac{3l_m}{2} + l_d - \frac{l_a}{2} \leq x \leq \frac{3l_m}{2} + 2l_d - \frac{l_a}{2}$	$\frac{n_s \phi_{max}}{4l_m} [(l_a^2 + 2l_a(2l_d + l_m - 2x) + (2l_d + 3l_m - 2x)^2)]$
$\frac{3l_m}{2} + 2l_d - \frac{l_a}{2} \leq x \leq \frac{3l_m}{2} + l_d + \frac{l_a}{2}$	$\frac{-n_s \phi_{max}}{2l_m} [(l_a^2 - 2l_a(l_d + l_m) + 10l_d^2 + 6l_d(3l_m - 2x) + (3l_m - 2x)^2)]$
$\frac{3l_m}{2} + l_d + \frac{l_a}{2} \leq x \leq \frac{3l_m}{2} + 2l_d + \frac{l_a}{2}$	$\frac{n_s \phi_{max}}{4l_m} [(l_a^2 - 2l_a(4l_d + 5l_m - 2x) + (4l_d + 3l_m - 2x)^2)]$
$\frac{3l_m}{2} + 2l_d + \frac{l_a}{2} \leq x \leq 2l_m + 2l_d$	$\frac{2l_a n_s \phi_{max}}{l_m} (-2l_d - 2l_m + x)$

Tabulka 4- Matematické vyjádření průběhu spřaženého toku pod pólovou dojíací pro $l_a > l_d$

Integrované výrazy jsou přílohy jako příloha 2.

Průběh spřaženého toku je pak více blízký sinusovému průběhu než v případě $l_a < l_d$.

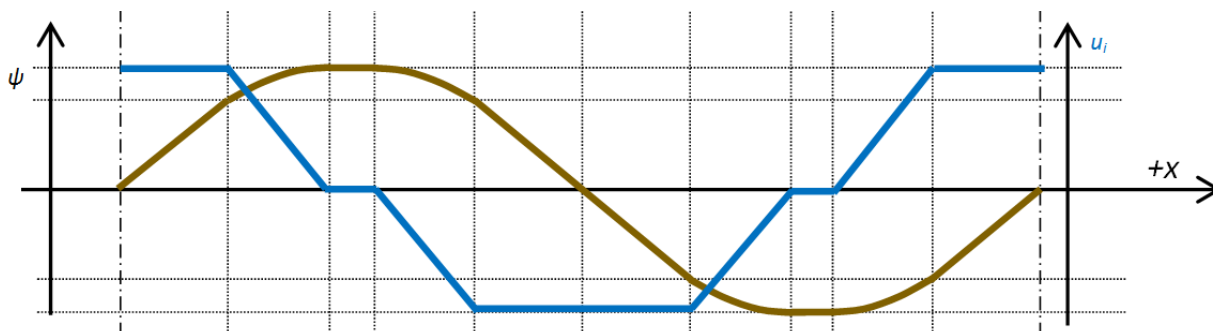


Obrázek 11- Průběh spřaženého toku pod jednou pólovou dvojicí při $l_a > l_d$

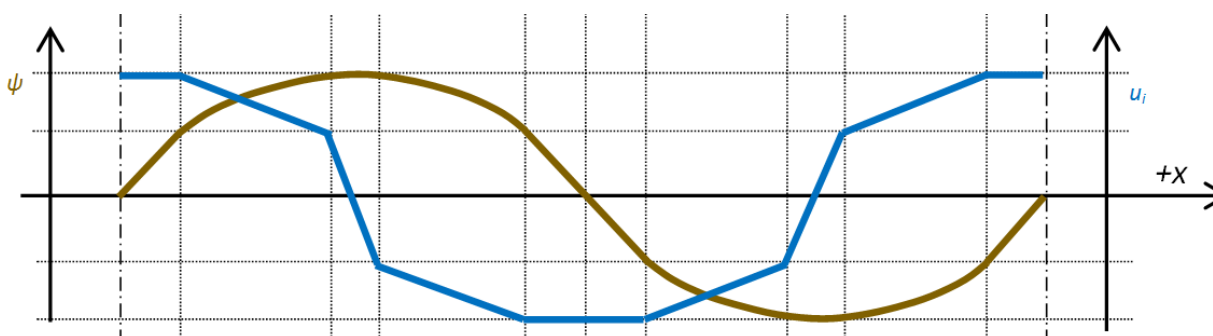
2.1.5 Indukované napětí

Jakmile vypočítám průběh spřaženého toku cívkou, znám již i průběh indukovaného napětí naprázdno ze vztahu, který z diferenciálního vztahu převedu na diskrétní, aplikovatelný na námi navzorkovaný model:

$$u_i(t) = \frac{d\psi(x)}{dt} = \frac{d\psi(x)}{dx} \frac{dx}{dt} \approx \frac{d\psi(x)}{dx} \omega r_{stř} \approx \frac{\psi(x) - \psi(x - dx)}{dx} \omega r_{stř} \quad (2.11)$$



Obrázek 12- Průběh indukovaného napětí při $l_a < l_d$



Obrázek 13- Průběh indukovaného napětí při $l_a > l_d$

2.2 Analýza pomocí FEA

V dnešní době se velmi využívá, pro jakékoli řešení fyzikálních polí, řešení pomocí metody konečných prvků.

Princip této metody spočívá v rozdělení modelu na různě velké n-stěny a navzorkování času na předem definovaná okna. V uzlových bodech těchto n-stěnů jsou pak pomocí základních Maxwellových rovnic vypočítány fyzikální veličiny, které se pak s lineárními přechody, mezi jednotlivými uzly rozpočítají na plochu vzorku. Z tohoto plyne, že čím je síť vzorků jemnější a n-stěny jsou menší, tím je celá analýza přesnější. Úměrně ovšem s počtem uzlů roste délka výpočetního času analýzy. Je tedy žádoucí navrhnout jemnost vzorkování individuálně pro různé části zkoumaného vzorku.

Pro základní návrh elektrických strojů je touto nejdůležitější částí pravděpodobně vzduchová mezera, kde nastavujeme vzorkování nejjemněji, a například hřídel nebo ložiska vzorkujeme hrubou sítí prvků, nebo je vůbec nemodelujeme.

**Základní postup řešení FEA:**

1. Vytvoření, nebo import, modelu
2. Definice materiálu
3. Definice okrajových podmínek
4. Nastavení meshe (jemnosti vzorkování)
5. Nastavení řešiče
6. Vlastní analýza
7. Postprocessing výsledků

2.2.1 ANSYS Maxwell 16

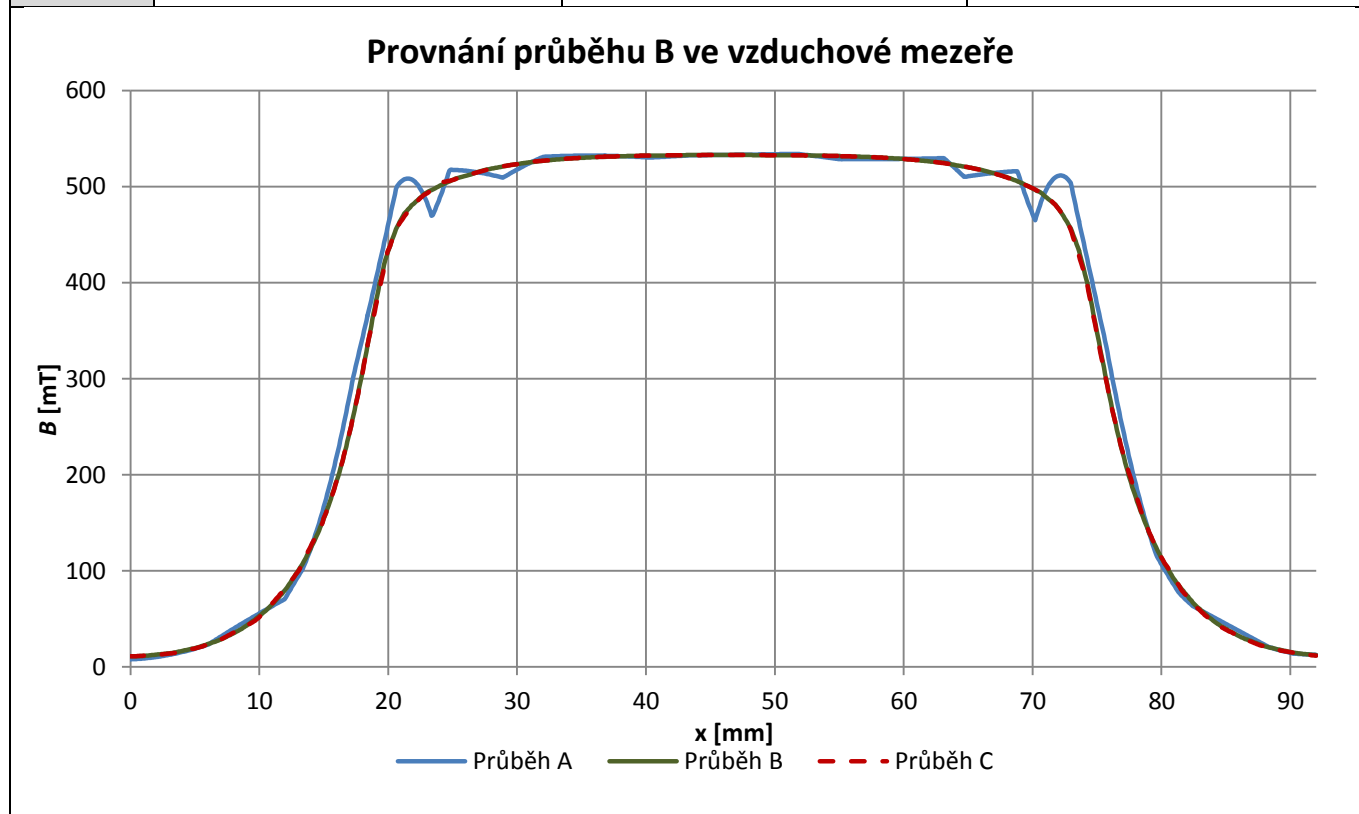
Pro řešení elektromagnetických problémů za pomoci metody konečných prvků existuje dnes mnoho softwarových nástrojů. Software Maxwell 16 (dále jen M16) jsme zvolili z důvodů, že umí počítat trojrozměrné tranzientní analýzy, a protože s ním máme zkušenosti z dřívějších a víme, jak ho správně použít a jeho výsledky interpretovat. M16 je program vytvořený pro 2D nebo 3D analýzu magnetostatických, elektrostatických, tranzientních nebo vířivých problémů. Velkou výhodou M16 je princip adaptivního meshování, kdy je program sám schopen navrhnout optimální jemnost vzorkování pro dosažení žádané přesnosti výsledků a zároveň pro minimalizaci výpočetní doby. Tato možnost se dá využít prakticky pouze v magnetostatické respektive elektrostatické analýze, nicméně parametry prvkové sítě jsme schopni zanalyzovat a nastavit ekvivalentní parametry sítě do tranzientní analýzy manuálně.

2.2.1.1 Nastavení výpočetní sítě (meshování)

M16 používá pro dvojrozměrné analýzy síť sestavenou z trojúhelníků a v případě trojrozměrné analýzy trojúhelníkový čtyřstěn.

Pro příklad důležitosti správného nastavení meshe jsem vytvořil jednoduchý 2D model a nechal jsem ho řešit s různými nastaveními sítě.

	Automatická mesh výchozí přesnost	Automatická mesh vysoká přesnost	Poloautomatická mesh výchozí přesnost
Žádaná přesnost:	0,1%	0,0001%	0,1%
Počet elementů:	472	9098	3068
Doba řešení:	10 sec	190 sec	45 sec
Ukázka sítě:			
Legenda:	Průběh A	Průběh B	Průběh C



Tabulka 5 - Vliv nastavení meshe na řešení

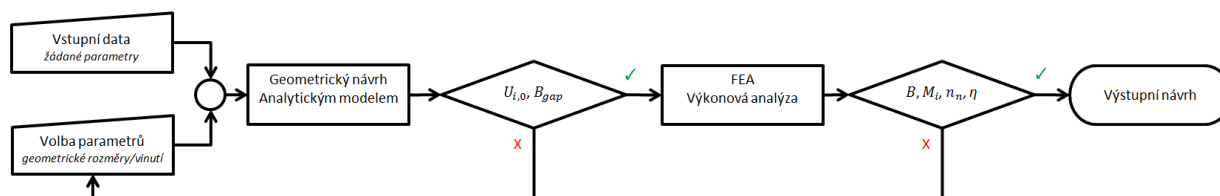
Z předchozí tabulky vidíme, že sice automatická mesh vyřeší daný problém nejrychleji, průběh je však v přechodech nepřesný. Zvýšením přesnosti výrazně stoupne doba výpočtu. V poloautomatickém režimu jsem si nastavil velikost elementu pod magnetem a ostatní části jsem nechal na výchozím nastavení. Průběh je totožný s průběhem B, doba výpočtu je čtvrtinová.

Správné nastavení sítě je kritická položka tranzientní analýzy, kde například při pootočení stroje, musíme přepočítat mesh a 75% úspora času zde představuje hodiny výpočetního času.

3 NÁVRH STROJE

Vlastní návrh stroje pro vyhovění zadaným parametrům jsem rozdělil do dvou částí. V první části jsem za pomoci výše odvozeného matematického modelu magnetického obvodu stroje určil základní geometrické rozměry pro dosažení námi žádané hodnoty indukovaného napětí ve stavu naprázdno. Z tohoto návrhu jsem následně provedl předběžný výpočet ztrátového výkonu pro iteraci geometrického návrhu vůči účinnosti stroje.

Z takto získaných geometrických rozměrů stroje jsem vytvořil trojrozměrný model pro simulace pomocí metody konečných prvků. Tato analýza měla za úkol ověřit data získaná z analytického modelu a dále vypočítat další parametry stroje, které již nelze obecně analyticky určit, zde se jedná hlavně o velikosti indukčností v závislosti na proměnném sycení statorového jádra a o stanovení vzájemných indukčností jednotlivých fází. Dále byly hodnoty získané z této analýzy použity pro upřesnění výpočtu ztrát způsobených proměnnou magnetickou indukcí v oblasti vinutí a tím vzniklými vířivými proudy.



Obrázek 14- Postup návrhu stroje

3.1 Pomocí analytického modelu magnetického obvodu

3.1.1 Základní geometrické rozměry

Jedním ze zadaných parametrů stroje je vnější průměr aktivní části stroje, pro nás rotoru. Vnitřní průměr rotoru bude pak podle vztahu [6]

$$\frac{r_{in}}{r_{out}} \approx \frac{1}{\sqrt{3}} \quad (3.1)$$

Pro tento případ pak

$$\frac{R_{in}}{R_{out}} \approx \frac{1}{\sqrt{3}} \rightarrow r_{in} = \frac{75}{\sqrt{3}} \sim 40\text{mm} \quad (3.2)$$

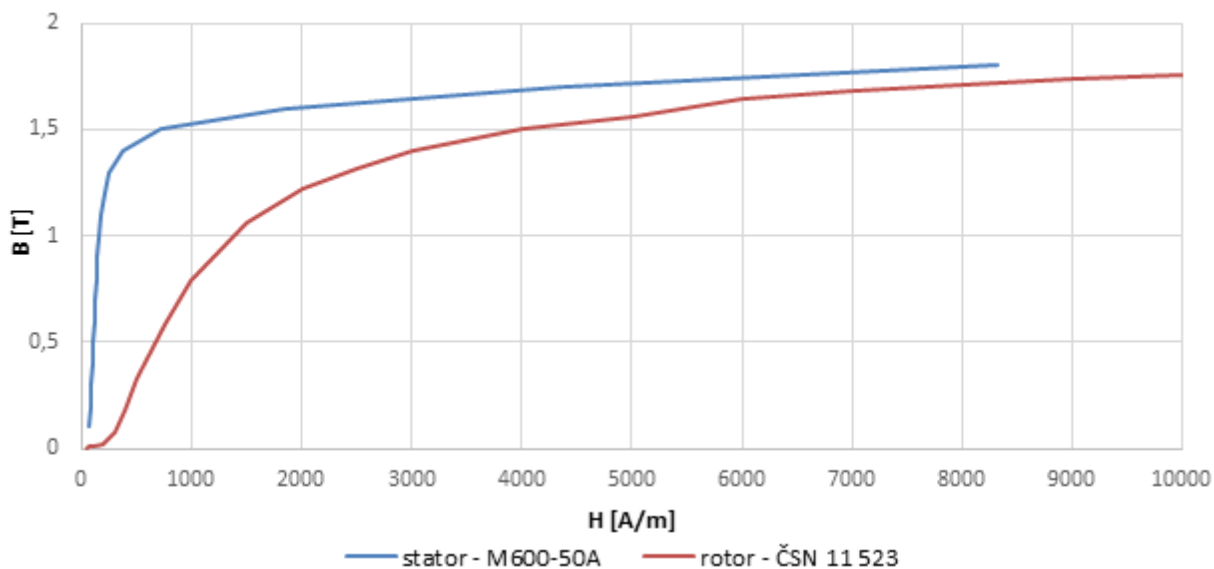
Délka statorového svazku a tloušťka rotoru se volila s ohledem na rovnice (2.8) a (2.9) s cílem využít magnetický materiál pod kolenem sycení. V našem případě pro rotor byla hodnota indukce zvolena 1,1T a ve statoru 1,4T. Chtěná hodnota indukce ve vzduchové mezeře pak 0,5T. Materiál

magnetů odpovídá na bázi NeFeB typu *VMM4* s parametry $B_r \approx 1,17-1,21\text{T}$ a $H_c \approx 876-915\text{kA} \cdot \text{m}^{-1}$ [11].

Pro omezení vířivých ztrát a z důvodu relativně nízkého žádaného výkonu, jsem se rozhodl pro čtyřpólový stroj. Dalším rozhodnutím bylo napájení motoru z jednofázově napájeného měniče, tudíž hodnota napětí ve stejnosměrném meziobvodu je $230\text{V} \cdot \sqrt{2}$ a při zapojení do hvězdy může být amplituda indukovaného napětí rovna maximálně $\frac{230\text{V} \cdot \sqrt{2}}{\sqrt{3}}$. Pólové krytí magnetů jsem zvolil pro potlačení 5. a 7. harmonické $\frac{110^\circ}{180^\circ}$. Magnetické materiály byly voleny jako konstrukční ocel ČSN 11 523 pro rotor, z důvodu budoucí aplikace, kde je možné lepit magnety přímo na zadní stranu čerpadla. Statorový plech je pak počítán jako zastudena válcovaná neorientovaná ocel standardu M600-50A. Z těchto závislostí lze určit relativní permeabilitu ze vztahu jako:

$$\mu_r = \frac{B}{H\mu_0} \quad (3.3)$$

Pro námi použité materiály to pro zvolené pracovní body vychází jako $\mu_r=400$ pro rotor a $\mu_r=3000$ pro stator.



Obrázek 15- B-H křivky použitých materiálů

Na základě těchto požadavků a rovnic uvedených v kapitole 2.1 jsem vytvořil tabulkový dokument, kde po dosazení základních parametrů získám přibližný průběh indukovaného napětí. Pro námi žádané hodnoty odpovídají tyto parametry:

Navrhovaný parametr		Výstupní veličina	
R_{in}	40mm	B_{gap}	0,49T
h_{stat}	12mm	B_{stator}	1,41T
h_{rot}	20mm	B_{rotor}	1,17T
h_{PM}	7mm	$U_{i,max}$	187V
h_{cu}	6mm	$U_{i,rms}$	132V
h_{gap}	2mm		
N	145závitů/cívku		

Tabulka 6 – Geometrické rozměry a parametry navrhnutého stroje

3.2 Předběžné určení ztrát

Ztráty v elektrickém stroji můžeme rozdělit na dva druhy, a to ztráty elektrické a ztráty mechanické. Ze ztrát mechanických se jedná o ztráty v ložiscích a ztráty třením o okolní prostředí. Elektrické ztráty zahrnují Joulovy ztráty průchodem proudu vodiči, ztráty v magnetickém obvodu statoru a rotoru (hysterezní a vířivými proudy) a u stroje bez drážkovaného statoru, nebo bez statorového feromagnetického svazku vůbec, ztráty vířivými proudy ve vinutí statoru. A vzhledem k zákonu a zachování energie pak musí platit že:

$$P_1 = \Delta P_{\Sigma} + P_2 \quad 3.4$$

- P_1 - elektrický příkon [W]
- ΔP_{Σ} - součet všech ztrátových výkonů [W]
- P_2 - mechanický výkon, žádaný [W]

Hodnotu součtu ztrátových výkonů můžeme rozepsat podle výše uvedeného rozdělení jako:

$$\Delta P_{\Sigma} = \Delta P_{Cu} + \Delta P_{Fe} + \Delta P_{eddy} + \Delta P_t \quad 3.5$$

3.2.1 Joulovy ztráty

Určení odporu fáze je prvním krokem ve zjišťování Joulových ztrát, neboli ztrát způsobených proudem procházejícím reálným vodičem. Postup určování odporu jsem zvolil takto:

1. Určení minimálního průřezu pro vinutí 1 fáze

$$S_{pro\ vinutí,min} = \frac{2\pi R_{in}}{2p \cdot m} \cdot h_{cu} \quad 3.6$$

2. Objem mědi

$$S_{Cu,min} = S_{pro\ vinutí,min} \cdot k_{cu} \quad (3.7)$$

3. Výpočet střední délky vodiče

$$l_{Cu, st\check{r}} = 2[h_{stat} + 2 \cdot h_{Cu} + (R_{out} - R_{in})] \quad (3.8)$$

4. Výpočet odporu fáze

$$R_{1f} = \frac{1}{\rho_{Cu}} \cdot \frac{l_{Cu, st\check{r}}}{S_{Cu, min}} \quad (3.9)$$

Pro námi určené geometrické rozměry pak odpor jedné fáze vinutí vychází asi 2,8Ω.

Výpočet Joulových ztrát je pak:

$$\Delta P_{Cu} = 3 \cdot R_{1f} \cdot I_{1f}^2 \quad (3.10)$$

Kde proud fází odhadneme jako

$$I_{1f} = \frac{P_{\check{z}adan\check{y}} + \Delta P_{odhad}}{3 \cdot U_{1f} \cdot \cos \varphi} \quad (3.11)$$

Při odhadovaném ztrátovém výkonu 100W a účinníku 0,85 vychází fázový proud 1,33A a při takovémto proudu vychází z rovnice (3.10) Joulový ztráty 14W.

3.2.2 Ztráty v železe

Ztráty v statorovém železe můžeme určit výpočtem z měrného ztrátového výkonu udávaného výrobcem plechu v katalogovém listu. Pro materiál M600-50A při indukci 1,5T a frekvenci 50Hz se tento měrný ztrátový výkon rovná asi 5,17W·kg⁻¹.

$$\Delta P_{Fe} = \Delta p_{Fe} \cdot m_{Fe} \quad (3.12)$$

Hmotnost statorového svazku získám ze známé hustoty materiálu M600-50A $\rho_{M600-50A}$ 7750 kg·m⁻³.

$$m_{Fe} = \rho_{M600-50A} \cdot V_{Fe} \quad (3.13)$$

Objem statorového svazku vypočteme jednoduše z rozměrů.

$$V_{Fe} = 2\pi \cdot (R_{out}^2 - R_{in}^2) \cdot h_{stat} \quad (3.14)$$

Předpokládané ztráty ve statoru vychází 20W.

Co se týče ztrát v rotorových discích, nejsou v tomto návrhu uvažovány z důvodu konstantního sycení permanentními magnety. Nevznikají zde tedy hysterezní ztráty nebo vířivé proudy.

3.2.3 Ztráty vířivými proudy v mědi

V případě použití drážkovaného statoru je magnetický tok veden prakticky pouze železem, vodič tvořící vinutí ve drážce se tak nachází v prostředí, kde se takřka nemění velikost magnetické indukce. Ve stroji, kde buď statorové jho chybí, nebo není drážkováno, je vodič vystaven proměnnému poli magnetické indukce. V takovémto vodiči pak dochází k indukovaní vířivých proudů a následným ztrátám vedením těchto proudů vodičem. Hodnotu těchto ztrát můžeme určit jako[1]:



$$\Delta P_{eddy} = \frac{\pi^2 \sigma}{4\rho} f^2 d_{Cu}^2 m_{Cu,a} \sum_{n=1}^{\infty} n^2 [B_{m,x,n}^2 + B_{m,z,n}^2] \quad (3.15)$$

- σ - vodivost mědi
- ρ - hustota mědi
- f - napájecí frekvence
- d_{Cu} - průměr vodiče
- $m_{Cu,a}$ - hmotnost aktivní mědi
- n - řád harmonické
- $B_{m,x,n}$ - amplituda složky n řádu Fourierova rozvoje magnetické indukce v tangenciálním směru
- $B_{m,z,n}$ - amplituda složky n řádu Fourierova rozvoje magnetické indukce v axiálním směru

Pro prvotní odhad jsem zanedbal tangenciální složku magnetické indukce, která je minimální a počítám pouze s 1. harmonickou indukce, pak ztráty způsobené vířivými proudy v mědi způsobí ztrátu 48W.

3.2.4 Pohybem v prostředí

Nevýhodou pro AFPM co se týče ztrát rotací v médiu, je jejich velký průměr. Z tohoto důvodu se obvodová část rotoru pohybuje vysokou rychlostí oproti okolí.

3.2.4.1 Pohyb ve vzduchu

První údaj pro přibližné vypočtení ztrát třením o okolní vzduch je určení Reynoldcova čísla. To určíme ze vztahu [1]

$$Re = \frac{v \cdot R_{out}}{\nu} = \frac{\omega \cdot R_{out}^2}{\nu} \quad (3.16)$$

- ν - kinematická viskozita (pro vzduch při 50°C a tlaku 1atm, $1,79 \cdot 10^{-5} \text{m}^2 \cdot \text{s}^{-1}$)

Pro laminární proudění, to znamená pro Reynoldcovo číslo pod 200 000 platí, že součinitel odporu tělesa se rovná [9]

$$C_m = \frac{1,935}{\sqrt{Re}} \quad (3.17)$$

Výsledný ztrátový výkon získáme součinem Newtonova odporového zákona s úhlovou rychlostí rotoru [9].

$$\Delta P_t = \frac{n}{2} C_m \rho \omega^3 R_{out}^5 \quad (3.18)$$

- n - počet otáčejících se ploch
- ρ - hustota vzduchu (pro vzduch při 50°C a tlaku 1atm, $1,1 \text{kg} \cdot \text{m}^{-3}$)
- C_m - součinitel odporu tělesa

Pro mnou navrhovaný stroj pohybující se ve vzduchu vychází ztráty třením o okolní prostředí pod 1W, jsou tedy zanedbatelné.

3.2.4.2 Pohyb v kapalině

V případě použití tohoto stroje v bez-ucpávkovém čerpadle, se bude rotor otáčet v hustém prostředí čerpané kapaliny. Ztráty třením v tomto prostředí pak vyčíslíme podle následujících vztahů[10]:

$$\Delta P_t = \frac{n}{4} C_x \rho \omega^3 \cdot \frac{(2R_{out})^5}{32} \quad (3.19)$$

Kde součinitel odporu tělesa C_x vyjádříme jako [10]

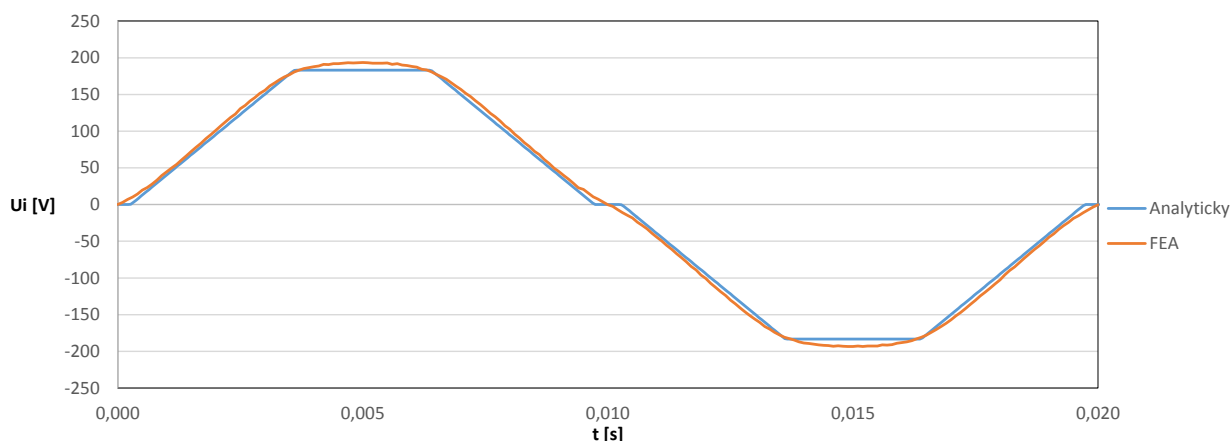
$$C_x = \left[3,8 \cdot \log \frac{2R_{out}}{9 \cdot 10^{-6} \cdot R_a^{0,97}} - 2,4 \cdot \sqrt[4]{\frac{h_{gap}}{R_{out}}} \right]^{-2} \quad (3.20)$$

- n - počet otáčejících se ploch
- ρ - hustota kapaliny (pro vodu při 70°C odpovídá 977,8 kg·m⁻³)
- ω - úhlová rychlost otáčení
- R_a - drsnost povrchu

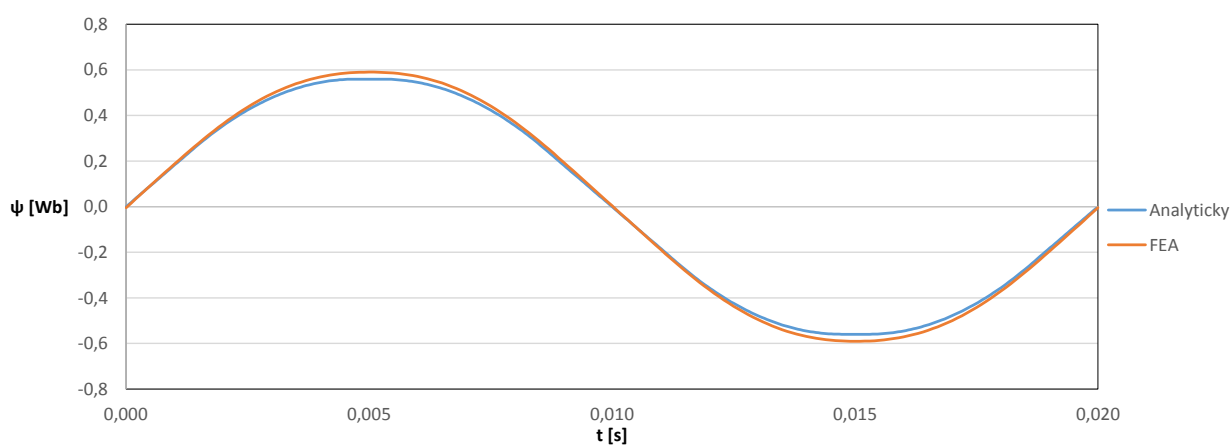
Pro mnou navrhovaný stroj při drsnosti povrchu R_a 6,3μm bude okolí klást odpor rotaci se ztrátovým výkonem asi 30W.

3.3 Určení návrhu pomocí metody konečných prvků

Na základě výše vypočtených parametrů jsem sestavil trojrozměrný model. Tento model byl navzorkován výpočetní sítí pro tranzientní analýzu na 250 000 elementů na 680 000 elementů pro statickou analýzu. Pro ověření návrhu z matematického modelu uvádím porovnání teoreticky určeného průběhu spřaženého toku fází a následně periodu průběhu indukovaného napětí pro nezatížený generátorický režim.



Obrázek 16- Porovnání průběhu spřaženého toku získaného z FEA a z analytického výpočtu



Obrázek 17 - Porovnání průběhu indukovaného napětí naprázdno získaného z FEA a z analytického výpočtu

Jak je patrné z předchozích dvou grafických závislostí je na výsledcích z analytického modelu znát zjednodušení v podobě obdélníkového průběhu magnetické indukce ve vzduchové mezeře, z toho plynou ostré přechody ve výsledném indukovaném napětí. Rozdíl ovšem oproti FEA je pro potřeby návrhu rozměrů naprosto dostačující a rozdíl v době výpočtu, kde pro analytický model v prostředí MS Excel trvá přepočet dobu menší než 1s, transientní analýza v programu Maxwell 16 trvala 15 hodin strojového času.

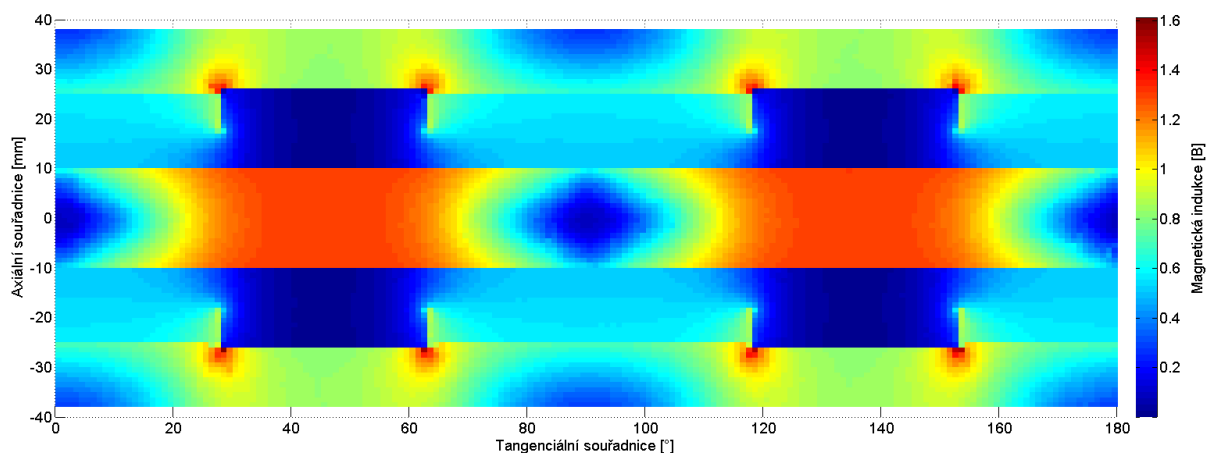
Pro přehled přikládám ještě tabulku pro porovnání hodnot:

	Analytický model	FEA	Odchylka (Analytický model/FEA)
ψ_{max}	$559 \cdot 10^{-3}$ Wb	$590 \cdot 10^{-3}$ Wb	5,25%
ψ_{rms}	$414 \cdot 10^{-3}$ Wb	$429 \cdot 10^{-3}$ Wb	3,50%
$U_{i,max}$	183,1 V	193,5 V	5,37%
$U_{i,rms}$	136,9 V	134,9 V	-1,15%

Tabulka 7- Provnání výsledků FEA a analytického výpočtu

3.3.1 Kontrola sycení a magnetické indukce ve stroji

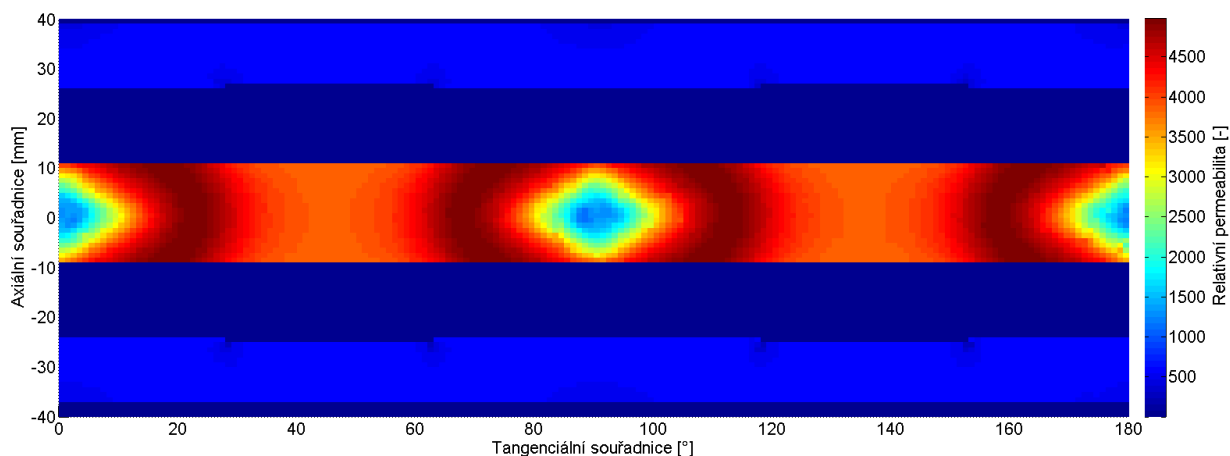
Díky vyřešené analýze konečných prvků můžeme jednoduše zobrazit nasycení magnetických materiálů v obvodu i zobrazit průběh magnetické indukce ve vzduchové mezeře. Vypočtené hodnoty jsou vyexportovány z programu Maxwell a následně převedeny z cylindrických souřadnic do souřadnic rovinných. Vzorkování exportu je 1 stupeň elektrický v tangenciálním směru a 1 milimetr v axiálním směru. Řez cylindrické roviny je volen na středním ekvivalentním poloměru. Hodnota ve vzorku odpovídá průměrné hodnotě v dané plošce roviny. Pro přehlednost zobrazují vždy jen jednu pólovou dvojici.



Obrázek 18- Rozložení magnetické indukce ve stroji

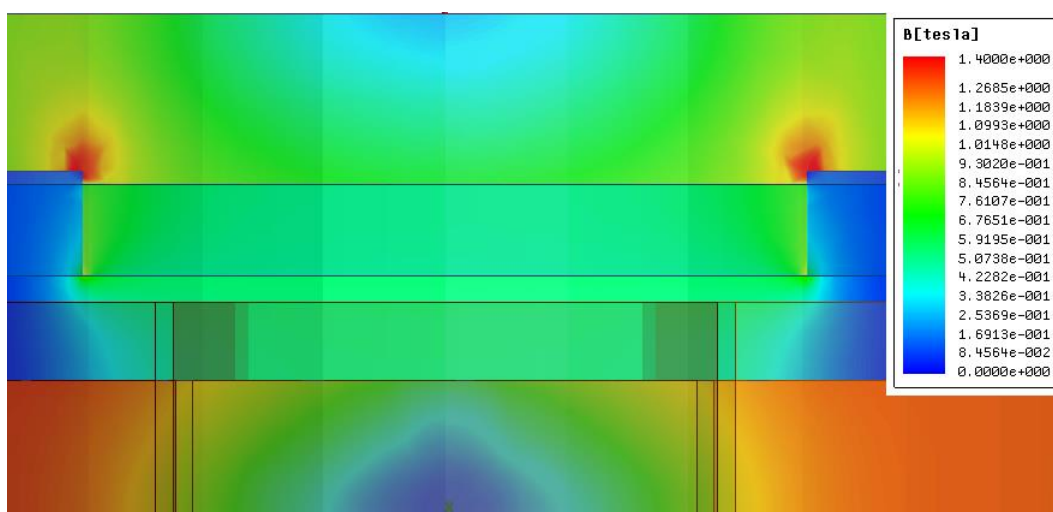
První průběh zobrazuje magnetickou indukci. Na průběhu vidíme jasně 20mm dlouhý svazek statorového železa (-10 až 10mm) nasyceného v maximu na 1,3T, následuje 6mm odpovídajících prostoru pro vinutí a 2 mm vzduchové mezery. Zde je vidět vliv relativní permeability blízké 1, jedná se tedy o dlouhou izolační bariéru pro magnetický tok, ale i tak je zde magnetická indukce cívky pod magnetem 0,5T. Osmi milimetrová vrstva permanentních magnetů navazuje na rotorový disk, kde hodnota magnetické indukce přesahuje 1 T, s výjimkou bodů u napojení magnetů, kde je tato extrémní hodnota zapříčiněna výpočetní metodou konečných prvků a velmi vysokému počtu elementů v daném bodě.

Na tento průběh navazuje také zobrazení relativní permeability. Zde také můžeme vidět odsazení na rotorovém disku pro lepší umístění magnetů. Střední hodnota relativní permeability statoru je 3000 a rotoru 300.



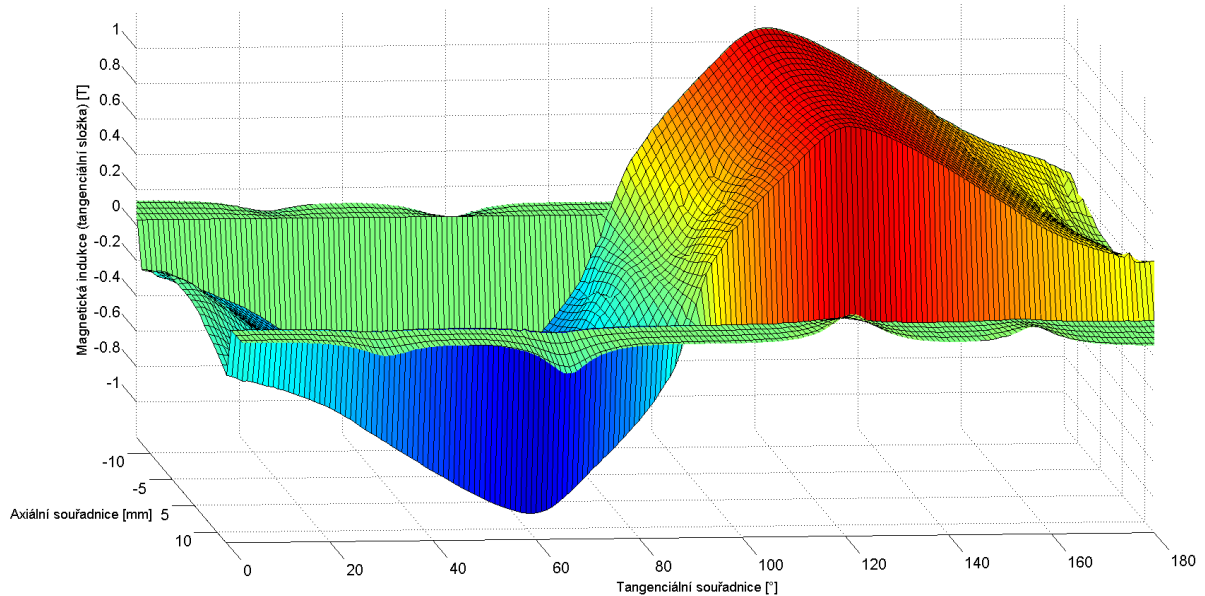
Obrázek 19- Rozložení relativní permeability ve stroji

Pro větší názornost přikládám ještě detail magnetické indukce ve vzduchové mezeře s naznačenými cívkami, magnety i rotorem a statorem:



Obrázek 20- Detail průběhu magnetické indukce ve vzduchové mezeře

Posledním průběhem je tangenciální složka magnetické indukce ve statoru, tato složka je pracovní složkou ve stroji.



Obrázek 21- Tangenciální složka magnetické indukce ve statoru

3.3.2 Určení příčné a podélné indukčnosti

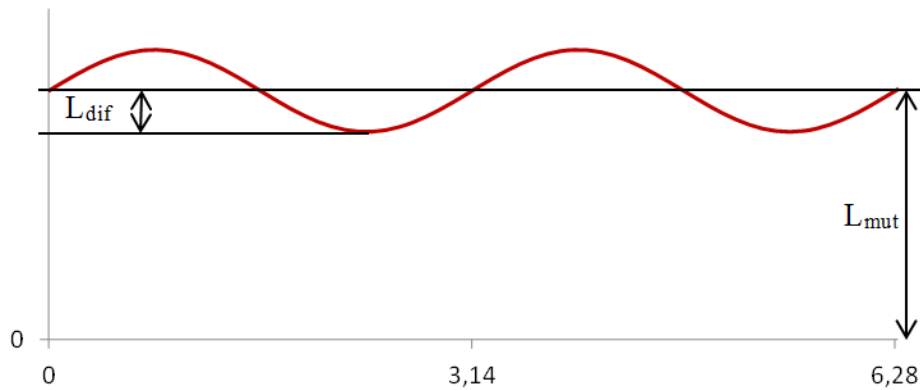
Vzhledem k uspořádání vinutí a jeho magnetického obvodu je stanovení vlastních nebo vzájemných indukčností analyticky velice složité. Z toho důvodu jsem zvolil metodu použití hodnot vypočtených z metody konečných prvků.

Pro určení indukčností byly provedeny dvě simulace. První určuje hodnoty vlastních a vzájemných indukčností v generátorickém režimu stroje při pracovním bodě odpovídajícímu jmenovitému proudu. Z takto určených indukčností v obecných souřadnicích byly vypočteny hodnoty příčné a podélné indukčnosti. Podle vztahu [15]

$$L_d = L_{mut} + M + \frac{3}{2}L_{dif} = 19,07mH + 5,80mH + \frac{3}{2}0,133mH = 20,67mH$$

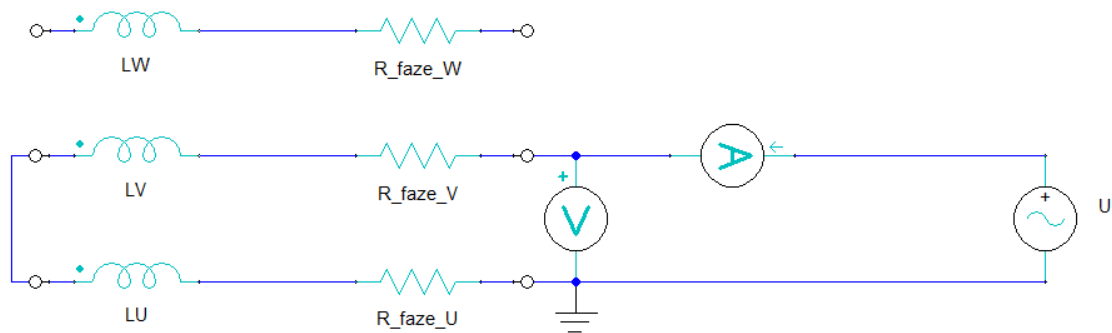
$$L_q = L_{mut} + M - \frac{3}{2}L_{dif} = 19,07mH + 5,80mH - \frac{3}{2}0,133mH = 19,88mH$$
(3.21)

- L_{mut} - střední hodnota vlastní indukčnosti vinutí (H)
- M - vzájemná indukčnost vinutí (H)
- L_{dif} - hodnota zvlnění vlastní indukčnosti (H)



Obrázek 22- Definice zvlnění indukčnosti

Druhý výpočet byl proveden jako simulace měření zabrzděného rotoru v poloze osy d a q při napájení harmonickým proudem. Zapojení je zobrazeno na obrázku 24. Z příkonu dodávaného do takového zapojení lze na základě obvodových rovnic určit přímo parametry příčné a podélné indukčnosti. [12]



Obrázek 23- Zapojení pro simulaci výpočtu příčné a podélné indukčnosti

Při takovémto zapojení stroje hledáme takové natočení rotoru, kde je vnitřní moment nulový a maximální. Nulový moment odpovídá postavení rotoru v ose d a maximální moment odpovídá zarovnání rotoru s osou q. Z takto nasimulovaných průběhů vypočítáme příčnou a podélnou indukčnost ze vztahů: [12]

$$X_d = \frac{U}{2I_d} \sin \varphi_d \quad (3.22)$$

$$X_q = \frac{U}{2I_q} \sin \varphi_q$$

Následně z induktancí vypočteme indukčnost.

$$L = \frac{X}{2\pi f} \quad (3.23)$$

Ze simulace získáme a následně vypočteme následující parametry

	U (V)	I (A)	$\cos(\varphi)$	X_L (Ω)	L (mH)
d-osa	20,00	1,30	0,55	6,43	20,47
q-osa	20,00	1,32	0,56	6,29	20,03

Tabulka 8- Simulované a vypočtené hodnoty příčné a podélné indukčnosti

Porovnáme-li jednotlivé výsledky obou postupů, zjistíme odchylky pod jedno procento.

3.3.3 Výpočet zatěžovací charakteristiky

Výpočet zatěžovací charakteristiky motoru vychází z teorie obecného stroje. Prvním krokem je transformace statorových proudů z přirozených souřadnic do souřadného systému svázaného s rotorovými osami prostřednictvím Clarkovy a Parkovy transformace. [15]

$$I_\alpha = \frac{1}{3}(2I_u - I_v - I_w)$$

$$I_\beta = \frac{1}{\sqrt{3}}(I_v - I_w)$$
(3.24)

Úhel pootočení souřadného systému Parkovy transformace ϑ odpovídá zátěžnému úhlu β . [15]

$$I_d = I_\alpha \cos \vartheta + I_\beta \sin \vartheta$$

$$I_q = -I_\alpha \sin \vartheta + I_\beta \cos \vartheta$$
(3.25)

Moment synchronního stroje s permanentními magnety pak vypočteme podle vztahu [15]

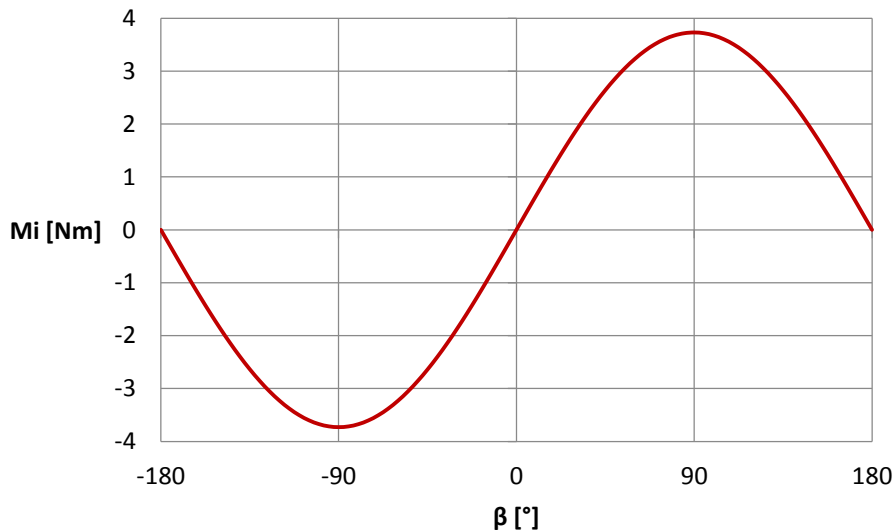
$$M_i = \frac{2}{3}p[\psi_{PM,z} + (L_d - L_q)I_d]I_q$$
(3.26)

- $\psi_{PM,z}$ - magnetický tok dodaný permanentními magnety v ose z

Hodnotu $\psi_{PM,z}$ můžeme získat buď pomocí výpočtu metodou konečných prvků, nebo ze vztahu [13]:

$$\psi_{PM,z} = \frac{U_{max}}{p \cdot \omega_{mech}}$$
(3.27)

Po dosazení jednotlivých parametrů dostaneme zatěžovací charakteristiku pro konstantní napájecí proud.



Obrázek 24- Zatěžovací charakteristika pro konstantní napájecím proudem

3.3.4 Výkonové ověření motoru

Simulace ověření zatěžovací charakteristiky stroje je opět provedena simulací pomocí simulace konečně prvkovou analýzou. Způsob simulace je rotace motoru při synchronních otáčkách s proudovým napájením s posunující se fází ve smyslu změny zátěžného úhlu β .

Pro trojfázový systém budou proudy rovny [12]:

$$\begin{aligned} I_u &= \sqrt{2}I_n \sin(2\pi f_n t + \varphi_0 + \varphi_{zátěž}) \\ I_v &= \sqrt{2}I_n \sin\left(2\pi f_n t - \frac{2}{3}\pi + \varphi_0 + \varphi_{zátěž}\right) \\ I_w &= \sqrt{2}I_n \sin\left(2\pi f_n t + \frac{2}{3}\pi + \varphi_0 + \varphi_{zátěž}\right) \end{aligned} \quad (3.28)$$

Kde právě změnou $\varphi_{zátěž}$ určíme změnu zátěžného úhlu. Pro simulaci, kde 1 milisekunda simulace odpovídá 1 stupni elektrickému zátěžnému úhlu β , je $\varphi_{zátěž}$ rovna:

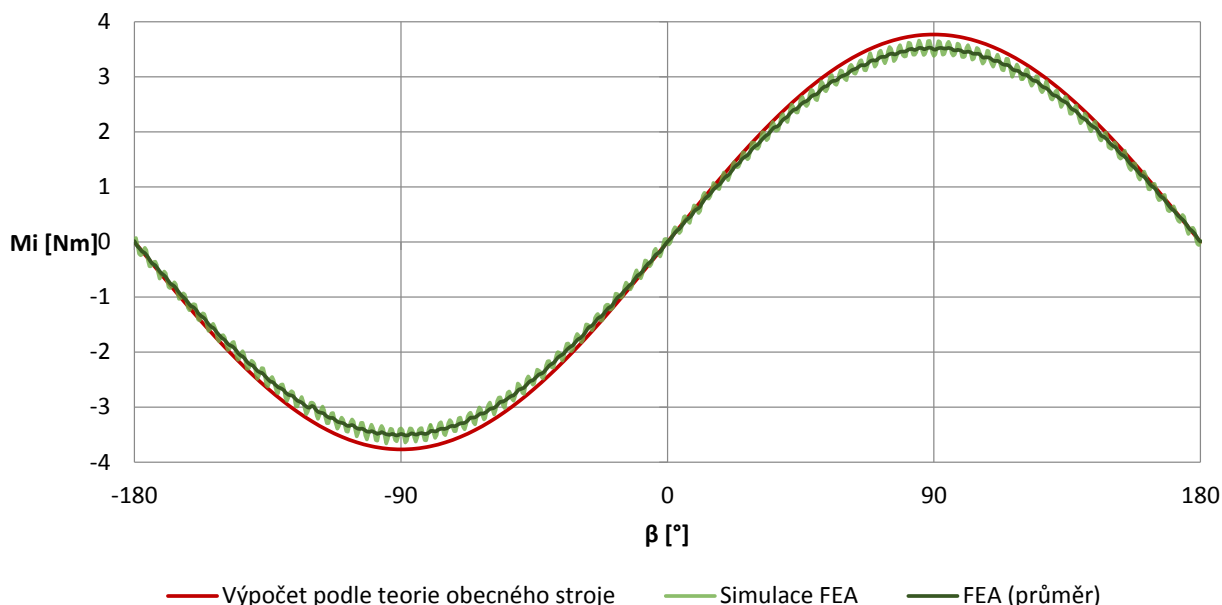
$$\varphi_{zátěž} = \frac{50\pi}{9} \frac{1}{k_{sim}} t = \frac{50 \cdot \pi t}{9} \quad (3.29)$$

- k_{sim} - počet elektrických stupňů změny zátěžného úhlu β za 1ms simulace

Porovnáme-li takto nasimulovanou zatěžovací charakteristiku s charakteristikou získanou výpočtem v kapitole 3.3.3

Průběh simulované zatěžovací charakteristiky je velice zvlněn, toto zvlnění je pravděpodobně způsobeno krokem výpočtu a hrubostí výpočetní sítě, nebo jiným způsobem chyby výpočtu. Přesnější výpočet by byl ovšem příliš časově a hardwarově náročný, že nebyl proveden. Pro lepší porovnání s analyticky určeným momentem uvádím tento průběh vyfiltrován jako střední hodnotu z 5 okolních bodů.

Zvlnění odpovídá frekvenci 300Hz, tedy 6. harmonické a u skutečného stroje by byla parně potlačena, nebo vyfiltrována momentem setrvačnosti stroje. Tento jev se projevuje u všech provedených simulací momentu soustavy.

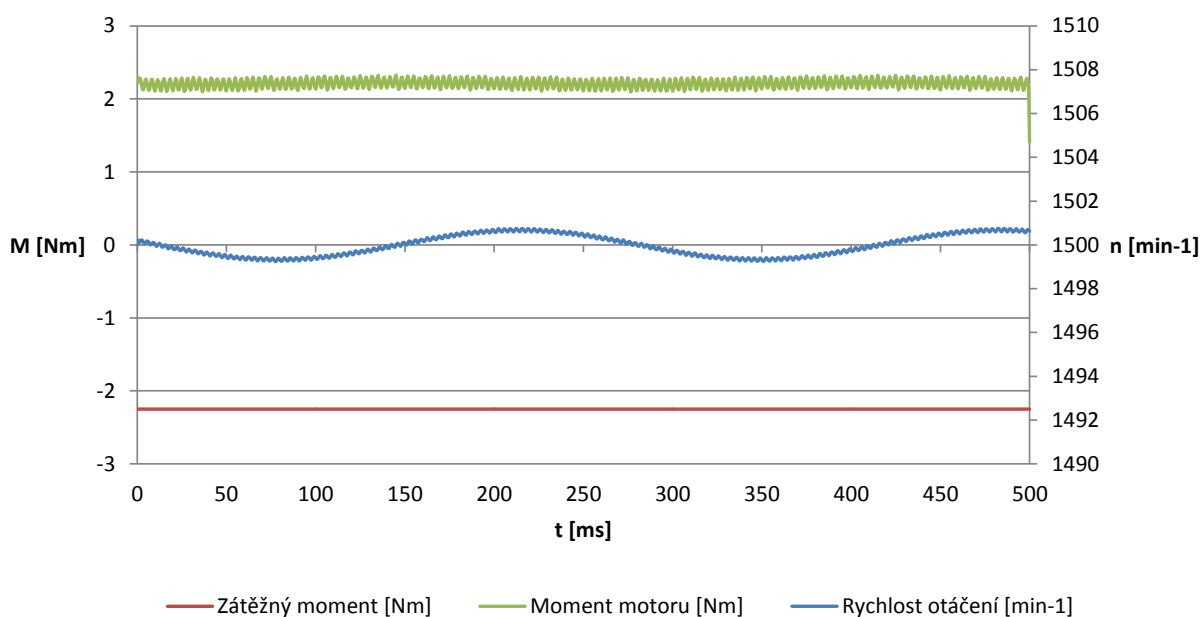


Obrázek 25- Porovnání zatěžovací charakteristiky (analytické a FEA)

3.3.5 Simulace Motor-Generátor

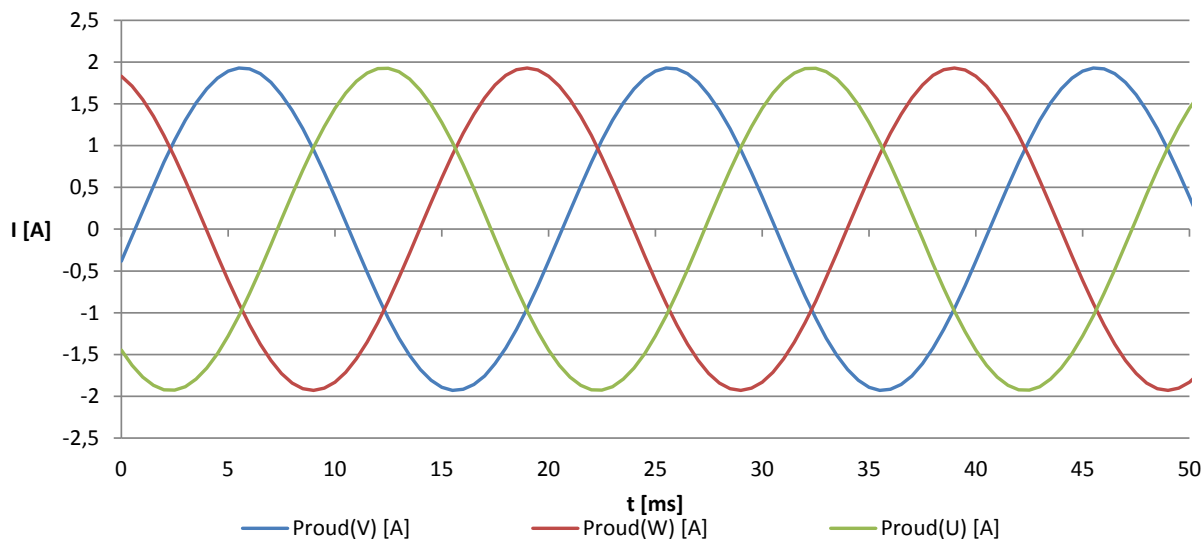
Díky nastavení tranzientní analýzy můžeme provést simulaci motorického režimu pro ověření zátěžného úhlu motoru a stability otáček motoru. Nevýhodou této simulace je absence indukčnosti v rotoru stroje. Případné ustalování zátěžného momentu β vyvolá netlumené kývání rotoru a tím i zvlnění otáček stroje v motorickém režimu. Toto kývání je patrné na následujícím průběhu zobrazujícím 0,5 sekund dlouhou simulaci motorického režimu pro nastavené parametry:

režim	I (A)	M_z (Nm)	n_0 (min^{-1})	θ_0 ($^\circ\text{el}$)	J ($\text{kg}\cdot\text{m}^2$)	Krok simulace
Motorický	1,93	2,25	1500	48,5	0,01	0,5ms



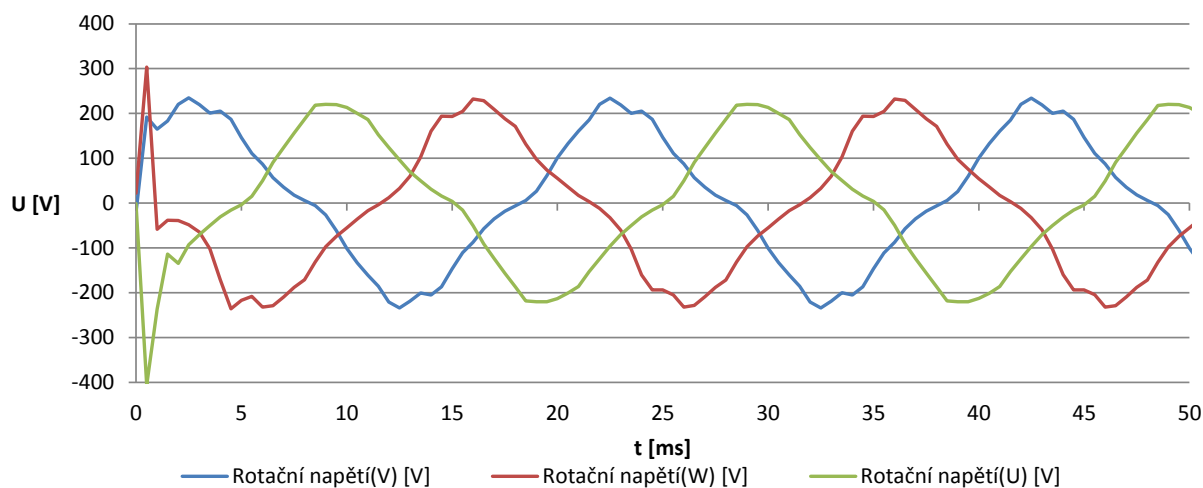
Obrázek 26- Průběh mechanických veličin při simulaci motorického režimu stroje

Vzhledem ke zvlnění momentu a nepřesnému nastavení počátečního zátěžného úhlu, se rotor rozkývá se zvlněním asi 0,8 otáčky za minutu, délka jednoho kmitu je 275ms. Jedná se tedy relativně pomalý kmit (cca 3,6Hz), který by pravděpodobně byl u reálného stroje potlačen tlumením elektromechanické soustavy.



Obrázek 27- Napájení simulace motorického režimu stroje

Simulovaný motor byl napájen ideálním sinusovým proudovým zdrojem. Nelinearita obvodu a nesinusové rozložení se tedy projeví v rotační složce napětí.

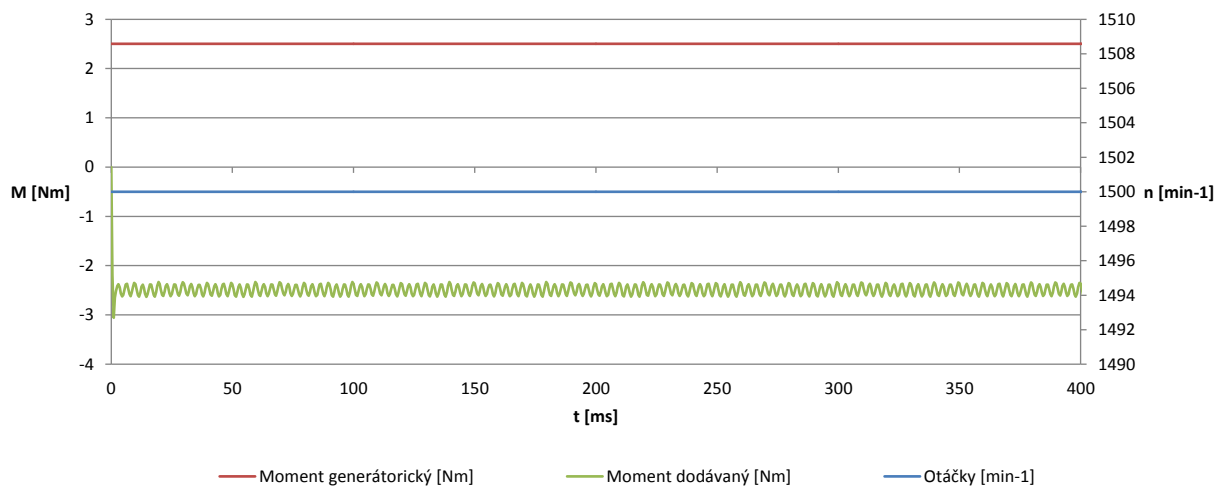


Obrázek 28- Rotační napětí motorického režimu stroje

Simulace generátorického režimu byly provedeny dvě. První byla provedena pro zapojení naprázdno a druhá pro pracovní bod blízký momentu dodávaného vnější soustavou se stejnou hodnotou jako je jmenovitý zátěžný moment stroje.

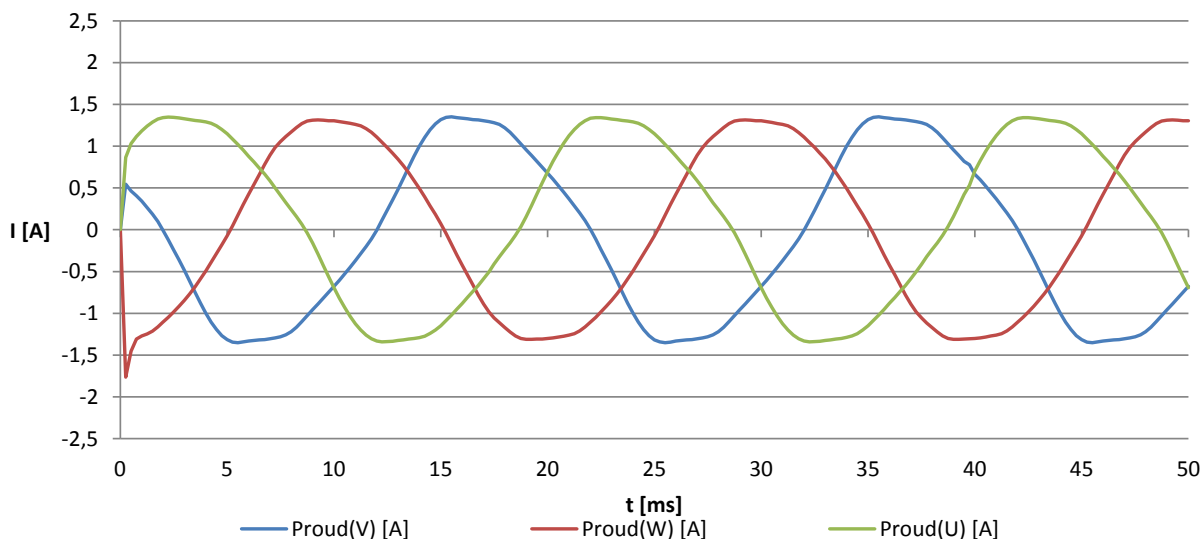
První průběh zobrazuje generátor pracující do čistě odporové zátěže. Moment dodávaný generátoru je 2,5Nm, což je o 10% více než je zátěžný moment stroje. Průběh numericky určeného momentu odebíraného z mechanické soustavy generátorem je zvlněno vlivem chyby metody určování momentu, protože v bezztrátovém systému, kterým tento model je, není možno, aby neplatila rovnice:

$$-m_{i,mech} = J \frac{d\omega}{dt} - m_{mech} \quad (3.30)$$



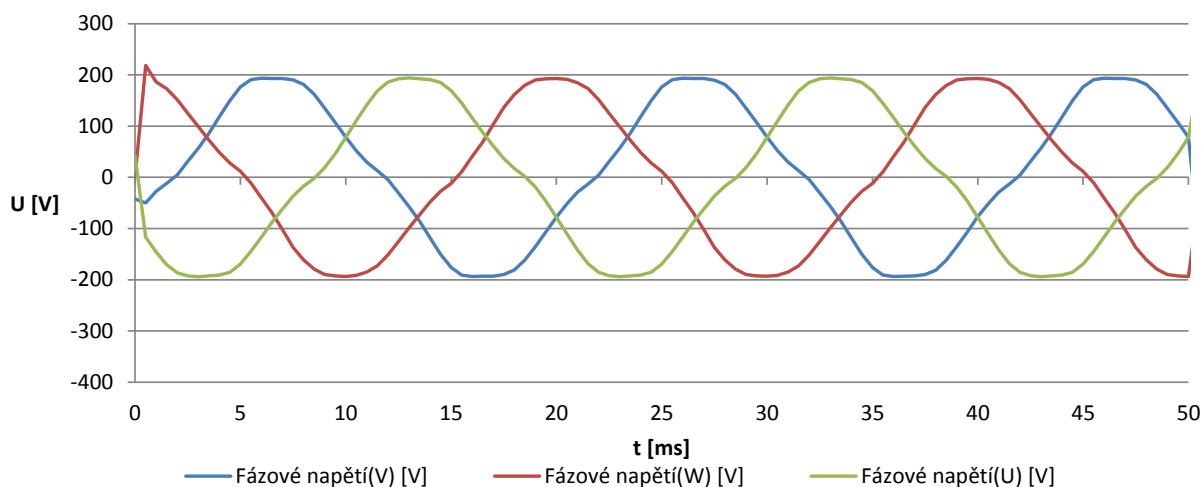
Obrázek 29- Průběh mechanických veličin při simulaci generátorického režimu stroje

Proud získaný z takto zatěžovaného generátoru při čistě ohmické zátěži je zdeformovaný jak nevhodně rozloženým vinutím, tak vlivem průběhu magnetické indukce (Obrázek 21)



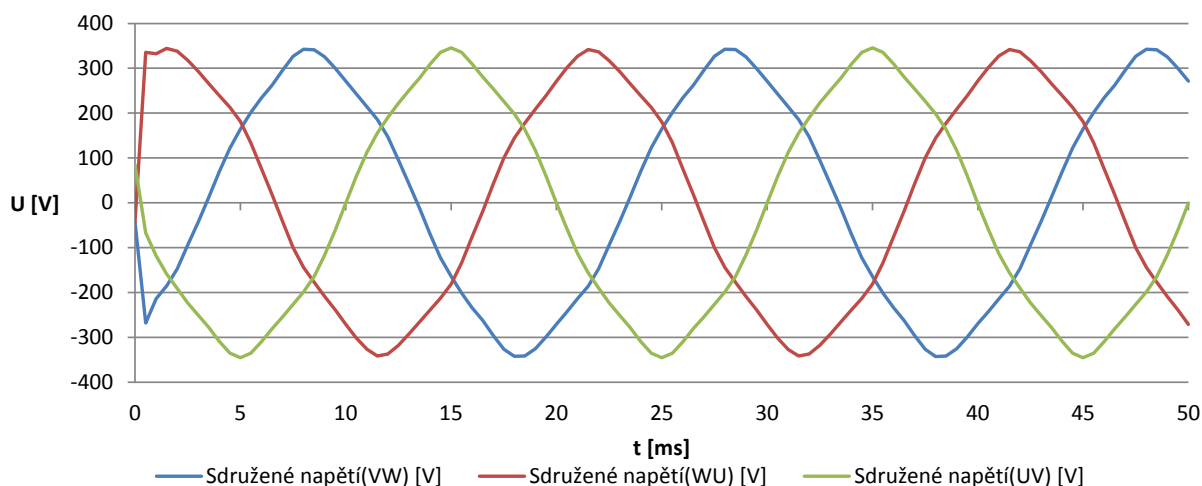
Obrázek 30- Proud dodávaný generátorem do ohmické zátěže

Indukované napětí má typický průběh pro stroje s obdélníkovým průběhem magnetické indukce ve vzduchové mezeře. Jeho průběh se dá více přiblížit sinusovému díky vhodnému tvarování permanentních magnetů. Pro potřeby motoru napájeného z frekvenčního měniče je tento průběh dostatečný. Efektivní hodnota simulovaného napětí je 134V fázově a 232V sdruženě.



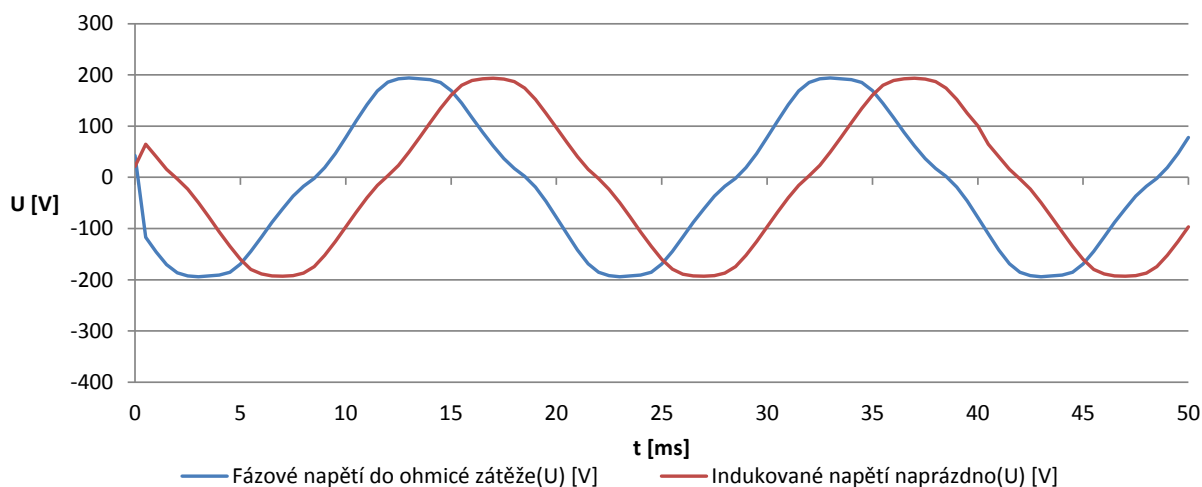
Obrázek 31- Indukovaná napětí generátorického režimu stroje

Při zobrazení sdruženého napětí se odečtou násobky třetí harmonické a průběh napětí se více přiblíží čistě harmonickému signálu.



Obrázek 32 - Průběh sdruženého napětí generátorického režimu stroje

Nejdůležitějším výsledkem generátorové simulace je ovšem následující porovnání průběhu fázových napětí v režimu naprázdno a zatíženého stroje. Díky odečtu časů, kdy prochází fázové napětí nulou, můžeme určit zátěžný úhel generátoru.



Obrázek 33- Porovnání napětí zatíženého generátoru a generátoru ve stavu naprázdno

Je-li rozdíl mezi průchodem nulou napětí $-3,5\text{ms}$, pak:

$$\beta = f * \Delta t * 360 = 50\text{Hz} * -3,5\text{ms} * 360^{\circ}\text{el} = -63^{\circ}\text{el} \quad (3.31)$$

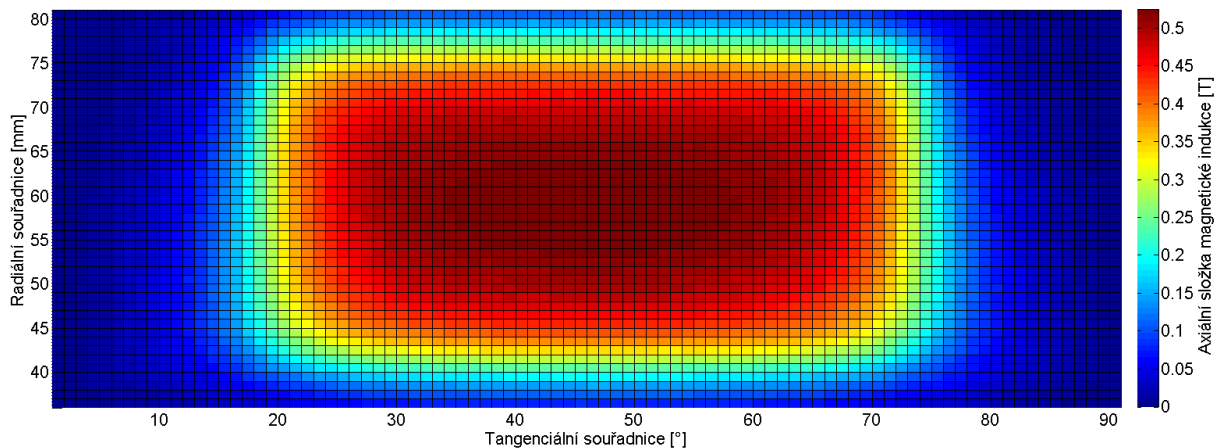
Takto získaný bod souhlasí s vypočtenou zatěžovací charakteristikou uvedenou v kapitole 3.3.3.

Dle simulací z této kapitoly vyplývá, že při vhodné regulaci by měl navrhovaný stroj dosáhnout požadovaného výkonu.

3.3.6 Výpočet vířivých ztrát v mědi za pomoci FEA

Na rozdíl od předběžného výpočtu ztrát způsobených vířivými proudy v kapitole 3.2.3 je výpočet v této části založen na simulovaném průběhu magnetické indukce ve vinutí stroje. Pro započítání vinutí a rozptylu indukce ve vzduchové mezeře je při výpočtu brán v potaz průměr mezi vinutím těsně navinutým u statorového železa a rovinou na maximálním závitě, tedy v největší vzdálenosti od železa. Dále bereme v potaz pouze axiální složku magnetické indukce, jakožto složku tohoto pole, které způsobuje indukování vířivých proudů do vodičů.

Pro jednodušší vykreslení převedeme průběh magnetické indukce z tvaru mezi-kruhové výseče do obdélníkového tvaru. Na výpočet tato úprava nemá žádný vliv, neboť vzorkovací rozměr stále uvažuje šířku buňky jako 1°el .



Obrázek 34- Rozložení axiální složky magnetické indukce ve vzduchové mezeře na polovině pólové rozteče

Z takto získaného průběhu magnetické indukce provedeme výpočet podle následného vzorce[14]:

$$dP_{eddy}(R, \vartheta) = \frac{m\pi N d^4}{64\rho_{Cu}} dl \left(\frac{dB}{dt}\right)^2 = \frac{m\pi^3 d_{Cu}^4 f^2 N}{16\rho_{Cu}} dl \left(\frac{dB}{d\vartheta}\right)^2$$

$$P_{eddy}(R, \vartheta) = 2 \sum_{\vartheta=1^\circ}^{90^\circ} \sum_{R_{in}}^{R_{out}} \frac{m\pi^3 d_{Cu}^4 f^2 N}{16\rho_{Cu}} dl (B(\vartheta + 1) - B(\vartheta))^2 \quad (3.32)$$

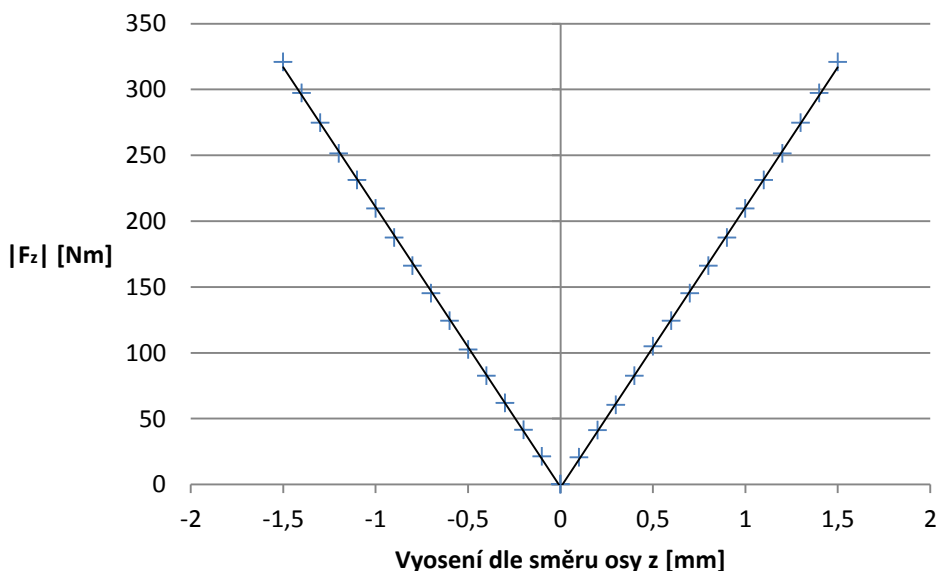
- ϑ - tangenciální souřadnice
- R - radiální souřadnice
- ρ_{Cu} - měrný odpor mědi

Ztráty vypočtené pomocí této metody vychází 56W, což je o 10% více než odhadovaná hodnota z kapitoly 3.2.3. Tato hodnota by měla být bližší reálné z důvodu přesnějšího určení průběhu magnetické indukce.

3.3.7 Výpočet silového namáhání při vyosení axiálním směrem

Vzhledem k dvou-rotorové konstrukci stroje je velice důležitá axiální symetrie umístění rotorů a statoru. V případě, že by tato symetrie nebyla dosažena, budou ložiska namáhána silou přenášenou ze statoru vůči hřídeli.

Průběh této síly je znázorněn v následující závislosti. Směr je vždy ve směru vyosení, protože rotor se bude přitahovat ke statoru.

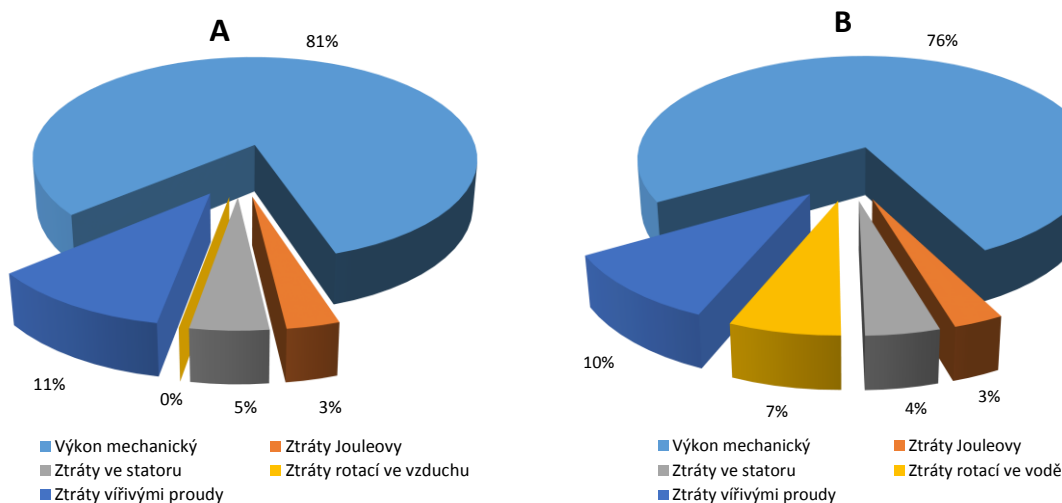


Obrázek 35- Závislost axiální síly na stator při vyosení v axiálním směru

Jak je vidět z této závislosti je nárůst axiální síly velmi vysoký. Při vyosení 1 milimetr je axiální síla téměř 200N. Takové namáhání by způsobilo velké opotřebování ložisek a ztráty. Je tedy nutné zajistit přesné vystředění hřídele v axiálním směru.

3.4 Výkonová bilance návrhu

Na níže uvedených koláčových grafech můžeme vidět výkonovou bilanci obou režimů provozu motoru. Pokud vezmeme v potaz účinnost (A) pro provoz na vzduchu a porovnáme ji s účinností klasického čtyřpólového asynchronního motoru pohybující se maximálně do 65% [22] jedná se téměř o 25% zvýšení účinnosti.



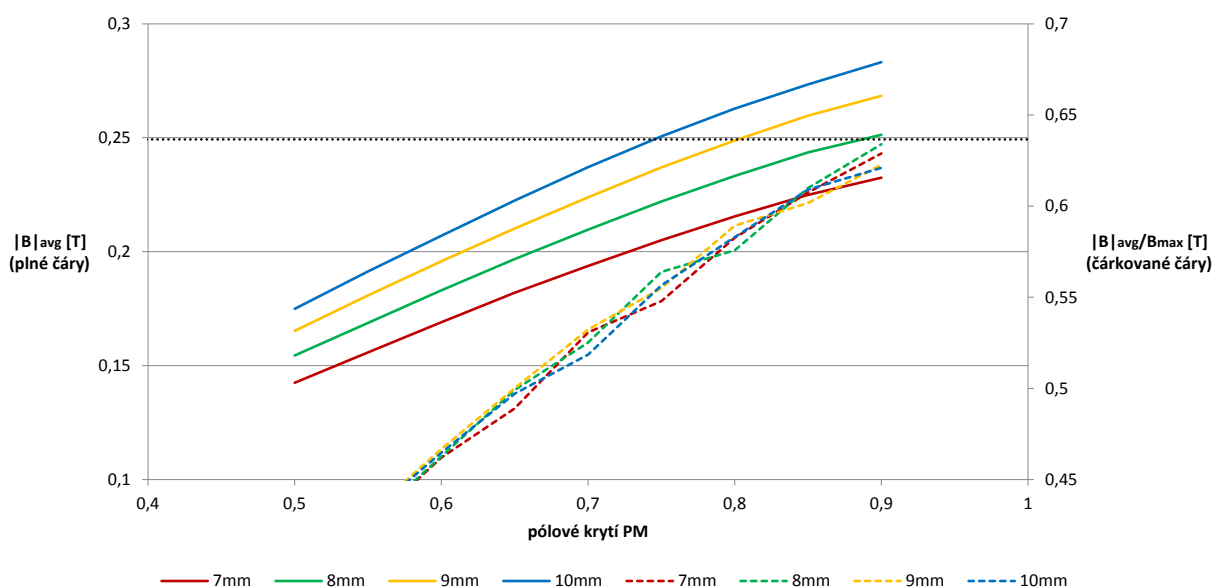
Obrázek 36 - Rozložení výkonů ve stroji, A – provoz ve vzduchu; B – provoz ve vodě

4 NÁVRH ALTERNATIVNÍ TOPOLOGIE AFPM STROJE

Návrh stroje, který byl proveden v předchozích kapitolách je dále uváděn jako varianta „torrus“. V této kapitole je popsána alternativní varianta je uváděna pod názvem „coreless“ (bez statorového jádra).

Návrh alternativní topologie AFPM stroje, je volen jako dvourotorová varianta s uspořádáním magnetů NN bez železného statorového svazku (kapitola 1.2.1), popsaném v literatuře, uvedeném zde jako zdroj [14]. Jedná se o sérii vzorců, do kterých dosadíme stejné vstupní parametry jako do výpočtu varianty typu torrus.

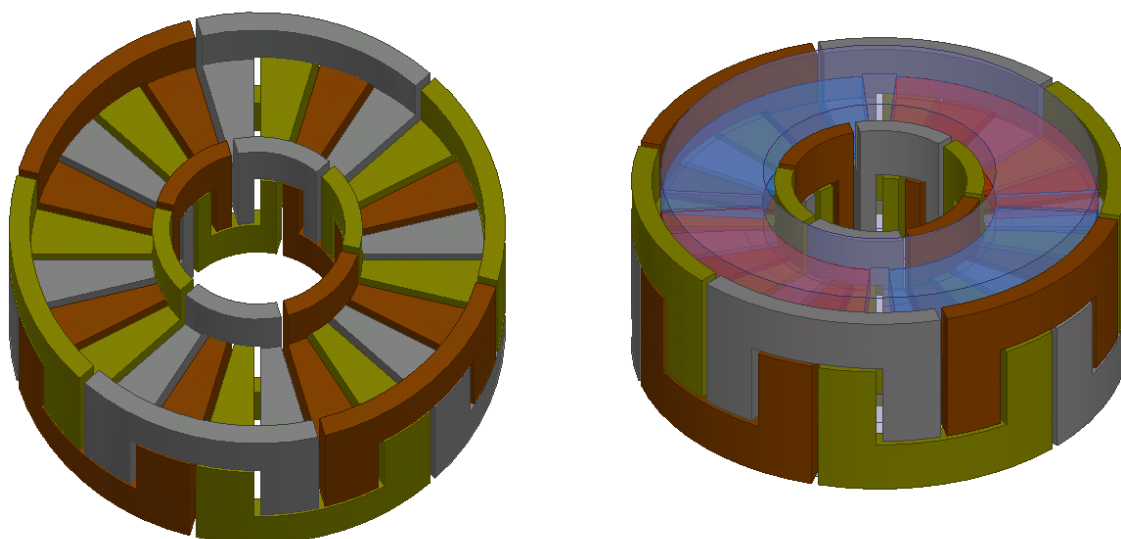
Z takto získaných předběžných parametrů jsme sestavili model pro konečně prvkovou analýzu a provedli simulaci pólového krytí magnetu. Výstupem této simulace je následující diagram:



Obrázek 37- Závislost $|B|_{avg}$ a poměru $|B|_{avg}/B_{max}$ na pólovém krytí PM

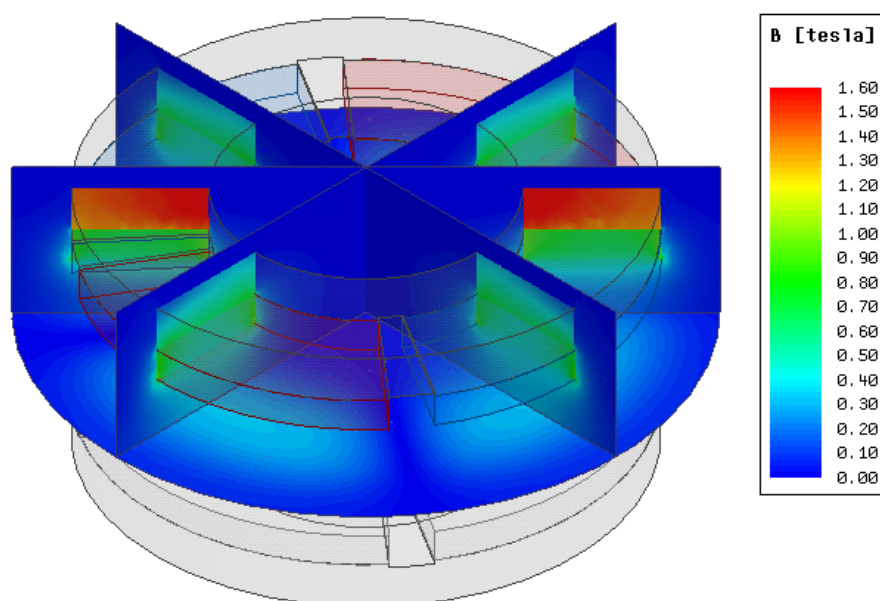
Cílem této simulace bylo dosáhnout takového nastavení axiální délky magnetu a pólového krytí, aby bylo dosaženo střední hodnoty usměrněného průběhu z-složky (axiální) magnetické indukce ($|B|_{avg}$) podle zadaného parametru (zde 0,25T) a zároveň aby poměr mezi touto hodnotou a špičkovou hodnotou tohoto průběhu byl $2/\pi$. Poměr $2/\pi$ totiž odpovídá sinusovému průběhu. V uvedeném diagramu jsou osy nastaveny tak, aby se průsečík plné a čárkované závislosti protnul v hladině určené černou tečkovanou čarou.

Jak lze z diagramu vyčíst, jedná se o axiální délku 9mm a pólové krytí 0,9.



Obrázek 38- Vizualizace „coreless“ varianty navrhovaného stroje (vinutí; Aktivní část)

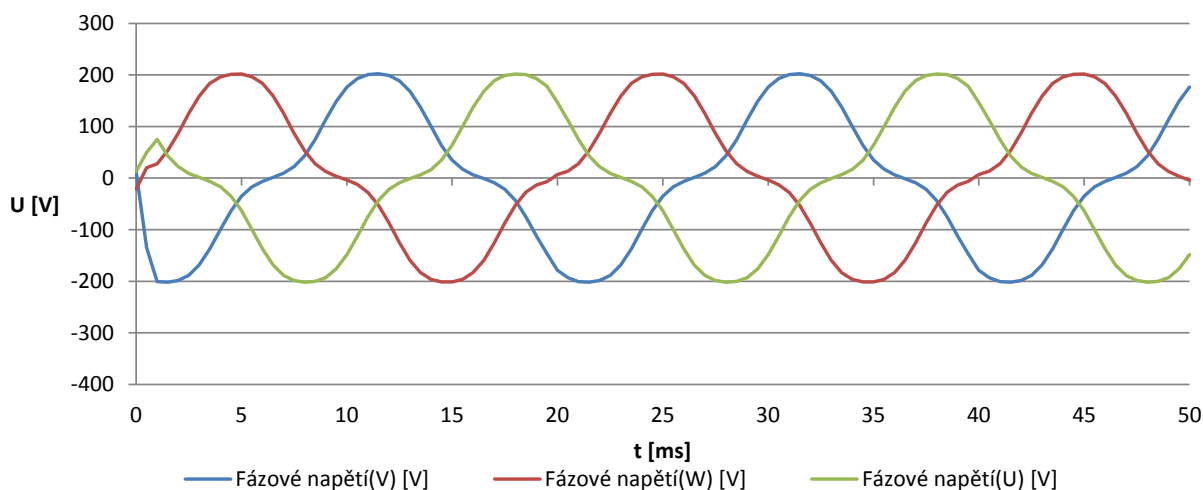
Následuje podrobná analýza pomocí metody konečných prvků pro ověření získaného návrhu a získání dat pro porovnání s variantou „torrus“.



Obrázek 39 - Rozložení magnetické indukce v coreless variantě stroje

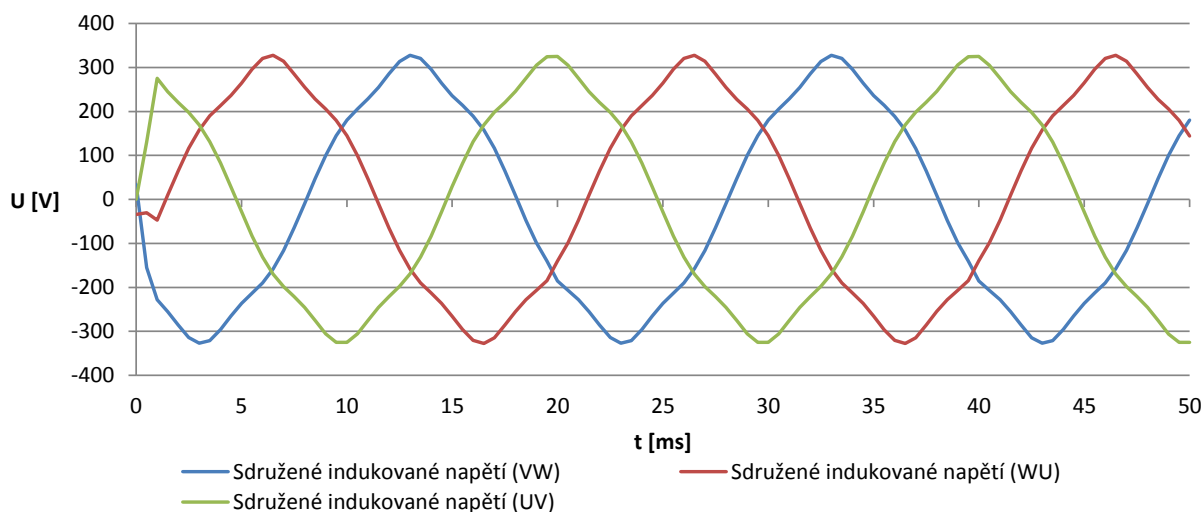
4.1 Výkonové analýzy „coreless“ varianty stroje

První provedenou analýzou je generátorová simulace naprázdno pro ověření indukovaného napětí. Podle této analýzy byla provedena korekce počtu závitů tak, aby hodnota indukovaného napětí odpovídala maximálnímu možnému napětí pro jednofázově napájený měnič.



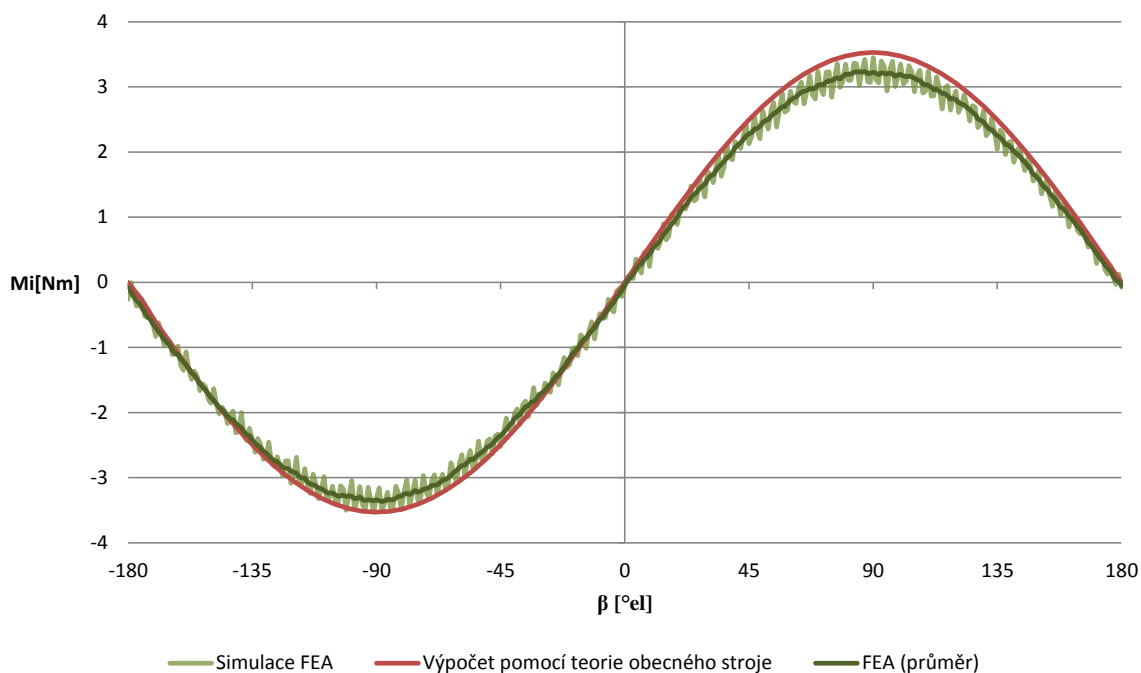
Obrázek 40 - Průběh indukovaného napětí naprázdno pro coreless variantu

V tohoto průběhu lze vidět velký obsah 3. a 5. harmonické ve fázových indukovaných. Při zobrazení sduženého napětí stále vidíme, že je napětí velmi deformované. Fázová hodnota napětí je 128V, čemuž odpovídá sdužené napětí 218V.



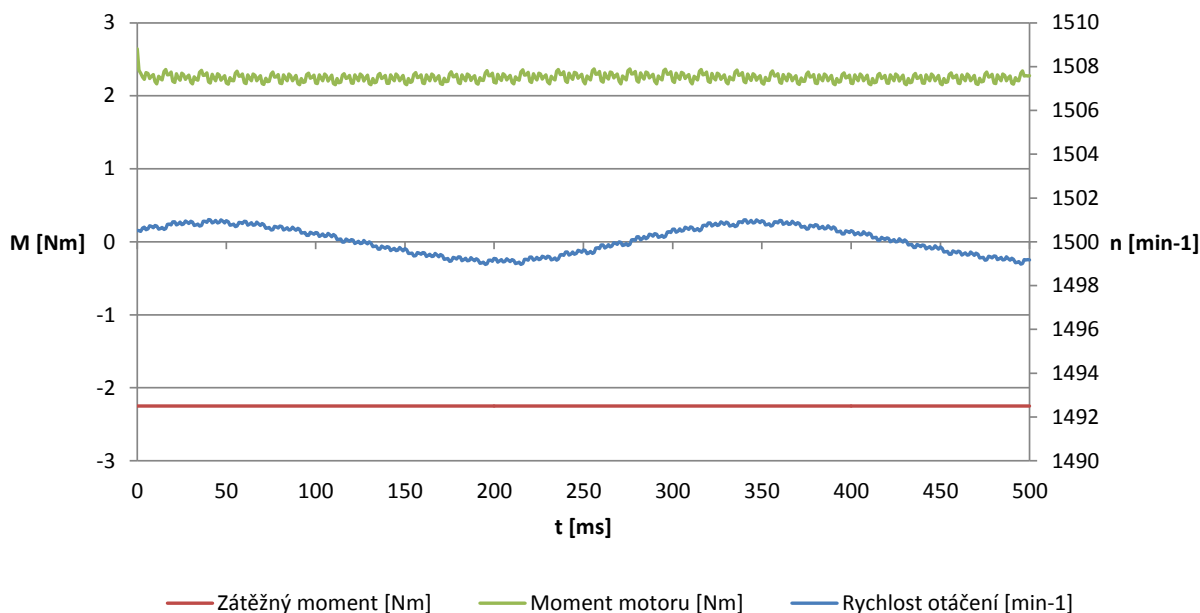
Obrázek 41 - Sdužené napětí coreless varianty stroje

Následuje výpočet zatěžovací charakteristiky při napájení z proudového zdroje o hodnotě stejné jako u varianty torrus. Metodika je stejná jako v kapitole 3.3.3, je tedy zatížena stejnými problémy.



Obrázek 42 - Zatěžovací charakteristika varianty coreless

Na základě této zatěžovací křivky stroje byla následně provedena simulace motoru zatíženého jmenovitým momentem. Počáteční podmínky nastavené v simulaci motoru byly nastaveny na rychlost otáčení 1500 otáček za minutu, zátěžný úhel 60° el, napájení proudovým zdrojem o efektivní hodnotě 1,37A. Moment setrvačnosti je $0,01\text{kg}\cdot\text{m}^2$.



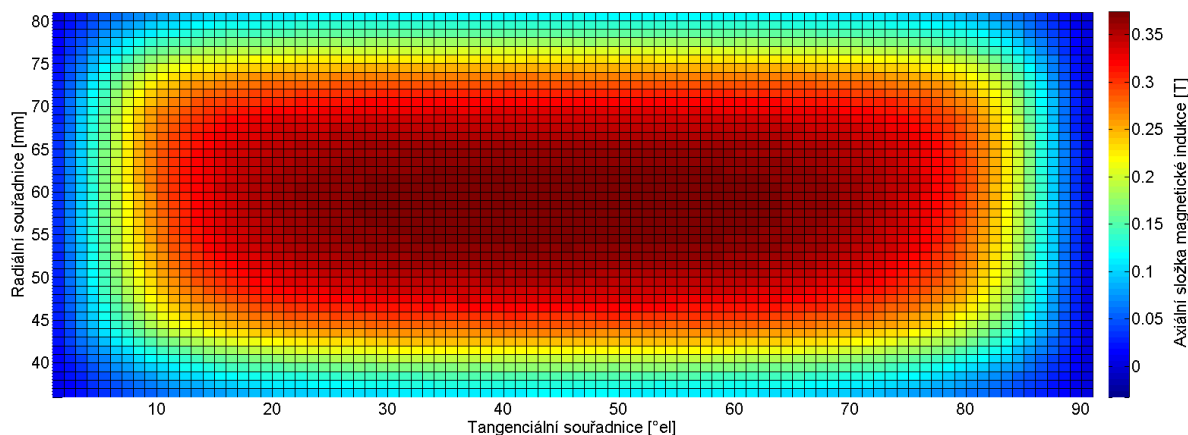
Obrázek 43 - Průběh mechanických veličin simulace coreless při zatížení jmenovitým momentem

Podle minimálního kývání otáček lze konstatovat, že zátěžný úhel simulovaného stroje odpovídá téměř úhlu nastavenému. Rozdíl mezi nastaveným úhlem a očekávaným úhlem ze zatěžovací charakteristiky zobrazené na předchozím průběhu je značný, konkrétně asi 10° elektrických.

Nicméně i přes tento zvýšený zátěžný úhel je stroj schopný dodat dostatečný výkon pro rotaci při nominálním zatížení.

4.2 Analýza ztrát „coreless“ varianty stroje

Stejně jako u stroje s toroidní topologií provedeme analýzu ztrát vířivými proudy. Jak lze vyčíst z následujícího znázornění, hodnota magnetické indukce ve vzduchové mezeře je asi poloviční oproti topologií se statorovým železem, stejně tak rozptylové toky jsou značnější.



Obrázek 44 - Axiální složka magnetické indukce ve variantě coreless

Derivace axiální složky magnetické indukce není tedy tak vysoká, jak u předchozího návrhu, nicméně počet jednotlivých vodičů je asi dvojnásobný. Ztráty vířivými proudy tudíž vychází porovnatelné s variantou torrus a to 51W.

Odpor vinutí je úměrný počtu závitů a delším čelům vinutí, jeho hodnota je $4,1\Omega$. Měď bude ohřívána v důsledku procházejícího proudu Joulovými ztrátami o hodnotě 21W při nominálním proudu 1,3A.

Vzhledem ke stejnému rotoru budou ztráty třením o okolní médium stejné, jako u varianty torrus.

5 POROVNÁNÍ RŮZNÝCH STROJŮ EKVIVALENTNÍCH PARAMETRŮ

Pro přehledné porovnání jednotlivých návrhů uvádím následující tabulku, v níž jsou zobrazeny vybrané srovnávané parametry:

Návrh	„Torus“	„Coreless“	
Objem PM	108,2	204,8	mm ³
Objem Cu ve vinutí	146,0	411,3	cm ³
Axiální délka aktivní části	76,0	86,0	mm
Ztráty Joulovy	13,7	20,6	W
Ztráty ve statoru	20,3	0,0	W
Ztráty rotací ve vodě	30,6	30,6	W
Ztráty vířivými proudy	54,4	51,1	W
účinnost	74,6	77,3	%

Tabulka 9- Porovnání vybraných parametrů "coreless" a "torrus" variant stroje pro pohon čerpadla

Veškeré parametry a rozměry jsou uvedeny v příloze 3.

Z uvedené tabulky vyplývá, že varianta bez statorového železa má vyšší účinnost přibližně o velikost ztrát v železe. Celkově na vnitřním výkonu stroje při nezanedbání tření stroje o okolí se jedná o rozdíl účinnosti 3%.

Rozměrově je varianta bez statorového železa o 1cm vyšší v axiálním směru z důvodu potřebného místa pro velký počet vodičů jednotlivých fází. To způsobuje velké rozptylové toky, které musí být vykompenzovány dvojnásobným objemem permanentních. Z důvodu velkých čel vinutí je také objem spotřebované mědi dvakrát vyšší oproti variantě „torrus“ (viz. Obrázek 38). Výhodou „coreless“ varianty je také absence statorového feromagnetického materiálu a což přináší výrobcí finanční úsporu, která je ovšem vykompenzována větší spotřebou mědi a magnetů.



6 ZÁVĚR

Tato práce měla za úkol navrhnout motor pro přímý pohon čerpadla s topologií motoru s axiálním magnetickým tokem.

V první kapitole popisuje základní informace o strojích s axiálním tokem a provádí základní rozdělení podle různých kritérií. Z uvedených možných řešení je vybrán stroj typu torrus. Tato topologie je kompromisem s velkou jednoduchostí magnetického obvodu a nejvyšší teoretickou hustotou momentu.

Ve druhé kapitole se práce zabývá popsáním analytických vztahů pro určení parametrů magnetického obvodu stroje v režimu generátoru naprázdno. Na základě zjednodušujících předpokladů je analytický model schopen vypočítat průběh spřaženého toku stroje a indukovaného napětí a tím poskytnout základní návrhové parametry pro návrh stroje.

Třetí část se zabývá vlastním návrhem motoru typu torrus. Pro tento návrh jsou použity vztahy z druhé kapitoly a díky analýze za pomoci metodiky konečných prvků ověřují výpočetní vztahy druhé části této práce. Z důvodu, že analytické vztahy popisují pouze režim bez zátěže, je celý návrh podroben dalším výpočtům pro stanovení zatěžovacích parametrů stroje z dat získaných metodou konečných prvků. Pro výkonovou bilanci stroje je zde část věnována vyčíslení jednotlivých ztrát ve stroji při práci jakožto pohon čerpadla bez ucpávky.

Závěrem této části jsou provedeny simulace generátorového a motorického režimu pro nominální zatížení stroje.

Pro porovnání navržené varianty s jinými axiálními stroji, popisuje čtvrtý oddíl této práce návrh motoru bez železného statorového jádra. Návrh základních parametrů je proveden pro stejné výstupní požadavky, jako je varianta navržená podle výše uvedeného postupu. Hlavní částí analýzy tohoto stroje je vytvoření modelu pomocí metody konečných prvků a následný výpočet parametrů stroje pro porovnání jednotlivých návrhů.

Poslední část této práce se věnuje právě komentování rozdílů těchto dvou variant návrhů stroje s axiálním tokem. Výsledný rozdíl v účinnostech stroje je asi 3% ve prospěch coreless varianty a celková účinnost při provozu ve vzduchu asi o 25% vyšší než by je účinnost běžného asynchronního motoru s kotvou nakrátko [22].

Oba tyto návrhy nejsou zcela optimalizované, je zde tedy prostor pro pokračování této práce. Nejběžnější metodou optimalizace strojů s axiálním tokem je použití genetických algoritmů spolu s metodou konečných prvků. Je tedy možné ještě více zvýšit účinnosti obou variant stroje. Za účelem porovnání těchto dvou topologií je ovšem tento návrh použitelný zvláště díky použití stejných vstupních parametrů, rotorových disků a materiálů.

Největším přínosem pro pokračování této práce by byla především realizace návrhu a podrobné proměření jednotlivých veličin na vyhotoveném exempláři.

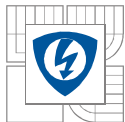


LITERATURA

- [1] GIERAS, Jacek F, Rong-Jie WANG a Maarten J KAMPER. *Axial flux permanent magnet brushless machines*. Boston: Kluwer, 2004, x, 340 p. ISBN 14-020-2720-6.
- [2] AYDIN, M., S. HUANG a T. A. LIPO. *Axial Flux Permanent Magnet Disc Machines: A Review*. Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation, and Motion (SPEEDAM) 2004, Capri, Italy, 2004 [cit. 2014-06-30]. Dostupné z: http://lipo.ece.wisc.edu/2004pubs/2004_10.pdf
- [3] BOCCALETTI, Chiara, Pietro DI FELICE, Lorenzo PETRUCCI a Ezio SANTINI. A mathematical model of Axial Flux Disc Machines. *2009 International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives* [online]. IEEE, 2009, s. 66-71 [cit. 2014-11-16]. DOI: 10.1109/POWERENG.2009.4915233. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=4915233>
- [4] WOOLMER, T.J. a M.D. MCCULLOCH. Analysis of the Yokeless And Segmented Armature Machine. *2007 IEEE International Electric Machines* [online]. IEEE, 2007, s. 704-708 [cit. 2014-10-16]. DOI: 10.1109/IEMDC.2007.382753. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=4270726>
- [5] ANSYS INC. *ANSYS Maxwell 3D Field Simulator v15 User's Guide*. REV6.0. [online], 2012 [cit. 2014-10-20]. Dostupné z: www.mae.ncsu.edu/buckner/courses/mae535/Maxwell3D.pdf
- [6] MAHMOUDI, Amin, Nasrudin Abd RAHIM a Hew Wooi PING. AXIAL-FLUX PERMANENT-MAGNET MOTOR DESIGN FOR ELECTRIC VEHICLE DIRECT DRIVE USING SIZING EQUATION AND FINITE ELEMENT ANALYSIS. *Progress In Electromagnetics Research*. 2012, vol. 122, s. 467-496. DOI: 10.2528/PIER11090402. Dostupné z: <http://www.jpier.org/PIER/pier.php?paper=11090402>
- [7] SURAHAMMARS BURKS AB. *Typical data for SURA® M600-50A*. online, 2008. [cit. 2014-11-16] Dostupné z: [http://www.sura.se/Sura/hp_products.nsf/vOpendocument/03A8B2433FAE16C4C1256AA8002280E6/\\$FILE/600-50.pdf](http://www.sura.se/Sura/hp_products.nsf/vOpendocument/03A8B2433FAE16C4C1256AA8002280E6/$FILE/600-50.pdf)
- [8] WOLFRAM ALPHA LLC. 2014. *Wolfram|Alpha: Computational knowledge engine* [online]. [cit. 2014-07-10]. Dostupné z: <http://www.wolframalpha.com/>
- [9] HOWEY, David A. Thermal design of air-cooled axial flux permanent magnet machines. 2010. PhD Thesis. Imperial College London.
- [10] RUDOLF Pavel, Kaplannův ústav fluidního inženýrství, FSI, VUT v Brně, konzultace.
- [11] MAGSY S.R.O. *NeFeB magnety Magsy s.r.o. Zlín: Parametry* [online]. [cit. 2014-07-02]. Dostupné z: <http://www.magsy.cz/24797-neodymovy-magnet-ndfeb>



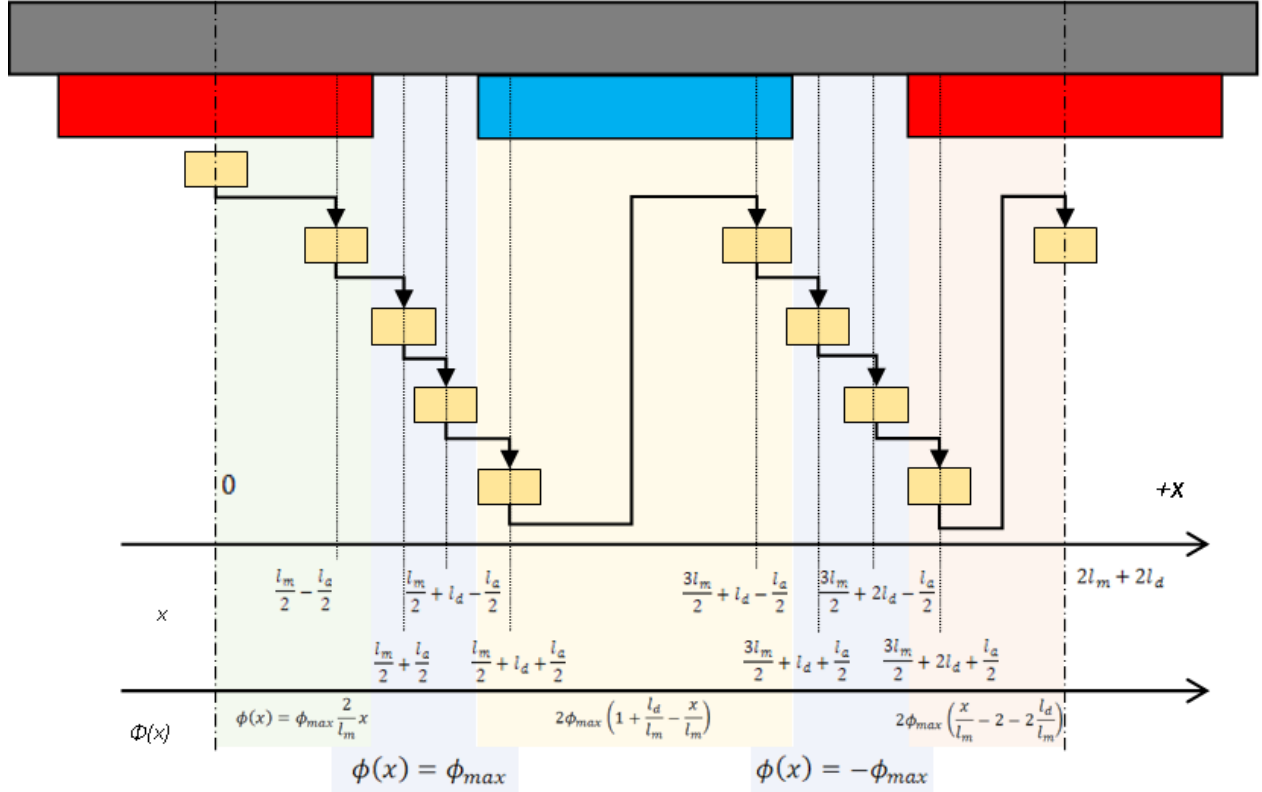
- [12] BÁRTA, Jan. *Návrh a optimalizace synchronního reluktančního motoru* [online]. Brno, 2014 [cit. 2015-01-03]. Dostupné z: https://www.vutbr.cz/studium/zaverecne-prace?zp_id=72529. Diplomová práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Vedoucí práce doc. Ing. Čestmír Ondrůšek, CSc.
- [13] ODVÁŘKA, Erik. *Traction axial-flux motor-generator for hybrid electric bus application* [online]. Brno, 2010 [cit. 2014-08-05]. Dostupné z: https://www.vutbr.cz/studium/zaverecne-prace?zp_id=33535. Dizertační práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Vedoucí práce doc. Ing. Čestmír Ondrůšek, CSc.
- [14] HUZLÍK, Rostislav. *Motor-generátor pro vírovou turbínu* [online]. Brno, 2015 [cit. 2015-04-03]. Dostupné z: https://www.vutbr.cz/studium/zaverecne-prace?zp_id=77420. Dizertační práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a telekomunikačních technologií. Vedoucí práce doc. Ing. Čestmír Ondrůšek, CSc.
- [15] MĚŘIČKA, Jiří a Zdeněk ZOUBEK. *Obecná teorie elektrického stroje*. Praha: SNTL, 1973, 162 s., tb.
- [16] BUØY, John Ola. 2013. *Development of high efficiency Axial Flux Motor for Shell Eco-marathon* [online]. Institutt for elkraftteknikk [cit. 2015-01-12]. Dostupné z: <http://ntnu.diva-portal.org/smash/get/diva2:680358/FULLTEXT01.pdf>. Master thesis. Norwegian University of Science and Technology, Department of Electric Power Engineering. Vedoucí práce Robert Nilssen.
- [17] UDDIN, Mohammad Nasir, Solmaz KAHOURZADE, Amin MAHMOUDI, Hew Wooi PING a Nasrudin Abd RAHIM. 2013. Design and prototyping of an optimised axial-flux permanent-magnet synchronous machine. *IET Electric Power Applications*[online]. **7**(5): 338-349 [cit. 2015-02-12]. DOI: 10.1049/iet-epa.2012.0377. ISSN 1751-8660. Dostupné z: <http://digital-library.theiet.org/content/journals/10.1049/iet-epa.2012.0377>
- [18] VANSOMPEL, Hendrik, Peter SERGEANT, Luc DUPRE a Alex VAN DEN BOSSCHE. 2014. Axial-Flux PM Machines With Variable Air Gap. *IEEE Transactions on Industrial Electronics* [online]. **61**(2): 730-737 [cit. 2015-02-10]. DOI: 10.1109/TIE.2013.2253068. ISSN 0278-0046. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=6481443>
- [19] YASA 750: Axial Flux Electric Motor. YASA MOTORS LIMITED,. *YASA 750* [online]. [cit. 2015-03-11]. Dostupné z: http://www.yasamotors.com/wp-content/uploads/2014/07/Datasheet-YASA-750_en-ID-15637.pdf
- [20] HUANG, S., M. AYDIN a T.A LIPO. WISCONSIN POWER ELECTRONIC RESEARCH CENTER. Low Noise and Smooth Torque Permanent Magnet Propulsion Motors: Comparison of Non-slotted and Slotted Radial and Axial Flux Topologies. 2001. Dostupné také z: http://lipo.ece.wisc.edu/2001pubs/2001_06.pdf



- [21] KNAP, Z. Motor pro přímý pohon čerpadla. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2015. 38 s. Vedoucí semestrální práce Ing. Rostislav Huzlík, Ph.D.
- [22] Katalog K05 - 0607 CZ. Elektromotor SIEMENS 1LA9073-4KA, 0.37kW,1385ot [online]. [cit. 2015-04-18]. Dostupné z: http://www.elektromotory.net/upload/file/katalog_1la9.pdf

7 PŘÍLOHY

Příloha 1 – Odvození Spráženého toku pro $l_a < l_d$



Obrázek 45- Vyznačení intervalů toku pro danou pozici vinutí pod magenty při $l_a < l_d$

Dosadím-li jednotlivé meze intervalu s příslušným průběhem toku vyjádřeným v tabulce 2, vyjde mi pro první a druhý interval:

$$\psi(x) = \int_{x-\frac{l_a}{2}}^{x+\frac{l_a}{2}} \frac{2n_s\phi_{max}}{l_m} x \cdot dx = \frac{2n_s\phi_{max}}{l_m} \left[\frac{x^2}{2} \right]_{x-\frac{l_a}{2}}^{x+\frac{l_a}{2}} = \frac{2n_s\phi_{max}}{l_m} \left[\frac{x^2 + l_a + \frac{l_a^2}{4}}{2} - \frac{x^2 - l_a + \frac{l_a^2}{4}}{2} \right] \quad (7.1)$$

$$= \frac{2l_a n_s \phi_{max}}{l_m} x$$

$$\psi(x) = \int_{x-\frac{l_a}{2}}^{\frac{l_m}{2}} \frac{2n_s\phi_{max}}{l_m} x \cdot dx + \int_{\frac{l_m}{2}}^{x+\frac{l_a}{2}} n_s\phi_{max} \cdot dx = \frac{2n_s\phi_{max}}{l_m} \left[\frac{x^2}{2} \right]_{x-\frac{l_a}{2}}^{\frac{l_m}{2}} + n_s\phi_{max} \left[x \right]_{\frac{l_m}{2}}^{x+\frac{l_a}{2}} =$$

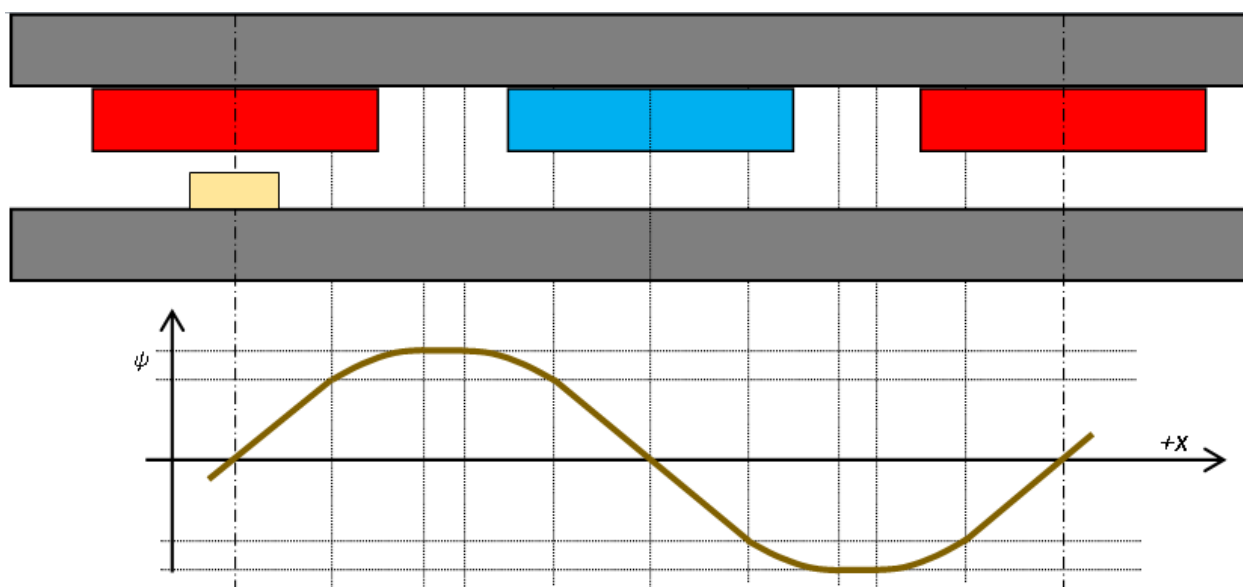
$$= \frac{2n_s\phi_{max}}{l_m} \left[\frac{\frac{l_m^2}{4}}{2} - \frac{x^2 - l_a + \frac{l_a^2}{4}}{2} \right] + n_s\phi_{max} \left[x + \frac{l_a}{2} - \frac{l_m}{2} \right] = \quad (7.2)$$

$$= n_s\phi_{max} \left[\frac{1}{l_m} \left(-x^2 - \frac{l_a^2}{4} + l_a \right) + \left(x + \frac{l_a}{2} - \frac{l_m}{2} \right) \right]$$

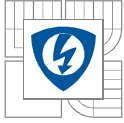
Výsledné hodnoty pro další intervaly jsou uvedeny v tabulce 10. Integrované výrazy jsou uvedeny jako příloha 2, pro výpočet byl použit matematický software Wolfram Alpha [8].

Interval	Výraz pro spřažený tok
$0 \leq x \leq \frac{l_m}{2} - \frac{l_a}{2}$	$\frac{2l_a n_s \phi_{max}}{l_m} x$
$\frac{l_m}{2} - \frac{l_a}{2} \leq x \leq \frac{l_m}{2} + \frac{l_a}{2}$	$n_s \phi_{max} \left[\frac{1}{l_m} \left(-x^2 - \frac{l_a^2}{4} + l_a \right) + \left(x + \frac{l_a}{2} - \frac{3l_m}{2} \right) \right]$
$\frac{l_m}{2} + \frac{l_a}{2} + l_d \leq x \leq \frac{l_m}{2} + l_d - \frac{l_a}{2}$	$n_s \phi_{max} l_a$
$\frac{l_m}{2} + l_d - \frac{l_a}{2} \leq x \leq \frac{l_m}{2} + l_d + \frac{l_a}{2}$	$\frac{-n_s \phi_{max}}{4l_m} [(l_a^2 + l_a(-4l_d - 6l_m + 4x) + (2l_d + l_m - 2x)^2)]$
$\frac{l_m}{2} + l_d + \frac{l_a}{2} \leq x \leq \frac{3l_m}{2} + l_d - \frac{l_a}{2}$	$\frac{2n_s \phi_{max}}{l_m} (l_d + l_m - x)$
$\frac{3l_m}{2} + l_d - \frac{l_a}{2} \leq x \leq \frac{3l_m}{2} + l_d + \frac{l_a}{2}$	$\frac{n_s \phi_{max}}{4l_m} [(l_a^2 + l_a(2l_d + l_m - 2x) + (2l_d + 3l_m - 2x)^2)]$
$\frac{3l_m}{2} + l_d + \frac{l_a}{2} \leq x \leq \frac{3l_m}{2} + 2l_d - \frac{l_a}{2}$	$-n_s \phi_{max} l_a$
$\frac{3l_m}{2} + 2l_d - \frac{l_a}{2} \leq x \leq \frac{3l_m}{2} + 2l_d + \frac{l_a}{2}$	$\frac{n_s \phi_{max}}{4l_m} [(l_a^2 - 2l_a(4l_d + 5l_m - 2x) + (4l_d + 3l_m - 2x)^2)]$
$\frac{3l_m}{2} + 2l_d + \frac{l_a}{2} \leq x \leq 2l_m + 2l_d$	$\frac{2l_a n_s \phi_{max}}{l_m} (-2l_d - 2l_m + x)$

Tabulka 10 - Matematické vyjádření průběhu spřaženého toku pod pólovu dojící pro $l_a < l_d$.

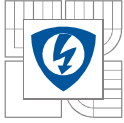


Obrázek 46- Průběh spřaženého toku pod jednou pólovou dvojicí při $l_a < l_d$



Příloha 2 – Integrované výrazy pro jednotlivé intervaly výpočtu spřaženého toku $l_a < l_d$

Interval	Výraz pro spřažený tok
$0 \leq x \leq \frac{l_m}{2} - \frac{l_a}{2}$	$\int_{x-\frac{l_a}{2}}^{x+\frac{l_a}{2}} \frac{2n_s\phi_{max}}{l_m} x \cdot dx = \frac{2l_a n_s\phi_{max}}{l_m} x$
$\frac{l_m}{2} - \frac{l_a}{2} \leq x \leq \frac{l_m}{2} + \frac{l_a}{2}$	$\int_{x-\frac{l_a}{2}}^{\frac{l_m}{2}} \frac{2n_s\phi_{max}}{l_m} x \cdot dx + \int_{\frac{l_m}{2}}^{x+\frac{l_a}{2}} n_s\phi_{max} \cdot dx = n_s\phi_{max} \left[\frac{1}{l_m} \left(-x^2 - \frac{l_a^2}{4} + l_a \right) + \left(x + \frac{l_a}{2} - \frac{3l_m}{2} \right) \right]$
$\frac{l_m}{2} + \frac{l_a}{2} + l_d \leq x \leq \frac{l_m}{2} + l_d - \frac{l_a}{2}$	$\int_{x-\frac{l_a}{2}}^{x+\frac{l_a}{2}} n_s\phi_{max} \cdot dx = n_s\phi_{max} l_a$
$\frac{l_m}{2} + l_d - \frac{l_a}{2} \leq x \leq \frac{l_m}{2} + l_d + \frac{l_a}{2}$	$\int_{x-\frac{l_a}{2}}^{\frac{l_m}{2}+l_d} n_s\phi_{max} dx + \int_{\frac{l_m}{2}+l_d}^{x+\frac{l_a}{2}} n_s 2\phi_{max} \left(1 + \frac{l_d}{l_m} - \frac{x}{l_m} \right) dx = \frac{-n_s\phi_{max}}{4l_m} [(l_a^2 + l_a(-4l_d - 6l_m + 4x) + (2l_d + l_m - 2x)^2)]$
$\frac{l_m}{2} + l_d + \frac{l_a}{2} \leq x \leq \frac{3l_m}{2} + l_d - \frac{l_a}{2}$	$\int_{x-\frac{l_a}{2}}^{x+\frac{l_a}{2}} n_s 2\phi_{max} \left(1 + \frac{l_d}{l_m} - \frac{x}{l_m} \right) dx = \frac{2n_s\phi_{max}}{l_m} (l_d + l_m - x)$
$\frac{3l_m}{2} + l_d - \frac{l_a}{2} \leq x \leq \frac{3l_m}{2} + l_d + \frac{l_a}{2}$	$\int_{x-\frac{l_a}{2}}^{\frac{3l_m}{2}+l_d} n_s 2\phi_{max} \left(1 + \frac{l_d}{l_m} - \frac{x}{l_m} \right) dx + \int_{\frac{3l_m}{2}+l_d}^{x+\frac{l_a}{2}} -n_s\phi_{max} \cdot dx = \frac{n_s\phi_{max}}{4l_m} [(l_a^2 + l_a(2l_d + l_m - 2x) + (2l_d + 3l_m - 2x)^2)]$
$\frac{3l_m}{2} + l_d + \frac{l_a}{2} \leq x \leq \frac{3l_m}{2} + 2l_d - \frac{l_a}{2}$	$\int_{x-\frac{l_a}{2}}^{x+\frac{l_a}{2}} -n_s\phi_{max} dx = -n_s\phi_{max} l_a$
$\frac{3l_m}{2} + 2l_d - \frac{l_a}{2} \leq x \leq \frac{3l_m}{2} + 2l_d + \frac{l_a}{2}$	$\int_{x-\frac{l_a}{2}}^{\frac{3}{2}l_m+2l_d} -n_s\phi_{max} dx + \int_{\frac{3}{2}l_m+2l_d}^{x+\frac{l_a}{2}} 2n_s\phi_{max} \left(\frac{x}{l_m} - 2 - 2\frac{l_d}{l_m} \right) dx = \frac{n_s\phi_{max}}{4l_m} [(l_a^2 - 2l_a(4l_d + 5l_m - 2x) + (4l_d + 3l_m - 2x)^2)]$
$\frac{3l_m}{2} + 2l_d + \frac{l_a}{2} \leq x \leq 2l_m + 2l_d$	$\int_{x-\frac{l_a}{2}}^{x+\frac{l_a}{2}} 2n_s\phi_{max} \left(\frac{x}{l_m} - 2 - 2\frac{l_d}{l_m} \right) dx = \frac{2l_a n_s\phi_{max}}{l_m} (-2l_d - 2l_m + x)$



Příloha 3 – Integrované výrazy pro jednotlivé intervaly výpočtu spřaženého toku $l_a > l_d$

Interval	Výraz pro spřažený tok
$0 \leq x \leq \frac{l_m}{2} - \frac{l_a}{2}$	$\int_{x-\frac{l_a}{2}}^{x+\frac{l_a}{2}} \frac{2n_s\phi_{max}}{l_m} x * dx = \frac{2l_a n_s\phi_{max}}{l_m} x$
$\frac{l_m}{2} - \frac{l_a}{2} \leq x \leq \frac{l_m}{2} - \frac{l_a}{2} + l_d$	$\int_{x-\frac{l_a}{2}}^{\frac{l_m}{2}} n_s\phi_{max} \frac{2x}{l_m} dx + \int_{\frac{l_m}{2}}^{x+\frac{l_a}{2}} n_s\phi_{max} dx = \frac{-n_s\phi_{max}}{4l_m} [(l_a^2 - 2l_a(l_m + 2x) + (l_m - 2x)^2)]$
$\frac{l_m}{2} - \frac{l_a}{2} + l_d \leq x \leq \frac{l_m}{2} + \frac{l_a}{2}$	$\int_{x-\frac{l_a}{2}}^{\frac{l_m}{2}} n_s\phi_{max} \frac{2x}{l_m} dx + \int_{\frac{l_m}{2}}^{\frac{l_m}{2}+l_d} n_s\phi_{max} dx + \int_{\frac{l_m}{2}+l_d}^{x+\frac{l_a}{2}} n_s 2\phi_{max} \left(1 + \frac{l_d}{l_m} - \frac{x}{l_m}\right) dx = \frac{-n_s\phi_{max}}{2l_m} [(l_a^2 - 2l_a(l_d + l_m) + 2l_d^2 + 2l_d(l_m - 2x) + (l_m - 2x)^2)]$
$\frac{l_m}{2} + \frac{l_a}{2} \leq x \leq \frac{l_m}{2} + l_d + \frac{l_a}{2}$	$\int_{x-\frac{l_a}{2}}^{\frac{l_m}{2}+l_d} n_s\phi_{max} dx + \int_{\frac{l_m}{2}+l_d}^{x+\frac{l_a}{2}} n_s 2\phi_{max} \left(1 + \frac{l_d}{l_m} - \frac{x}{l_m}\right) dx = \frac{-n_s\phi_{max}}{4l_m} [(l_a^2 + l_a(-4l_d - 6l_m + 4x) + (2l_d + l_m - 2x)^2)]$
$\frac{l_m}{2} + l_d + \frac{l_a}{2} \leq x \leq \frac{3l_m}{2} + l_d - \frac{l_a}{2}$	$\int_{x-\frac{l_a}{2}}^{x+\frac{l_a}{2}} 2n_s\phi_{max} \left(1 + \frac{l_d}{l_m} - \frac{x}{l_m}\right) dx = \frac{2l_a n_s\phi_{max}}{l_m} (l_d + l_m - x)$
$\frac{3l_m}{2} + l_d - \frac{l_a}{2} \leq x \leq \frac{3l_m}{2} + 2l_d - \frac{l_a}{2}$	$\int_{x-\frac{l_a}{2}}^{\frac{3}{2}l_m+l_d} 2n_s\phi_{max} \left(1 + \frac{l_d}{l_m} - \frac{x}{l_m}\right) dx + \int_{\frac{3}{2}l_m+l_d}^{x+\frac{l_a}{2}} -n_s\phi_{max} dx = \frac{n_s\phi_{max}}{4l_m} [(l_a^2 + 2l_a(2l_d + l_m - 2x) + (2l_d + 3l_m - 2x)^2)]$
$\frac{3l_m}{2} + 2l_d - \frac{l_a}{2} \leq x \leq \frac{3l_m}{2} + l_d + \frac{l_a}{2}$	$\int_{x-\frac{l_a}{2}}^{\frac{3}{2}l_m+l_d} 2n_s\phi_{max} \left(1 + \frac{l_d}{l_m} - \frac{x}{l_m}\right) dx + \int_{\frac{3}{2}l_m+l_d}^{\frac{3}{2}l_m+2l_d} -n_s\phi_{max} dx + \int_{\frac{3}{2}l_m+2l_d}^{x+\frac{l_a}{2}} 2n_s\phi_{max} \left(\frac{x}{l_m} - 2 - 2\frac{l_d}{l_m}\right) dx$ $= \frac{-n_s\phi_{max}}{2l_m} [(l_a^2 - 2l_a(l_d + l_m) + 10l_d^2 + 6l_d(3l_m - 2x) + (3l_m - 2x)^2)]$
$\frac{3l_m}{2} + l_d + \frac{l_a}{2} \leq x \leq \frac{3l_m}{2} + 2l_d + \frac{l_a}{2}$	$\int_{x-\frac{l_a}{2}}^{\frac{3}{2}l_m+2l_d} -n_s\phi_{max} dx + \int_{\frac{3}{2}l_m+2l_d}^{x+\frac{l_a}{2}} 2n_s\phi_{max} \left(\frac{x}{l_m} - 2 - 2\frac{l_d}{l_m}\right) dx = \frac{n_s\phi_{max}}{4l_m} [(l_a^2 - 2l_a(4l_d + 5l_m - 2x) + (4l_d + 3l_m - 2x)^2)]$
$\frac{3l_m}{2} + 2l_d + \frac{l_a}{2} \leq x \leq 2l_m + 2l_d$	$\int_{\frac{3}{2}l_m+2l_d}^{x+\frac{l_a}{2}} 2n_s\phi_{max} \left(\frac{x}{l_m} - 2 - 2\frac{l_d}{l_m}\right) dx = \frac{2l_a n_s\phi_{max}}{l_m} (-2l_d - 2l_m + x)$

Příloha 3 – Parametry navržených strojů

	Torrus	Coreless
Obecné parametry		
Žádaný mechanický výkon na hřídeli	350	350 W
Předpokládané ztráty	100	100 W
Počet pólových dvojic	4	4
Počet cívek na pól a fázi	1	1
Žádané otáčky stroje	1500	15000 min ⁻¹
Maximální indukované napětí (rms)	133	133 V
Parametry mag. materiálů		
Koercitivní síla magnetu	900000	900000 A/m
Remanentní indukce PM	1,20	1,20 T
Relativní permeabilita PM	1,055	1,055
Relativní permeabilita Rotoru	100	100
Relativní permeabilita Statoru	3000	-
Mechanické rozměry		
Axiální tloušťka Rotoru	0,012	0,012 m
Axiální délka PM	0,007	0,009 m
Axiální délka vzduchové mezery	0,002	0,002 m
Axiální délka cívek	0,006	0,029 m
Axiální délka statorového svazku	0,020	0,000 m
Vnější aktivní poloměr stroje	0,075	0,075 m
Vnitřní aktivní poloměr stroje	0,040	0,040 m
Parametry mag. prvků		
Pólové krytí magnetu	0,61	0,90
Počet závitů jedné cívky	145	185
Vypočtené parametry		
Odpor vinutí	2,76	4,08 Ohm
Příčná indukčnost	20,03	38,70 mH
Podélná indukčnost	20,47	38,90 mH
Maximální moment @1,35A	3,08	3,22 Nm
Ztráty Joulovy	13,73	28,00 W
Ztráty ve statoru	20,27	0,00 W
Ztráty vířivými proudy	54,40	51,60 W