

**ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI
FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ**

**KATEDRA ELEKTROMECHANIKY
A VÝKONOVÉ ELEKTRONIKY**

DIPLOMOVÁ PRÁCE

**Určení činitele elektromotorické síly bezkartáčového
stejnoseměrného stroje**

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI

Fakulta elektrotechnická
Akademický rok: 2019/2020

ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE (projektu, uměleckého díla, uměleckého výkonu)

Jméno a příjmení: **Bc. Jiří DRAŽAN**
Osobní číslo: **E18N0035P**
Studijní program: **N2612 Elektrotechnika a informatika**
Studijní obor: **Průmyslová elektronika a elektromechanika**
Téma práce: **Určení činitele elektromotorické síly bezkartáčového stejnosměrného stroje**
Zadávací katedra: **Katedra elektromechaniky a výkonové elektroniky**

Zásady pro vypracování

1. Popište princip funkce bezkartáčového stejnosměrného (BLDC) stroje.
2. Navrhněte otevřený BLDC stroj s vnějším rotorem o výkonu 5 kW pro napětí 48 V a jmenovitou rychlost 2000 ot/min.
3. Určete činitel elektromotorické síly stroje a na základě jeho hodnoty iterujte návrh dle bodu 2.
4. Provedte kontrolu za pomoci software ANSYS.



Rozsah diplomové práce: **40 – 60 stran**
Rozsah grafických prací: **podle doporučení vedoucího**
Forma zpracování diplomové práce: **tištěná/elektronická**

Seznam doporučené literatury:

1. HANSELMAN, D. C.: Brushless Permanent Magnet Motor Design. McGraw-Hill, USA, 1994. ISBN 978-0070260252.
2. BIANCHI, N.: Electrical Machine Analysis Using Finite Elements. CRC Press, Boca Raton, USA, 2005. ISBN 978-0849333996.
3. REECE, A. B. J., PRESTON, T. W.: Finite Element Method in Electrical Power Engineering. Oxford University Press, Velká Británie, 2000. ISBN 978-0-19-856504-8.
4. KOPYLOV, I. P. a kol.: Stavba elektrických strojů. SNTL, Praha, 1988.
5. Internetové zdroje, zejména databáze IEEE Xplore.

Vedoucí diplomové práce: **Doc. Ing. Karel Hruška, Ph.D.**
Katedra elektromechaniky a výkonové elektroniky

Datum zadání diplomové práce: **4. října 2019**
Termín odevzdání diplomové práce: **28. května 2020**



Prof. Ing. Zdeněk Peroutka, Ph.D.
děkan



Prof. Ing. Václav Kůs, CSc.
vedoucí katedry

V Plzni dne 4. října 2019

Abstrakt

Předkládaná diplomová práce se zabývá tvorbou programu pro výpočet činitele elektromotorické síly bezkartáčového stejnosměrného stroje a jeho využitím při návrhu stroje. Za tímto účelem je nejprve popsána konstrukce a princip funkce zmíněného typu stroje, poté je pozornost věnována popisu algoritmu pro výpočet jeho činitele elektromotorické síly. Vytvořený algoritmus je nakonec využit při návrhu konkrétního stroje a poté porovnán s metodou konečných prvků.

Klíčová slova

bezkartáčový stejnosměrný motor, BLDC, činitel elektromotorické síly, dynamický model, elektromagnetický návrh, indukované napětí, lichoběžníkový, metoda konečných prvků, rotor, sinusový, stator, vnější rotor

Abstract

This master thesis focuses on creation of an algorithm for computation of back electromotive force factor in brushless direct current motor. There are topologies and basic principles of such a motor discussed in the first part of this thesis for better understanding of the algorithm. After that the algorithm is described and compared with finite element method software. Design of brushless direct current motor supported by using the algorithm has been done for the purpose of validation of this algorithm in engineering conditions.

Key words

back electromotive force, back electromotive force factor, BLDC, brushless direct current motor, dynamic model, electromagnetic design, finite element method, outer rotor, rotor, sinusoidal, stator, trapezoidal

Prohlášení

Prohlašuji, že jsem tuto diplomovou práci vypracoval samostatně, s použitím odborné literatury a pramenů uvedených v seznamu, který je součástí této diplomové práce.

Dále prohlašuji, že veškerý software, použitý při řešení této diplomové práce, je legální.

.....

podpis

V Plzni dne 9.5.2020

Jiří Dražan

Poděkování

Touto cestou bych rád upřímně poděkoval vedoucímu mé diplomové práce, doc. Ing. Karlu Hruškovi, Ph.D., za velice osobní a profesionální přístup při konzultacích. Zejména však si cením ochoty a pečlivosti, s nimiž řešil každý z mých dotazů.

Tato práce vznikla s podporou Ministerstva školství, mládeže a tělovýchovy ČR v rámci projektu RICE – Nové technologie a koncepce pro inteligentní systémy, číslo projektu LO1607 a z podpory interního projektu SGS-2018-009.

Obsah

OBSAH	8
SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK	9
INDEXY	9
VELIČINY	9
ÚVOD	12
1 BEZKARTÁČOVÉ STEJNOSMĚRNÉ STROJE – BLDC	13
1.1 KONSTRUKCE BLDC STROJE	14
1.1.1 Rotor	15
1.1.2 Stator	16
1.1.3 Počet fází statorového vinutí	17
1.2 PRINCIP ČINNOSTI BLDC STROJE.....	19
1.2.1 Elektromagnetický točivý moment	19
1.2.2 Indukované napětí.....	20
1.2.3 Napájení a komutace BLDC stroje	21
1.2.4 Způsoby sledování polohy rotoru	22
2 URČENÍ ČINITELE ELEKTROMOTORICKÉ SÍLY	24
2.1 MODEL NAPÁJENÍ.....	27
2.2 MODEL BLDC STROJE S LICHOBĚŽNÍKOVÝM INDUKOVANÝM NAPĚTÍM	30
2.3 MODEL BLDC STROJE SE SINUSOVÝM INDUKOVANÝM NAPĚTÍM	32
2.4 VYJÁDRĚNÍ ČINITELE ELEKTROMOTORICKÉ SÍLY Z VYTVOŘENÝCH MODELŮ	34
2.4.1 Porovnání výsledků s metodou konečných prvků.....	34
3 NÁVRH BLDC MOTORU S VNĚJŠÍM ROTOREM	38
3.1 STANOVENÍ ZÁKLADNÍCH ROZMĚRŮ A PŘÍKONOVÁNÍ VINUTÍ	38
3.2 DIMENZOVÁNÍ MAGNETICKÉHO OBVODU	42
3.2.1 Magnetický obvod statoru	43
3.2.2 Magnetický obvod rotoru	44
3.2.3 Rozptylový magnetický tok	46
3.3 DIMENZOVÁNÍ STATOROVÉ DRÁŽKY A VINUTÍ	48
3.4 PARAMETRY NÁHRADNÍHO SCHÉMATU	49
3.4.1 Odpor.....	49
3.4.2 Indukčnost.....	50
3.5 URČENÍ SKUTEČNÉHO ČINITELE ELEKTROMOTORICKÉ SÍLY NAVRŽENÉHO MOTORU	53
3.6 KONEČNÁ PODOBA NAVRŽENÉHO MOTORU	54
ZÁVĚR	59
SEZNAM LITERATURY A INFORMAČNÍCH ZDROJŮ	60
PŘÍLOHY	1
PŘÍLOHA A.....	1
Dynamický model stroje s lichoběžníkovým průběhem indukovaného napětí.....	1
Dynamický model stroje se sinusovým průběhem indukovaného napětí.....	4
PŘÍLOHA B.....	7

Seznam symbolů a zkratek

Indexy

d	drážka
e	elektrická jednotka
f	fázový
i	vnitřní
j	jho
m	mechanická jednotka
n	jmenovitý
o	vnější, otevření
PM	permanentní magnety
r	rotor
s	stator
v	vodič
δ	vzduchová mezera
σ	rozptyl
μ	magnetizační

Veličiny

a	počet paralelních větví vinutí (–)
A	lineární proudová hustota (A/m)
b	šířka (m)
B	magnetická indukce (T)
D	průměr (m)
f	frekvence (Hz)
F	magnetické napětí (A)
h	výška (m)
H	intenzita magnetického pole (A/m)
I	elektrický proud (A)
k_B	činitel tvaru pole (–)
k_C	Carterův činitel (–)
k_E	činitel elektromotorické síly (–)
k_r	činitel rozlohy (–)

k_v	činitel vinutí (–)
k_y	činitel kroku (–)
J	proudová hustota (A/m ²)
l	délka (m)
L	magnetická indukčnost (H), délka (m)
m	počet fází (–)
M	točivý moment (Nm)
n	rychlost stroje (ot/min)
N_c	počet závitů jedné cívky (–)
N_s	počet závitů v sérii (–)
p	počet pólových dvojic (–)
P	výkon, resp. příkon (W)
q	počet drážek na pól a fázi (–)
Q	počet drážek (–)
r	poloměr (m, p. u.)
R	elektrický odpor (Ω), reluktance (H ⁻¹)
S	plocha (m ²)
t	teplota (C °), rozteč (m)
T	perioda (s)
u	počet cívkových stran v drážce (–)
U	elektrické napětí (V)
V_d	počet vodičů v drážce (–)
α_{B_r}	teplotní součinitel remanentní magnetické indukce (%/C °)
α_{Cu}	teplotní součinitel měrného elektrického odporu mědi (%/C °)
α_δ	činitel pólového krytí (–)
β	činitel zkrácení kroku (–)
γ	činitel pro výpočet Carterova činitele (–)
γ_{Cu}	měrná vodivost mědi (S/m)
δ	velikost vzduchové mezery (m)
η	účinnost (–)
ϑ	úhel (°, rad)
λ	činitel magnetické vodivosti (–)
μ	permeabilita (H/m)

μ_0	permeabilita vakua ($4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$ H/m)
τ_{dif}	činitel diferenčního rozptylu (–)
Φ	magnetický indukční tok (Wb)
Ψ	spřažený magnetický indukční tok (Wb)
ω	úhlová rychlost (rad/s)

Úvod

Ve střídavých elektrických točivých strojích se obvykle nachází dvě vzájemně interagující magnetická pole. Jedná se o magnetická pole vybuzená statorem a rotorem. Obě pole mohou být vytvořena jako časově proměnná buď pomocí vinutí protékaného střídavým proudem nebo rotujícího pole časově stálého, které je vybuzeno buď za pomoci permanentních magnetů, či opět vinutí, avšak v tomto případě protékaného stejnosměrným proudem. Regulací tvarů napájecích napětí, resp. proudů, či konstrukčním provedením jsou v závislosti na čase magnetické toky těchto polí přizpůsobeny sinusovému průběhu. Díky tomu lze snadno stanovit průběhy indukovaných napětí, jejichž tvary jsou též blízké sinusovému průběhu.

Oproti tomu bezkartáčové stejnosměrné stroje harmonickým zdrojem napájeny nejsou, což situaci značně komplikuje. Pakliže se zanedbají úbytky napětí na rozptylové indukčnosti a odporu vinutí, svorkové napětí odpovídá působení spřaženého magnetického toku, který je tvořen superpozicí toku vybuzeného statorovým vinutím a toku od permanentních magnetů. Průběh obou zmíněných toků má rozdílný tvar. Z toho důvodu není snadné stanovit přesný průběh indukovaného napětí či referenční hodnoty, které by jej kvantitativně charakterizovaly.

Cílem této práce je nalézt řešení, kterým by bylo možné co nejpřesněji takové hodnoty získat. Jako vhodná možnost byla vybrána metoda spočívající v dynamickém modelování stroje, která i přes použití několika fyzikálních zjednodušení dokázala poskytnout poměrně přesné výsledky.

1 Bezkartáčové stejnosměrné stroje – BLDC

Na počátku elektrotechniky stál stejnosměrný stroj. Byl a stále je používán v široké škále aplikací, což vedlo k vývoji jeho specifických typů, které provozovateli nabízely a nabízejí rozmanité vlastnosti. Jedná se o stroje s derivačním či sériovým zapojením budícího vinutí, kombinací těchto dvou způsobů zapojení anebo s buzením, které je zprostředkováno pomocí permanentních magnetů či cívky napájené z cizího zdroje elektrické energie. Navzdory tomu je pro všechny zmíněné typy jeden rys společný, a to použití komutátoru, který je nedílnou součástí fungování klasického stejnosměrného stroje. Již základní podstata komutátoru, jakožto kluzného spojení mezi sběracím ústrojím (uhlíkovými kartáči) a lamelami komutátoru, je jednou z příčin jeho omezené životnosti. Z elektrického hlediska pak má na životnost silný vliv kvalita komutace, která může též přispět k urychlení jeho degradace. Obecně lze říci, že provoz komutátoru zvyšuje nároky na údržbu tohoto stroje a činí jej zároveň méně spolehlivým [1].

S vývojem výkonových spínacích součástí se naskytla možnost provádět komutaci jiným než mechanickým způsobem, a to elektronicky. Díky tomu mohla vzniknout skupina strojů označovaných zkratkou EC (Electronically Commutated), které jsou komutovány pomocí postupného připojování jednotlivých cívek statorového vinutí ke zdroji napětí tak, aby bylo vytvořeno točivé magnetické pole. Nejznámějšími zástupci tohoto druhu strojů jsou synchronní motory s permanentními magnety (PMSM; Permanent Magnet Synchronous Motor) a bezkartáčové stejnosměrné stroje označované obecně zkratkou BLDC (BrushLess Direct Current). Oba dva zmíněné stroje se vyznačují [1, 2]:

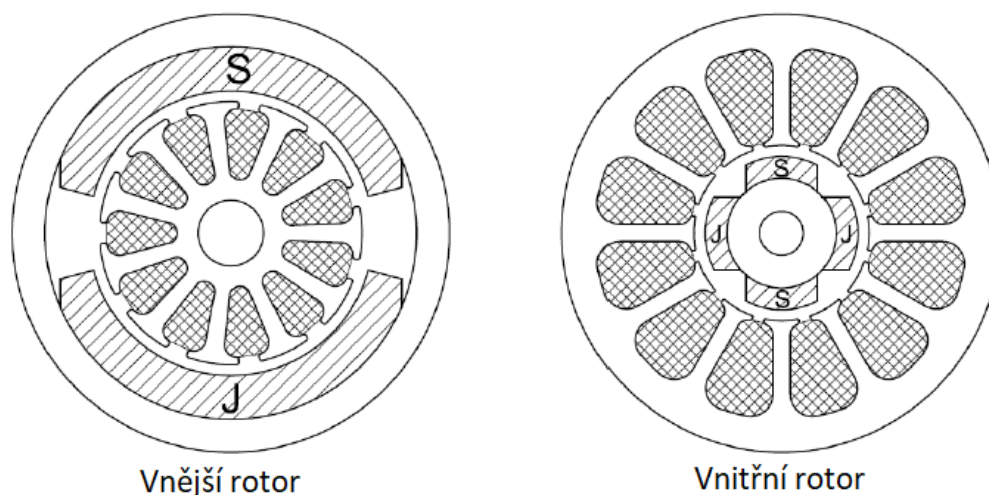
- Vysokou účinností
- Vysokou spolehlivostí a životností
- Vysokou hustotou výkonu na jednotku objemu
- Rychlou dynamickou odezvou

BLDC stroje nacházejí uplatnění napříč různými odvětvími. Vyskytují se jako součásti pohonných jednotek v letectví, vojenských zařízeních, průmyslu, zemědělství či dopravě. Setkat se s nimi lze i v domácnostech, tam však plní funkci spíše k pohonu ručního nářadí nebo různých rotujících částí ve výpočetní technice, například pevných disků či ventilátorů [1].

1.1 Konstrukce BLDC stroje

Klasické kartáčové stejnosměrné stroje mají na statoru připevněno budící ústrojí v podobě budících cívek nebo permanentních magnetů a na rotoru kotvu propojenou pomocí komutátoru se zdrojem elektrické energie anebo vnějším obvodem, jedná-li se o dynamo. Oproti tomu BLDC stroj je tomu doslova zrcadlovým protějškem. Zdroj budícího magnetického toku je umístěn na rotoru a vinutí kotvy na statoru. Rozlišují se dvě základní uspořádání, a to stroje s radiálním či axiálním magnetickým tokem. Stroje s axiálním magnetickým tokem nacházejí uplatnění hlavně v aplikacích, kde jsou požadovány nízké konstantní otáčky a malé zvlnění točivého momentu. Na druhé straně stojící stroje s magnetickým tokem, který prochází vzduchovou mezerou v radiálním směru, je možné dále dělit dle vzájemného uspořádání statoru a rotoru na [3, 4]:

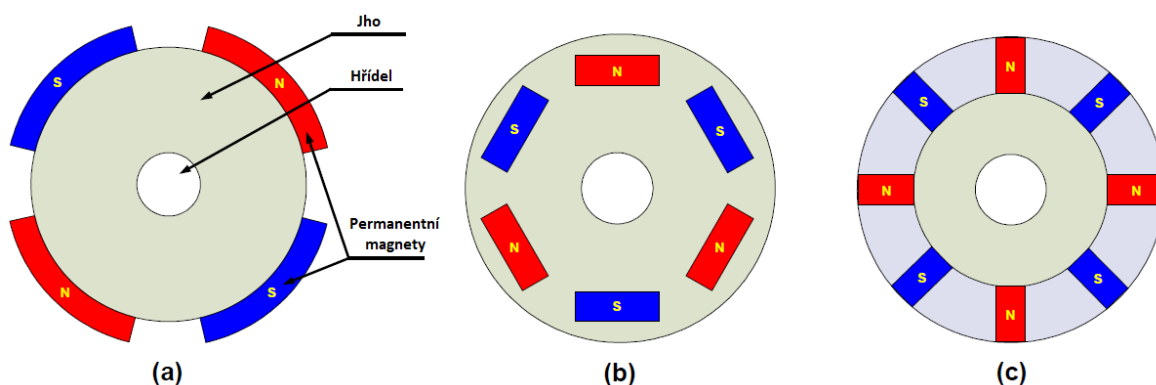
- Stroje s vnitřním rotorem – vhodné při nižších otáčkách a vyšších točivých momentech, obvykle mnoha pólové, lepší dynamické vlastnosti oproti následujícímu typu
- Stroje s vnějším rotorem – vyšší moment setrvačnosti rotoru umístěného vně stroje nabízí výhodné vlastnosti chování stroje tam, kde je kladen důraz namísto dynamiky spíše na stálost rychlosti, a tedy malé momentové rázy



Obr. 1.1 Příčné řezy strojů s vnějším a vnitřním rotorem, upraveno autorem [5]

1.1.1 Rotor

Jak již bylo zmíněno v předchozí části, v případě BLDC stroje je nositelem zdroje budícího magnetického toku rotor. Pro tento účel je zpravidla opatřen permanentními magnety, které mohou být uspořádány různými způsoby. Nejběžnější z nich je možné vidět na Obr. 1.2. Volba jednotlivých variant se odvíjí jednak od požadovaného chování stroje, ale i v závislosti na technologických možnostech.



Obr. 1.2 Způsoby uložení permanentních magnetů v rotoru: a) povrchové, b) zapuštěné (IPM), c) radiální uložení (SPOKE), upraveno autorem [2]

Při použití povrchových magnetů ve stroji s vnitřním rotorem se značně zužuje rozsah otáček vhodných pro bezpečný chod stroje. Při vysokých otáčkách by mohla vzniknout odstředivá síla působící na magnety tak silná, že by dokázala způsobit jejich odtržení od rotorového paketu. Oproti tomu stejný typ uložení permanentních magnetů, avšak na vnějším rotoru, tuto možnost vylučuje, jelikož magnety jsou touto odstředivou silou tlačeny směrem do tělesa rotoru.

U zbylých dvou typů uložení, tedy uvnitř rotorového paketu, se sice tento problém v takové míře neprojeví, ale na druhou stranu se zde vyskytuje vyšší rozptylový magnetický tok. Magnetická vodivost rozptylové cesty je v těchto případech mnohem vyšší než při povrchové montáži a je třeba ji vhodným způsobem snížit. K tomuto účelu slouží vzduchové kapsy záměrně vytvořené v místech rotorového paketu, skrze která se nežádoucí magnetický tok uzavírá. To však může vést k horšímu mechanickému upevnění magnetů či dokonce ke snížení celkové mechanické pevnosti rotoru jako takového. Dalším důležitým rozdílem oproti povrchovému uložení je přítomnost reluktančního točivého momentu, který je projevem rozdílné velikosti podélné a příčné složky reaktance rotoru.

Jednou z často používaných skupin materiálů pro permanentní magnety v bezkartáčových stejnosměrných strojích jsou materiály na bázi feritů, které jsou oblíbené pro svou nízkou cenu při dostačujících magnetických vlastnostech. V poslední době však jsou čím dál častěji voleny permanentní magnety typu samarium-kobalt nebo neodým-železo-bor. Oba tyto materiály jsou oproti feritům dražší, ale na druhou stranu poskytují značně vyšší remanentní magnetickou indukci, koercitivní intenzitu mag. pole a teplotní stálost, což umožňuje značně zvýšit poměr výkonu ku hmotnosti stroje [4].

1.1.2 Stator

Pro BLDC stroj platí stejná podmínka jako pro každý jiný střídavý elektrický stroj: magnetický obvod v oblasti kotvy je třeba vytvořit z plechů elektrotechnické oceli. Důvodem je potlačení ztrát vzniklých vířivými proudy, jelikož vinutí kotvy vytváří časově proměnné magnetické pole. Plechy lze obrobít tak, aby obsahovaly zuby oddělující jednotlivé drážky, do kterých je umístěno statorové vinutí. Kromě tohoto provedení existuje i druhý způsob konstrukce statoru, a to bez drážek. Vinutí je v takovém případě vyrobeno jako kompaktní celek zalitý epoxidovou pryskyřicí, který je poté vsunut do statorového prstence. Statorový paket slouží z magnetického hlediska pouze jako jho. Porovnání obou provedení [6]:

a) Stator s drážkami

- obsahuje zuby, které snižují efektivní šířku vzduchové mezery a tím zvyšují elektromagnetický točivý moment stroje
- drážkování vytváří pulzace magnetické indukce ve vzduchové mezeře, což způsobuje pulzace točivého momentu a vznik povrchových a pulzních ztrát
- díky vysoké tepelné vodivosti oceli je z rotoru lépe odváděno ztrátové teplo skrze zuby a jho statoru a dále ve směru vně stroje

b) Stator bez drážek

- absence zubů a nízká magnetická vodivost mědi použité pro vinutí stroje vedou ke zvětšení efektivní vzduchové mezery, z čehož plyne nižší hodnota elektromagnetického točivého momentu
- neprojevují se momentové pulzace vlivem drážkování

- lze do stroje umístit větší objem vinutí a tím dosáhnout větší lineární proudové hustoty
- zvětšuje se vrtání statoru, a proto je možné použít rotor s větším průměrem, čímž vzroste volná plocha pro osazení permanentními magnety

Pomocí dvou posledních bodů zmíněných při posouzení provedení bez drážek je možné kompenzovat negativní dopady zvětšení vzduchové mezery u tohoto provedení. Samozřejmě mimo odvodu tepla z rotoru [5].

Vzhledem k povaze stroje zkoumaného v praktické části této práce budou v následujících kapitolách popisovány pouze vlastnosti strojů opatřených vinutím uloženým v drážkách. U bezkartáčových stejnosměrných strojů je často využito tzv. zubového vinutí. Takové vinutí je umístěno v drážkách, přičemž každá drážka obsahuje jednu či dvě vrstvy vinutí. V případě dvouvrstvého vinutí bývají jednotlivé vrstvy uspořádány vedle sebe v tangenciálním směru. Jinak tomu je například u střídavých strojů s postupným vinutím, jako jsou asynchronní nebo synchronní stroje, kde jednotlivé vrstvy vinutí jsou umístovány postupně jedna za druhou v radiálním směru [3].

1.1.3 Počet fází statorového vinutí

BLDC stroje obvykle využívají dvou- či třífázové vinutí. Nicméně lze nalézt i jiná provedení. Jeden z prvních strojů tohoto druhu obsahoval čtyři fáze vinutí, ale jednalo se o stroj malého výkonu. S ohledem na počet výkonových součástek by tato varianta nemusela být příliš výhodná pro stroje vyšších výkonů [4].

Právě výhodu malého počtu spínacích součástek nabízí vinutí s pouhými dvěma fázemi, kde stačí jen čtyři dvojice tranzistor + reverzní dioda. Nevýhodou tohoto provedení je pak průběh točivého momentu. Ten je jednou za 180° elektrického úhlu nulový. V krajním případě by ani nebylo možné uvést stroj do pohybu či by se mohlo stát, že k rozběhu dojde, avšak na opačnou stranu, než bylo požadováno [4].

Nejčastěji se používá třífázový systém, který komutuje po otočení rotoru o každých 60° elektrických, a proto nabízí efektivní a spolehlivý způsob řízení stroje. Specifika komutace jsou popsána v kapitole 1.2.3. S třífázovým vinutím lze dosáhnout hladkých

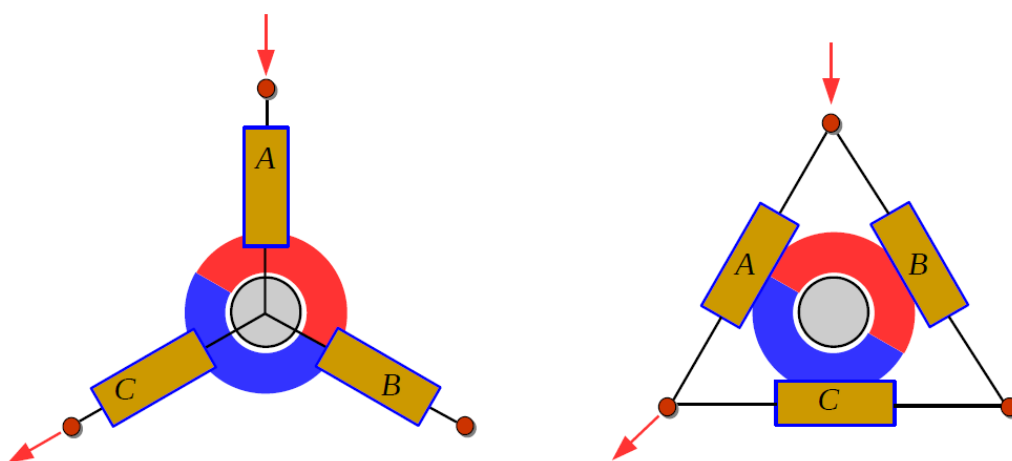
průběhů otáček bez výrazných momentových pulzů. V praxi jej lze nalézt ve dvou základních zapojeních, a to do hvězdy nebo trojúhelníku, viz Obr. 1.3. Při jejich vzájemném porovnání vykazují následující vlastnosti [3-5]:

a) Zapojení do hvězdy (Y)

- Při stejné velikosti napájecího proudu vykazuje stroj vyšší točivý moment
- Vždy jsou napájeny pouze dvě fáze vinutí, proto je elektrický odpor vyšší, což vede na měkčí momentovou charakteristiku
- Při stejné velikosti napájecího napětí dosahuje stroj nižších otáček

b) Zapojení do trojúhelníku (D)

- Při stejné velikosti napájecího proudu má stroj nižší točivý moment
- V každém spínacím intervalu jsou napájeny všechny tři fáze vinutí, proto je elektrický odpor nižší a momentová charakteristika tvrdší
- Při stejné velikosti napájecího napětí dosahuje stroj vyšších otáček
- Stačí pouhé 2/3 velikosti permanentních magnetů



Obr 1.3 Schéma zapojení statorového vinutí do hvězdy (vlevo) a trojúhelníku během jednoho spínacího intervalu, převzato z [5]

1.2 Princip činnosti BLDC stroje

Z hlavní podstaty elektrických točivých strojů slouží i BLDC motor k přeměně elektrické energie na mechanickou. Je-li mechanická energie převáděna na elektrickou, jedná se o generátor.

1.2.1 Elektromagnetický točivý moment

Aby motor mohl generovat mechanickou energii, potřebuje v první řadě vytvářet točivý moment, protože mechanická energie vytvořená za jednotku času odpovídá výkonu stroje, který lze zapsat ve tvaru:

$$P = M \cdot \omega_m = M_i \cdot \omega_m, \quad (1.1)$$

kde jsou použity dvě důležité veličiny, tedy mechanická úhlová rychlost rotoru ω_m a točivý moment M , který při zanedbání mechanických a elektromagnetických ztrát v rotoru lze pokládat za rovný elektromagnetickému točivému momentu M_i .

Elektromagnetický točivý moment je vyvolán snahou systému dosáhnout stavu nejnižší možné energické hladiny. V případě elektrického stroje se jedná o energii magnetického pole, která je uložena v prostoru vzduchové mezery. Ta je přímo úměrná velikosti magnetického toku, který skrze ni prochází, a délce jeho siločar. Z toho vyplývá, že elektrický točivý stroj se aktivně snaží, aby tok procházel vzduchovou mezerou po co nejkratší cestě. Jelikož místa, kde tok do vzduchové mezery vstupuje a kde ji opouští, jsou dána orientací magnetických napětí, resp. toků, statoru a rotoru, lze určit elektromagnetický točivý moment jako:

$$\vec{M}_i = \vec{F}_s \times \vec{F}_r = |\vec{F}_s| \cdot |\vec{F}_r| \cdot \sin \alpha \approx |\vec{\Psi}_s| \cdot |\vec{\Psi}_r| \cdot \sin \vartheta, \quad (1.2)$$

kde je možné vidět, že nejvyššího točivého momentu lze dosáhnout právě tehdy, když jsou na sebe směry obou magnetických toků, tedy statorového $\vec{\Psi}_s$ a rotorového $\vec{\Psi}_r$, kolmé [7, 8].

Pro stejnosměrné stroje lze poté elektromagnetický točivý moment vytvořený jednou fází zjednodušeně definovat jako:

$$M_i = k_\phi \cdot I_f, \quad (1.3)$$

kde k_ϕ je konstanta závislá na buzení stroje a nabývá různých hodnot dle typu stroje (viz kapitola 1.2.2), I_f je proud jednou fází statorového vinutí [4].

1.2.2 Indukované napětí

Velikost indukovaného napětí v jednom vodiči obecného stejnosměrného stroje lze popsat pomocí Faradayova indukčního zákona, který lze po několika málo úpravách dovést do tvaru:

$$U_{iv} = B_{\delta st\check{r}} \cdot l_v \cdot v, \quad (1.4)$$

kde $B_{\delta st\check{r}}$ je střední velikost magnetické indukce pole ve vzduchové mezeře, ve kterém se pohybuje vodič o délce l_v rychlostí v . Tento vztah lze dále upravit na tvar:

$$U_i = 2 \cdot N_s \cdot k_{v1} \cdot B_{\delta st\check{r}} \cdot L_s \cdot \frac{D_r}{2} \cdot \omega_m = k_\phi \cdot \omega_m, \quad (1.5)$$

ve kterém nově vystupuje počet závitů vinutí spojených v sérii N_s , činitel vinutí základní harmonické k_{v1} , efektivní délka vodiče kotvy, resp. statorového svazku, L_s , průměr rotoru D_r a rychlost jeho otáčení ω_m . Ze součinu většiny členů této rovnice lze vytvořit koeficient k_ϕ , známý jako konstanta magnetického toku, který lze kromě zjednodušeného výpočtu indukovaného napětí použít i při výpočtu točivého momentu stroje viz rovnice (1.3) [3].

V bezkartáčových stejnosměrných strojích se zpravidla využívá vinutí koncentrického. Takové vinutí lze rozdělit na dvě základní provedení. Pro jednu fázi může platit, že je složena z několika samostatných soustředných cívek, pak se jedná o zubové vinutí. Anebo druhou variantou může být vinutí složené z několika skupin cívek, přičemž pro jednotlivé cívky dané skupiny platí, že jsou navzájem soustředné s tím rozdílem, že každá z těchto cívek má jiný krok, tedy vzdálenost mezi přední a zadní cívkovou stranou. V tomto případě se jedná o klasické koncentrické vinutí. Oba tyto typy se vyznačují různými průběhy spřaženého magnetického toku, resp. indukovaného napětí. Použití klasického koncentrického vinutí má vliv na velikost celkového magnetického toku spřaženého s konkrétní cívkovou skupinou. Při pohybu magnetu umístěného na rotoru dochází k postupnému záběru budícího magnetického toku s jednotlivými cívkami skupiny, a tak celkový tok této skupiny daný superpozicí toků procházejících dílčími cívkami se poté vyznačuje hladším nárůstem, resp. poklesem, oproti zubovému vinutí, kde každá „cívková skupina“ je tvořena pouze jednou cívkou. Tento jev napomáhá k potlačení vyšších

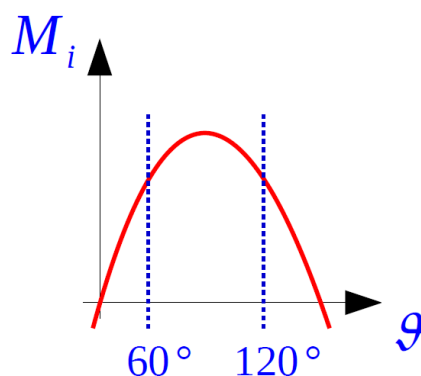
harmonických ve vzduchové mezeře a indukované napětí se z lichoběžníkového tvaru mění směrem k sinusovému průběhu [3, 4].

Další možností úpravy tvaru průběhu indukovaného napětí je zešíkmení drážky podél axiální osy stroje, což se běžně provádí u asynchronních strojů, ovšem za účelem potlačení momentových pulzací. Tuto úpravu lze stejně tak realizovat aplikací zešíkmení na permanentní magnety namísto drážek. V obou případech dochází ke změně průběhu magnetického toku spřaženého s konkrétní cívkou při chodu stroje. V neposlední řadě stojí za zmínku volba počtu drážek na pól a fázi, která se též zásadním způsobem projeví na celkovém indukovaném napětí do vinutí [3, 9].

1.2.3 Napájení a komutace BLDC stroje

Bezkartáčové stejnosměrné stroje jsou, dle svého názvu a hlavně principu, napájeny stejnosměrným napětím. Jeho zdrojem může být akumulátor anebo usměrňovač. V případě použití usměrňovače je nutné napájecí obvod opatřit vyhlazovacím filtrem pro snížení zvlnění usměrněného napětí, které by mohlo mít negativní vliv na chování stroje [4].

V případě třífázového stroje je napájecí napětí připojeno současně k přívodům dvou fázových vinutí. Tím vzniká šest možných kombinací spojení. Napájení jednotlivých dvojic vinutí se realizuje postupně po každých 60ti elektrických stupních otočení magnetického pole. Vztah (1.2) ukazuje závislost velikosti točivého momentu na úhlu mezi statorovým a rotorovým magnetickým tokem, který je i graficky zobrazen na Obr. 1.4.



Obr. 1.4 Závislost elektromagnetického točivého momentu na velikosti úhlu mezi statorovým a rotorovým mag. tokem, upraveno autorem [5]

Lze zde pozorovat, že opravdu nejvyšší hodnoty momentu lze v ideálním stavu dosáhnout právě tehdy, když jsou na sebe toky statoru a rotoru kolmé. V souladu s úhlovou velikostí spínacího intervalu, tedy 60° elektrickými, se jako nejvýhodnější možnost provedení komutace nabízí připojení takové kombinace cívek k napájení, která vybudí magnetický tok fázově posunutý o 120° elektrických před tokem rotorovým. Na základě teorie o snaze minimalizovat energii magnetického pole z kapitoly 1.2.1 dojde k urychlení stroje a postupnému zkrácení siločar magnetického pole, a tedy i snížení úhlu mezi oběma toky. Jakmile tento úhel dosáhne hodnoty 60° , dojde k další komutaci, kdy bude opět k napájení připojena další vhodná dvojice fází namísto dvojice stávající.

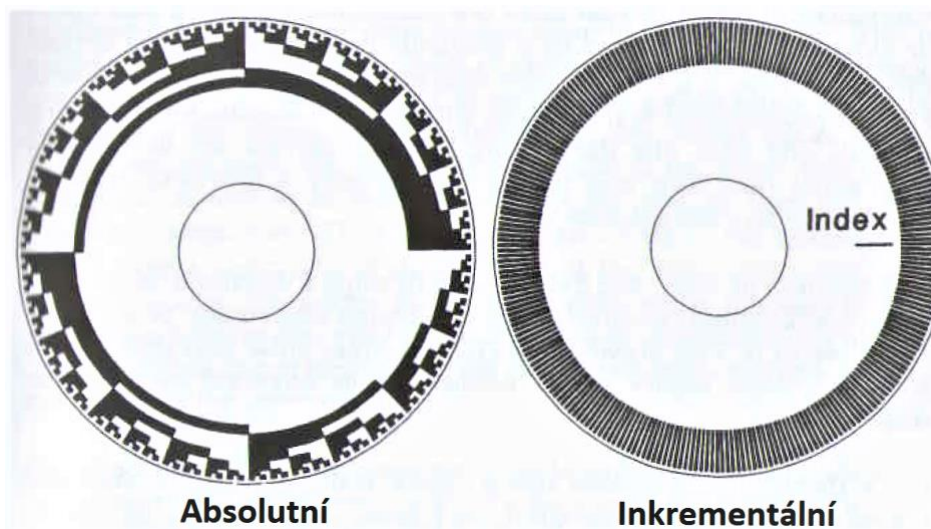
1.2.4 Způsoby sledování polohy rotoru

U klasických stejnosměrných strojů je okamžik komutace dán umístěním sběracích kartáčů vůči ose komutace. Ta se mění se zatížením stroje, případně pracovním režimem. Oproti tomu poloha sběracích kartáčů je dána výrobou a nelze ji v průběhu chodu stroje měnit, což může způsobit jiskření a degradaci komutátoru. Oproti tomu u bezkartáčových stejnosměrných strojů je možné komutaci provádět efektivněji díky řízenému spínání jednotlivých cívek. K tomu je nutné znát aktuální polohu rotoru vůči statoru. Za tímto účelem byla vyvinuta řada metod, kterými lze tuto informaci získat.

Nejběžnější z nich je použití Hallových sond. Jejich obliba pramení z jednoduchosti provedení a nízkých nákladů. Principiálně se jedná o tenkou polovodičovou součástku, která je protékána elektrickým proudem vybuzeným vnějším zdrojem. Jakmile se skrze tuto destičku uzavírá magnetický tok, dochází k zakřivení toku zmíněného elektrického proudu, čímž na destičce vzniká tzv. Hallovo napětí, které je možné měřit. V praxi se lze setkat s uspořádáním takovým, že Hallova sonda je připevněna na kostře stroje kolem volného konce hřídele, na který jsou připevněny magnety vytvářející zmíněný magnetický tok. Dle velikosti a polaritý měřeného napětí lze určit polohu rotoru. Pro třífázové stroje je obvykle použito tří sond navzájem posunutých o 60° či 120° po obvodu hřídele. Požadavkem pro správnou funkci tohoto samostatného systému je malá vzduchová mezera mezi sondami a magnety, což může mít v případě chvění hřídele za následek jejich poškození [4].

Navzdory výhodám, které nabízí Hallovy sondy, může být nedostatkem jejich přesnost, se kterou lze určit polohu hřídele. Pakliže právě na tuto vlastnost senzoru je kladen důraz, je možné využít optického čidla. Schematicky se jedná o soustavu: zdroj světelného

paprsku – clonící disk – optický snímač. Clonící disk, vyrobený z kovu či skla, má většinu svého povrchu neprůsvitnou. Avšak po jeho obvodu se nachází otvory, kterými může světelný tok mezi zdrojem světla a optickým snímačem procházet. Pro lepší představu jsou dva příklady takových disků zobrazeny na Obr 1.5, přičemž každý z nich odpovídá jinému principu optického čidla. Absolutní čidlo využívá kód v podobě několika bitového signálu, přičemž každému bitu odpovídá jedna ze světelných úrovní určená vzdáleností od středu disku. Díky zvyšování počtu těchto úrovní lze docílit přesnějšího stanovení okamžité polohy rotoru. Dalším možným provedením optického čidla je princip inkrementální, který pracuje tak, že jednotlivé světelné pulzy rozeznávané optickým snímačem jsou pomocí elektrického signálu vedeny do čítače, kde jsou postupně sčítány. Logický obvod poté díky znalosti počtu otvorů v clonícím disku a okamžité hodnoty nasčítaných pulzů je schopen stanovit, o jaký úhel se rotor od počátku snímání pulzů otočil. Aby bylo možné stanovit okamžitou polohu, obsahuje v praxi disk speciální šterbinu, která je synchronizována s určitou polohou rotoru a od níž se poté odvíjí určení dalších sledovaných poloh [4].



Obr. 1.5 Ukázka absolutního a inkrementálního optického čidla otáček, upraveno autorem [4]

Reakcí na snahu minimalizovat celkový objem stroje a jeho součástí, kterými jsou i senzory, a nákladů potřebných na jejich pořízení jsou bezsenzorové metody pro snímání polohy rotoru. Při spojení statorového vinutí bezkartáčového stejnosměrného stroje do hvězdy existuje v každém spínacím intervalu jedna fáze, která není napájena. Ta je v takovém okamžiku využita jako snímač, jehož výstupem je napětí indukované pohybujícími se permanentními magnety, které jsou umístěny na rotoru. Ze znalosti průběhu získaného napětí je poté vyhodnocena pozice rotoru [4].

2 Určení činitele elektromotorické síly

V počáteční fázi návrhu obecného elektrického točivého stroje je třeba stanovit jeho základní parametry, které jsou obsaženy ve výkonové rovnici. Ta pro stejnosměrné stroje má následující podobu:

$$P_i = \frac{\pi^2}{60} \cdot \alpha_\delta \cdot k_{v1} \cdot k_B \cdot A \cdot B_\delta \cdot D_i^2 \cdot l_i \cdot n, \quad (2.1)$$

přičemž v tomto vztahu lze nalézt: činitel pólového krytí α_δ , činitel vinutí základní harmonické k_{v1} , činitel tvaru pole k_B , lineární proudovou hustotu A , amplitudu magnetické indukce ve vzduchové mezeře B_δ , průměr kotvy D_i a její efektivní délku l_i a nakonec rychlost rotoru n [9, 10].

Rovnici pro vnitřní výkon stroje lze také zapsat v jednodušším tvaru:

$$P_i = m \cdot U_i \cdot I_f, \quad (2.2)$$

kde m je počet fází, U_i je efektivní hodnota napětí indukovaného do vinutí jedné fáze procházeného proudem o efektivní hodnotě I_f .

Podobným způsobem lze zapsat i definici příkonu stroje:

$$P_p = m \cdot U_f \cdot I_f, \quad (2.3)$$

která se od předchozího vztahu liší pouze tím, že je zde použita efektivní hodnota fázového napětí na vinutí U_f .

Poměrem těchto dvou vztahů lze získat činitel elektromotorické síly:

$$k_E = \frac{U_i}{U_f} = \frac{P_i}{P_p} = \frac{P_i}{P} \cdot \eta, \quad (2.4)$$

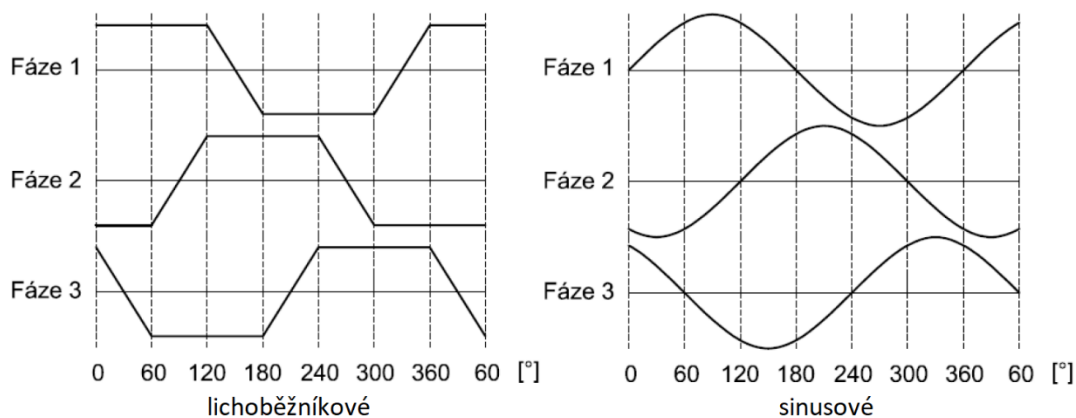
kde hlavně z posledního výrazu lze pozorovat přímý vliv tohoto činitele na výsledný mechanický výkon P stroje pracujícího s účinností η .

Dle obecných doporučení se v první iteraci návrhu elektrických točivých strojů, především střídavých, tento činitel stanovuje jako [9]:

- $k_E = 0,95$... pro motory
- $k_E = 1,05$... pro generátory

Díky sinusovým průběhům napájecích i indukovaných napětí lze poté snadno na konci prvního orientačního elektromagnetického návrhu stroje stanovit přesnější hodnotu činitele elektromotorické síly již s ohledem na skutečné parametry stroje. Ten poté může nabývat i značně odlišných hodnot od výše zmíněných.

U stejnosměrných bezkartáčových strojů však nastává problém způsobený nesinusovým průběhem obou napětí. Skutečné BLDC stroje dokonce nevykazují ani ideální lichoběžníkový průběh indukovaného napětí, jak je uvažováno v teoretických popisech [3]. Z toho důvodu není již tak snadné stanovit tyto dvě veličiny pouze ze znalosti vypočítaných parametrů stroje a několika jednoduchých rovnic, aniž bychom se dopustili hrubých výpočetních chyb.



Obr. 2.1 Ukázka ideálních průběhů indukovaných napětí, upraveno autorem z [11]

Pakliže jsou očekávány výstupy s co nejvyšší přesností, nabízí se jako první následující možnosti:

- Metoda konečných prvků (MKP) – je pokládána za velice přesnou, ale za cenu značné časové náročnosti, do které spadá zejména délka výpočtů a tvorba geometrického modelu řešeného stroje

- Dynamický matematický model – poměrně snadno lze vytvořit za pomoci diferenciálních rovnic a výpočetního programu pro jejich řešení elektromechanický model stroje, který při dodržení určitých fyzikálních podmínek nabízí též velice přesné výsledky

V této práci byla jako vhodná metoda zvolena druhá možnost, tedy dynamický matematický model stroje. MKP pak posloužila k jeho validaci. Tvar indukovaného napětí v BLDC strojích se nachází mezi lichoběžníkovým a sinusovým [3]. Z toho důvodu byly při tvorbě této práce vytvořeny modely s ideálními průběhy obou tvarů a ty porovnány s MKP programem ANSYS.

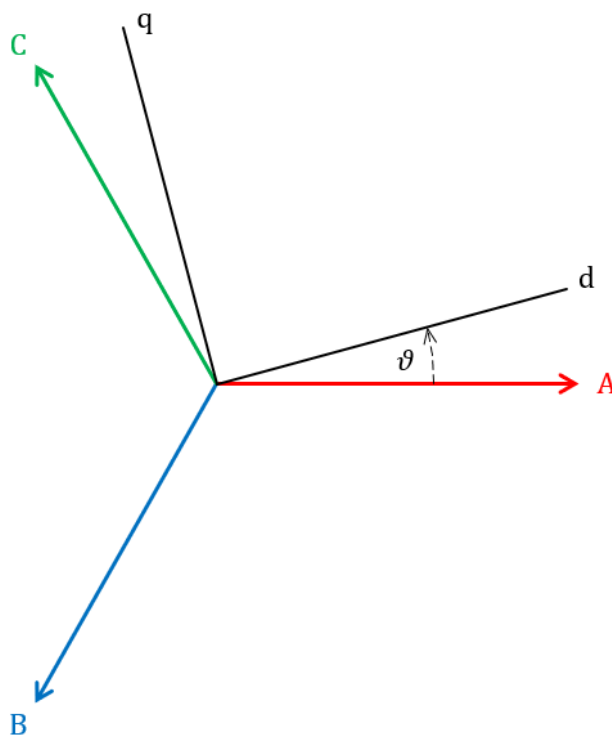
Oba modely byly vytvořeny v programu Matlab. Výpočetní algoritmus je přizpůsoben pro použití vícero uživateli, proto je proveden ve formě skriptu, který oproti modelu v Simulinku nabízí mnohem rychlejší manipulaci a provedení výpočtu, zároveň i snazší práci s výsledky. Podoby obou dále popisovaných modelů jsou zobrazeny v příloze A.

2.1 Model napájení

V první řadě je vhodné popsat model napájení, který je shodný pro oba dynamické modely BLDC stroje. Teorii vlivu úhlu mezi magnetickými toky statoru a rotoru na velikost točivého momentu popsanou v kapitolách 1.2.1 a 1.2.3 lze na třífázovém vinutí názorně zobrazit pomocí Clarkovy a Parkovy transformace. Syntézou těchto dvou operací je přímá transformace z třífázového systému do souřadného systému spojeného s rotorem a popsaného dvěma osami: *podélnou (tokotvornou) d*, která je shodná s osou magnetů, a k ní kolmou *příčnou (momentotvornou) q*. V tomto případě je podstatná momentotvorná složka napětí. Ta je dle zmíněné přímé transformace popsána rovnicí:

$$u_q = -\frac{2}{3} \cdot (\sin(\vartheta) \cdot u_A + \sin(\vartheta - 120^\circ) \cdot u_C + \sin(\vartheta + 120^\circ) \cdot u_B), \quad (2.5)$$

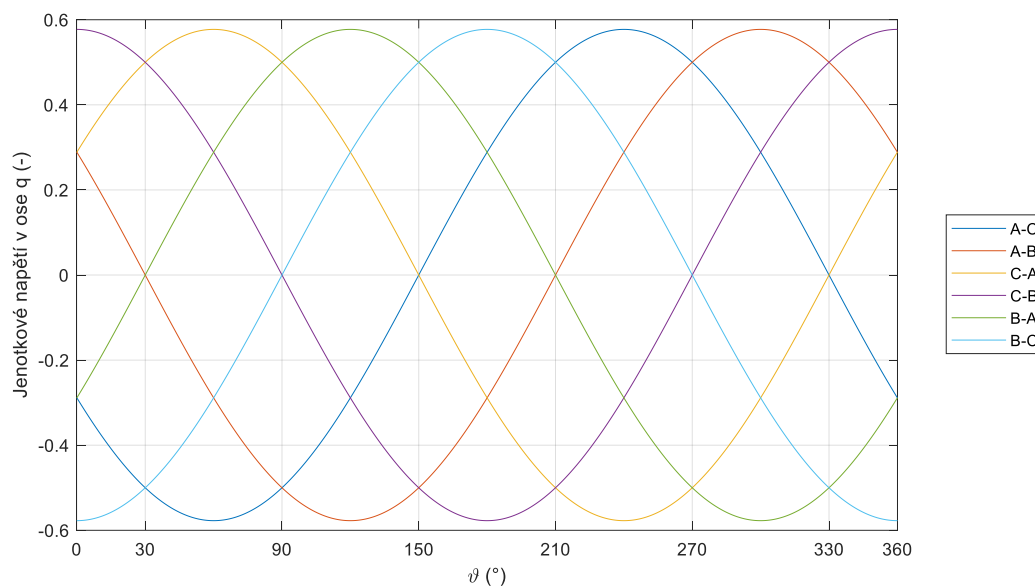
kde ϑ je úhel otočení osy magnetů na rotoru vůči magnetizační ose statorové fáze A, $u_{A,B,C}$ jsou fázová napětí vyskytující se na vinutích [12]. Celá tato soustava je zachycena na Obr. 2.2.



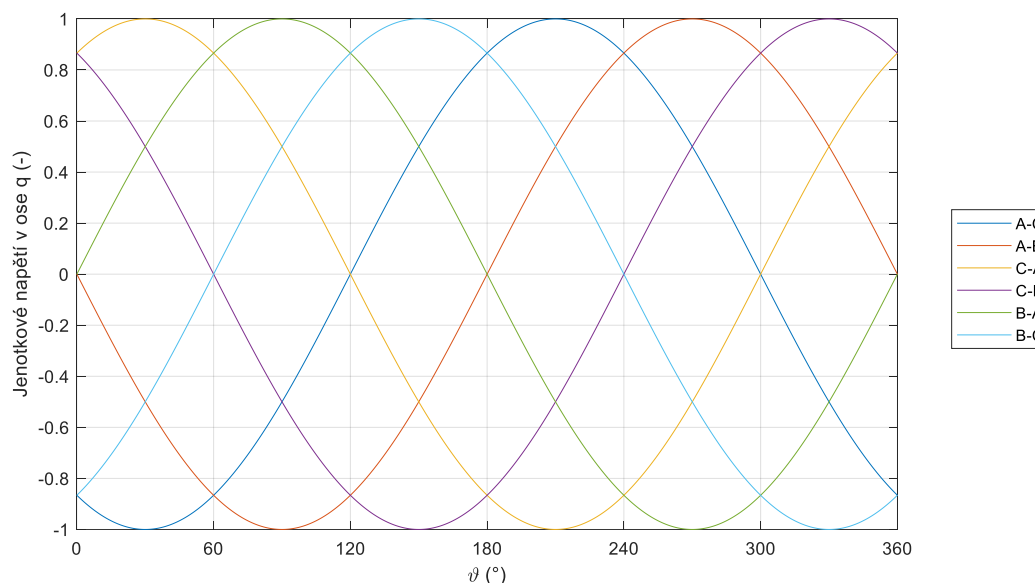
Obr. 2.2 Třífázový systém ABC vůči rotující soustavě d-q

Dle vztahu (2.5) byly vytvořeny charakteristiky momentotvorné složky napětí pro všech šest spínacích kombinací, ze kterých byly odvozeny intervaly připojení jednotlivých dvojic fází ke zdroji napětí tak, aby bylo dosaženo co nejvyššího točivého momentu a zároveň jeho co možná nejnižšího zvlnění. Pro obě řešená zapojení vinutí lze tyto charakteristiky vidět na Obr. 2.3 a 2.4, přičemž legendy jsou uvedeny ve tvaru:

fáze připojená na kladnou polaritu napětí – fáze připojená na zápornou polaritu.



Obr. 2.3 Průběh momentotvorné složky napětí jednotlivých kombinací sepnutí fází v závislosti na úhlu natočení rotoru při zapojení do hvězdy



Obr. 2.4 Průběh momentotvorné složky napětí jednotlivých kombinací sepnutí fází v závislosti na úhlu natočení rotoru při zapojení do trojúhelníku

Samotný model napájení přiřazuje každé fázi napětí takové, jaké by se na ní v ideálním stavu objevilo, tedy ideální fázové napětí, a to s ohledem na způsob zapojení, které může být provedeno do hvězdy či trojúhelníku. Komutace je provedena v závislosti na směru natočení magnetického pole rotoru. V tabulkách 2.1 a 2.2 jsou zapsány intervaly napájení jednotlivých fází vinutí. Je zde znázorněna informace, která je použita v modelech stroje, tedy jaké napětí se nachází na vinutí příslušné fáze v určitém intervalu, ale také i údaj sloužící pouze nyní pro představu, na které svorky je přivedena konkrétní polarita napájecího stejnosměrného napětí. Tato spínací schémata vychází z charakteristik na Obr. 2.3 a 2.4.

Tab. 2.1 Spínací schéma pro zapojení do hvězdy

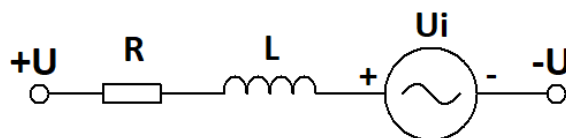
ϑ	$330^\circ - 30^\circ$	$30^\circ - 90^\circ$	$90^\circ - 150^\circ$	$150^\circ - 210^\circ$	$210^\circ - 270^\circ$	$270^\circ - 330^\circ$
Svorka fáze A	0	$-\frac{U}{2}$	$-\frac{U}{2}$	0	$\frac{U}{2}$	$\frac{U}{2}$
Svorka fáze B	$-\frac{U}{2}$	0	$\frac{U}{2}$	$\frac{U}{2}$	0	$-\frac{U}{2}$
Svorka fáze C	$\frac{U}{2}$	$\frac{U}{2}$	0	$-\frac{U}{2}$	$-\frac{U}{2}$	0
Vinutí fáze A	0	$-\frac{U}{2}$	$-\frac{U}{2}$	0	$\frac{U}{2}$	$\frac{U}{2}$
Vinutí fáze B	$-\frac{U}{2}$	0	$\frac{U}{2}$	$\frac{U}{2}$	0	$-\frac{U}{2}$
Vinutí fáze C	$\frac{U}{2}$	$\frac{U}{2}$	0	$-\frac{U}{2}$	$-\frac{U}{2}$	0

Tab. 2.2 Spínací schéma pro zapojení do trojúhelníku

ϑ	$0^\circ - 60^\circ$	$60^\circ - 120^\circ$	$120^\circ - 180^\circ$	$180^\circ - 240^\circ$	$240^\circ - 300^\circ$	$300^\circ - 360^\circ$
Svorka fáze A	$-\frac{U}{2}$	$-\frac{U}{2}$	0	$\frac{U}{2}$	$\frac{U}{2}$	0
Svorka fáze B	0	$\frac{U}{2}$	$\frac{U}{2}$	0	$-\frac{U}{2}$	$\frac{U}{2}$
Svorka fáze C	$\frac{U}{2}$	0	$-\frac{U}{2}$	$-\frac{U}{2}$	0	$-\frac{U}{2}$
Vinutí fáze A	$-\frac{U}{2}$	$-U$	$-\frac{U}{2}$	$\frac{U}{2}$	U	$\frac{U}{2}$
Vinutí fáze B	$-\frac{U}{2}$	$\frac{U}{2}$	U	$\frac{U}{2}$	$-\frac{U}{2}$	$-U$
Vinutí fáze C	U	$\frac{U}{2}$	$-\frac{U}{2}$	$-U$	$-\frac{U}{2}$	$\frac{U}{2}$

2.2 Model BLDC stroje s lichoběžníkovým indukovaným napětím

Každou z fází bezkartáčového stejnosměrného stroje lze popsat náhradním obvodem v podobě dvojpólu zobrazeného na Obr. 2.5.



Obr. 2.5 Náhradní schéma jedné fáze vinutí BLDC stroje

Pakliže jsou všechny tři fáze co do pasivních parametrů, tak i těch aktivních, symetrické, lze je popsat soustavou tří rovnic:

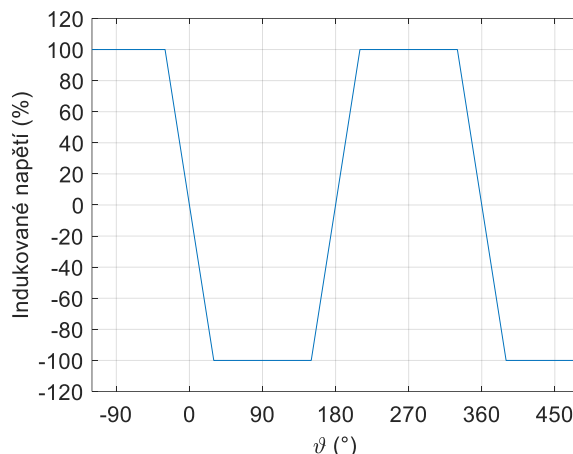
$$\begin{aligned} u_A &= R \cdot i_A + L \cdot \frac{di_A}{dt} + u_{iA}, \\ u_B &= R \cdot i_B + L \cdot \frac{di_B}{dt} + u_{iB}, \\ u_C &= R \cdot i_C + L \cdot \frac{di_C}{dt} + u_{iC}, \end{aligned} \quad (2.6)$$

kde $u_{A,B,C}$ jsou fázová napětí na vinutích, protékány proudy $i_{A,B,C}$, dále pak jsou zde započítány velikosti odporů vinutí R a jejich indukčnosti L . Na závěr tyto rovnice obsahují indukovaná napětí $u_{iA,B,C}$. Jednoduchou úpravou těchto rovnic lze vyjádřit derivace jednotlivých proudů, které jsou využity pro výpočet dynamiky stroje.

Indukovaná napětí jsou získána následujícími vztahy:

$$\begin{aligned} u_{iA} &= k_\phi \cdot \omega_m \cdot F(\vartheta), \\ u_{iB} &= k_\phi \cdot \omega_m \cdot F(\vartheta + 120^\circ), \\ u_{iC} &= k_\phi \cdot \omega_m \cdot F(\vartheta - 120^\circ), \end{aligned} \quad (2.7)$$

kde se uplatňuje konstanta magnetického toku k_ϕ , která vychází z předchozí definice popsané vztahem (1.5), úhlová rychlost rotoru ω_m a speciálně pro tento účel vytvořená funkce $F(\vartheta)$ definovaná tak, aby na základě informace o okamžité poloze magnetického pole rotoru generovala poměrnou hodnotu indukovaného napětí, a to tak tvarovala do ideálního lichoběžníkového tvaru, což je pro představu zobrazeno na Obr. 2.6, kde je uveden průběh této funkce. Na základě informace o okamžité pozici magnetického pole rotoru je z tohoto průběhu přiřazena konkrétní hodnota pro každou fázi do vztahů (2.7).



Obr. 2.6 Přiřazení poměrné hodnoty indukovaného napětí dle okamžité pozice rotoru

V tomto okamžiku je již možné stanovit velikost elektromagnetického točivého momentu jako:

$$M_i = \frac{u_{iA} \cdot i_A + u_{iB} \cdot i_B + u_{iC} \cdot i_C}{\omega_m} \quad (2.8)$$

a následně derivaci úhlové rychlosti rotoru

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{1}{J} \cdot (M_i - M_z), \quad (2.9)$$

kde J odpovídá momentu setrvačnosti rotoru a M_z je velikost zátěžného momentu simulujícího poháněný či hnací objekt připojený ke hřídeli.

Ze znalosti okamžité mechanické rychlosti je ještě vyjádřena derivace polohy rotorového magnetického pole popsané úhlem ϑ jako:

$$\frac{d\vartheta}{dt} = p \cdot \omega_m. \quad (2.10)$$

Syntézou vztahů popsaných v této kapitole vznikne soustava diferenciálních rovnic, která je v programu Matlab řešena pomocí Eulerovy metody.

Teoretické podklady pro vytvoření tohoto modelu byly čerpány z materiálů [13, 14].

2.3 Model BLDC stroje se sinusovým indukovaným napětím

Na rozdíl od předchozího modelu, který byl řešen v třífázové soustavě, je pro výpočet tohoto modelu využito rotujícího souřadného systému d - q pevně spojeného s rotorem. Soustava tří fází je do systému d - q převedena pomocí přímé transformace, která vychází ze spojení transformací Clarkovy a Parkovy. V korespondenci s Obr. 2.2 jsou jednotlivé složky napětí, které byly již dříve zmíněny, získány následujícími vztahy [12]:

$$\begin{aligned} u_d &= \frac{2}{3} \cdot (\cos(\vartheta) \cdot u_A + \cos(\vartheta + 120^\circ) \cdot u_B + \cos(\vartheta - 120^\circ) \cdot u_C), \\ u_q &= -\frac{2}{3} \cdot (\sin(\vartheta) \cdot u_A + \sin(\vartheta + 120^\circ) \cdot u_B + \sin(\vartheta - 120^\circ) \cdot u_C). \end{aligned} \quad (2.11)$$

Tato metoda vychází z teorie rotujícího magnetického toku, který se nachází v podélné ose d . Jeho velikost vůči této ose je ve zidealizovaném případě konstantní a díky tomu vytváří sinusové indukované napětí [12, 15].

Elektromagnetickou část stroje lze popsat napěťovými rovnicemi:

$$\begin{aligned} u_d &= R \cdot i_d + L_d \cdot \frac{di_d}{dt} - p \cdot \omega_m \cdot L_{\mu q} \cdot i_q, \\ u_q &= R \cdot i_q + L_q \cdot \frac{di_q}{dt} + p \cdot \omega_m \cdot L_{\mu d} \cdot i_d + p \cdot \omega_m \cdot \Psi_{PM}, \end{aligned} \quad (2.12)$$

kde $i_{d,q}$ jsou složky proudů náležících jednotlivým osám rotujícího systému d - q , do jednotlivých složek jsou také rozděleny celkové indukčnosti vinutí $L_{d,q}$, kam patří indukčnost rozptylová i magnetizační. Samostatně je zde uvedena indukčnost čistě magnetizační $L_{\mu d,q}$. Dále se v tomto vztahu lze setkat s počtem pólových dvojic p a hlavně magnetickým indukčním tokem vybuzeným permanentními magnety Ψ_{PM} , který je spřažen se satorovým vinutím.

Vztahy (2.12) pramení z rovnic běžně používaných pro popis dynamického chování nebo řízení synchronních strojů. Takové stroje se vyznačují výraznou magnetizační indukčností několikanásobně převyšující indukčnost rozptylovou, proto bývají v rovnicích použity pouze celkové indukčnosti vinutí $L_{d,q}$, a to i na místě zde využitých $L_{\mu d,q}$, které se podílí na výpočtu složky napětí indukovaného hlavním magnetickým tokem, který je buzen proudem ve satorovém vinutí [12, 15].

Pro bezkartáčové stejnosměrné stroje ale toto tvrzení neplatí. Jejich typickým znakem bývá značný podíl vyšších řádů harmonických složek ve vzduchové mezeře, a tedy i vyšší diferenční rozptylový tok, což má za následek vzrůst celkové rozptylové indukčnosti, která poté převyšuje indukčnost magnetizační. Z toho důvodu je nutné u těchto strojů tyto dva hlavní typy indukčností v rovnicích (2.12) od sebe oddělit, aby indukované napětí opravdu odpovídalo pouze základní harmonické magnetických toků.

Ze vztahů (2.12) lze vyjádřit velikosti jednotlivých složek proudů a s jejich pomocí poté stanovit elektromagnetický točivý moment jako:

$$M_i = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \Psi_{PM} \cdot i_q. \quad (2.13)$$

Úhlová rychlost magnetického pole rotoru a úhel určující jeho polohu vůči statoru jsou počítány stejně jako ve vztazích (2.9-10). Celý matematický model je opět řešen pomocí Eulerovy metody pro řešení soustav diferenciálních rovnic.

Indukované napětí v souřadném systému rotoru je nakonec odvozeno od stavu naprázdno a stanoveno tedy vztahem:

$$u_{iq} = p \cdot \omega_m \cdot \Psi_{PM}, \quad (2.14)$$

a to je následně převedeno zpětnou transformací do třífázového systému:

$$\begin{aligned} u_{iA} &= -u_{iq} \cdot \sin(\vartheta), \\ u_{iB} &= -u_{iq} \cdot \sin(\vartheta + 120^\circ), \\ u_{iC} &= -u_{iq} \cdot \sin(\vartheta - 120^\circ). \end{aligned} \quad (2.15)$$

Stanovení velikosti spřaženého magnetického toku je provedeno na základě znalosti hlavního magnetického toku vybuzeného jedním magnetem

$$\Psi_{PM} = Q_f \cdot N_c \cdot k_{v1} \cdot \Phi_{PM} = N_s \cdot k_{v1} \cdot \Phi_{PM}, \quad (2.16)$$

kde jednotlivé veličiny jsou: počet cívek na fázi Q_f , počet závitů jedné cívky N_c , počet závitů v sérii N_s , činitel vinutí základní harmonické k_{v1} a hlavní magnetický tok vybuzený jedním magnetem Φ_{PM} .

Teoretické podklady pro vytvoření tohoto modelu byly čerpány z materiálů [16, 17].

2.4 Vyjádření činitele elektromotorické síly z vytvořených modelů

Výsledkem obou modelů jsou časové závislosti satorových proudů a napětí, indukovaných napětí, otáček, točivého momentu. Jakmile se otáčky a moment ustálí, vypočtou se z několika posledních period fázového a indukovaného napětí jejich efektivní hodnoty dle vztahu:

$$U_{ef} = \sqrt{\frac{\sum_1^n (u_x^2 \cdot \Delta t)}{n \cdot \Delta t}}, \quad (2.17)$$

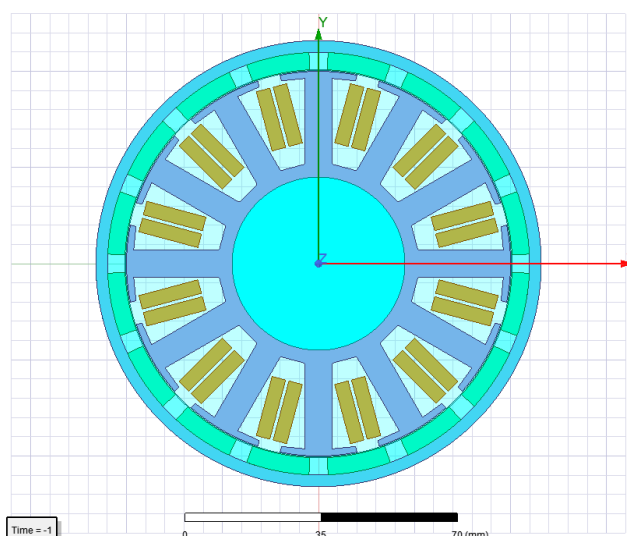
Jelikož je celý výpočet proveden numericky je tímto způsobem nahrazena klasická interpretace efektivní hodnoty v integrálním tvaru. u_x je hodnota napětí v určitém kroku výpočtu, který je proveden s časovým krokem Δt .

Samotný činitel elektromotorické síly je nakonec vyjádřen podílem těchto dvou efektivních hodnot napětí:

$$k_E = \frac{U_i}{U_f}. \quad (2.18)$$

2.4.1 Porovnání výsledků s metodou konečných prvků

K validaci výsledků byl použit dříve navržený BLDC motor s vnějším rotorem, viz Obr. 2.7. Jeho třífázové satorové vinutí je spojeno do trojúhelníku. V tabulce 2.3 jsou zapsány parametry tohoto motoru použité v simulacích.

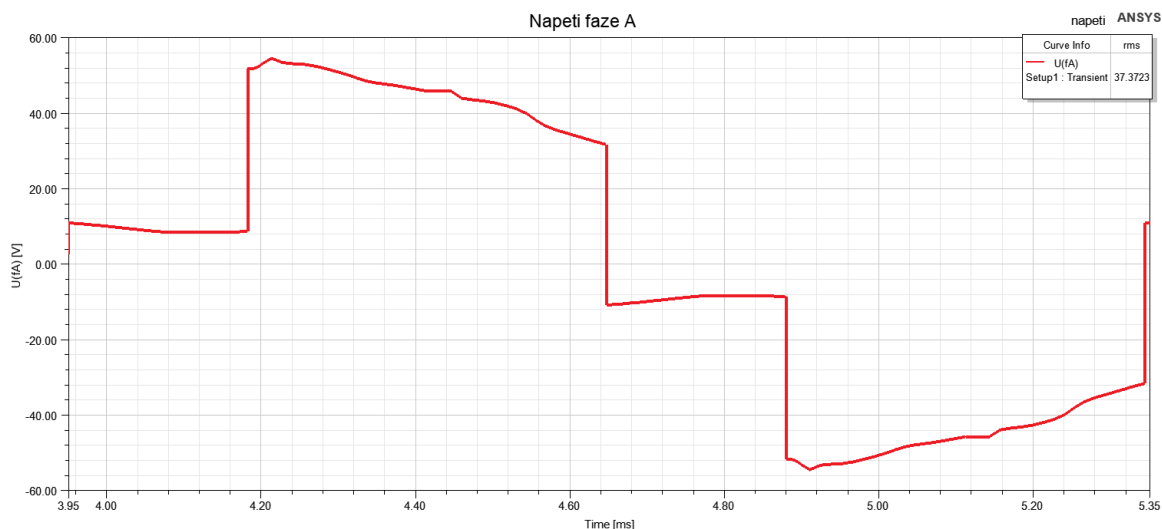


Obr. 2.7 Příčný řez zkoumaného BLDC motoru (ANSYS)

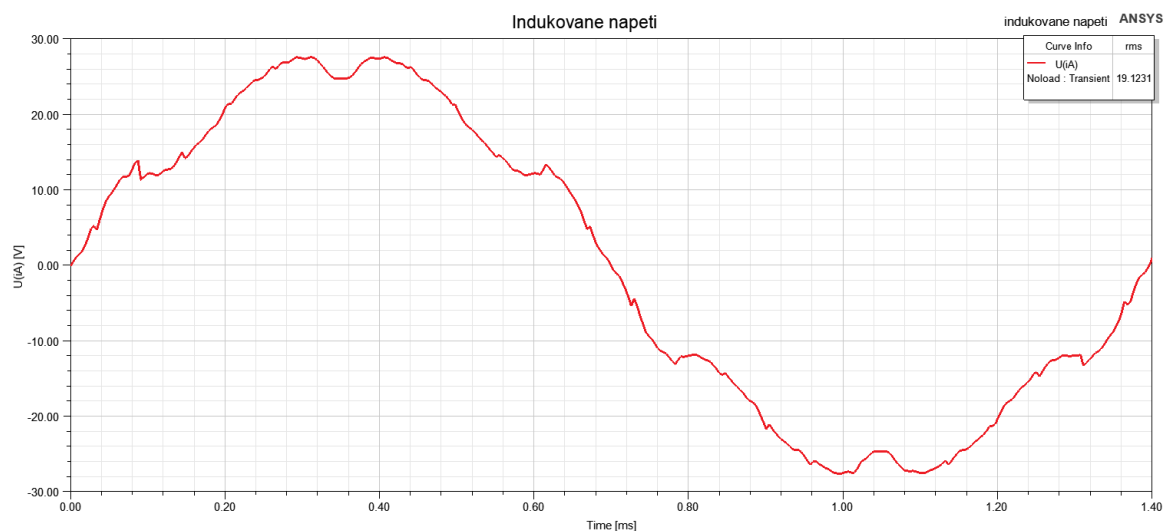
Tab. 2.3 Vstupní parametry pro simulace

Veličina	Značka	Velikost	Jednotka
Výkon	P	10	kW
Jmenovitý točivý moment	M	17,8	Nm
Jmenovité otáčky	n	5379	ot/min
Počet pólových dvojic	p	8	-
Napájecí napětí	U	52	V
Úbytek napětí ve výkonovém obvodu	ΔU_{VO}	2	V
Odpor vinutí	R	4,5	m Ω
Příčná indukčnost	L_q	36,4	μ H
Podélná indukčnost	L_d	36,4	μ H
Magnetizační indukčnost	L_μ	4,12	μ H
Konstanta magnetického toku	k_ϕ	0,0547	V·s/rad
Spražený magnetický indukční tok od PM	Ψ_{PM}	6,1	mWb
Moment setrvačnosti rotoru	J	0,01	kg·m ²

Z programu ANSYS byly získány následující průběhy indukovaného a fázového napětí příslušících fázi A při jmenovitých otáčkách. Fázové napětí je určeno ze spráženého toku při jmenovitém chodu, přičemž úbytky na odporu a rozptylové reaktanci jsou v tomto stavu zanedbány.



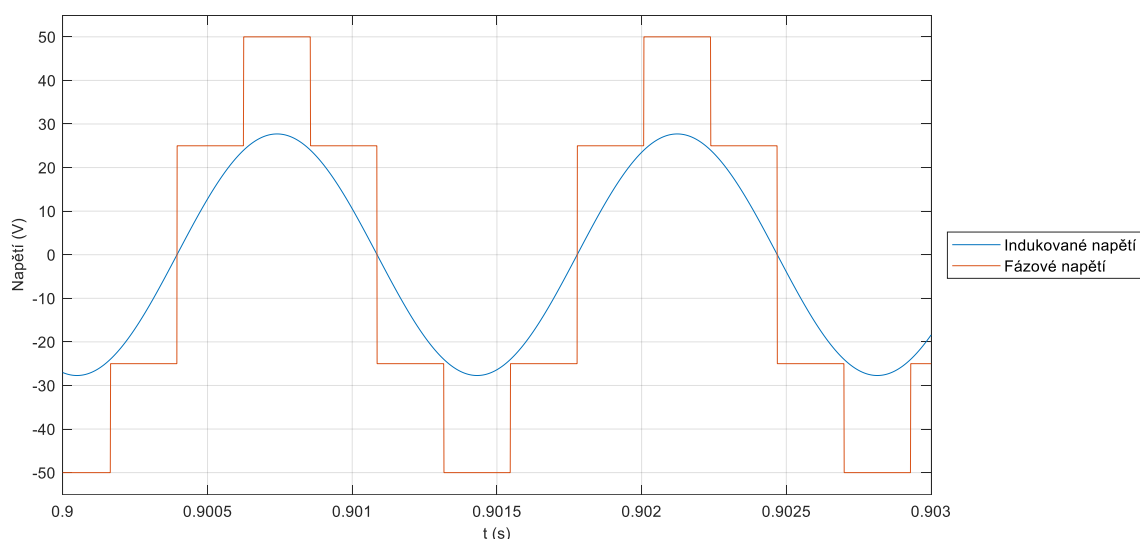
Obr. 2.8 Napětí na vinutí fáze A při jmenovitém chodu (ANSYS)



Obr. 2.9 Indukované napětí do fáze A ve stavu naprázdno (ANSYS)

Z průběhu indukovaného napětí je patrné, že tvarem tato křivka odpovídá spíše sinusovému průběhu nežli lichoběžníku. Z toho lze usuzovat, že pro tento motor bude za účelem získání co nejreálnějších výsledků výhodnější použít dynamický model pro stroje se sinusovým průběhem indukovaného napětí.

V dynamickém modelu vytvořeném v programu Matlab se motor při jmenovitém točivém momentu ustálil na rychlosti 5 424 ot/min. Při této rychlosti byly získány následující časové závislosti obou sledovaných napětí.



Obr. 2.10 Průběh indukovaného a fázového napětí na vinutí fáze A (Matlab)

V tabulce 2.4 jsou zapsány hodnoty získané oběma simulacemi a jejich porovnání pomocí relativní odchylky vytvořeného dynamického modelu od metody konečných prvků. Uvedená napětí odpovídají efektivním hodnotám.

Tab. 2.4 Porovnání výsledků obou simulací

	Fázové napětí U_f (V)	Indukované napětí U_i (V)	Činitel elektromotorické síly k_E (-)
Matlab	35,35	19,60	0,55
ANSYS	37,37	19,12	0,51
Relativní chyba (%)	-5,4	2,5	8,3

3 Návrh BLDC motoru s vnějším rotorem

Tab. 3.1 Zadané parametry motoru

Parametr	Velikost
Napájecí napětí (na svorkách stroje)	48 V
Jmenovitý výkon	5 kW
Jmenovitá rychlost	2000 ot/min

Dle zadání má být navržen otevřený bezkartáčový stejnosměrný motor s vnějším rotorem, který bude ve jmenovitém stavu vykazovat vlastnosti dle tabulky 3.1. Jelikož takovýto stroj je svým konstrukčním uspořádáním podobný stroji zkoumanému v předchozí kapitole, je uvažováno, že bude vykazovat podobný průběh indukovaného napětí, tedy blízký sinusovce. V první iteraci návrhu je motor navržen tak, aby činitel elektromotorické síly byl roven hodnotě 0,95. Navržený motor je poté simulován v dynamickém modelu vytvořeném v programu Matlab, ze kterého lze odečíst důležité parametry ve jmenovitém stavu, přičemž nejdůležitějšími z nich jsou v tomto případě jmenovité otáčky, točivý moment a činitel elektromotorické síly.

3.1 Stanovení základních rozměrů a provedení vinutí

Účinnost požadovaná od tohoto motoru je 90 %, což vede na velikost dodaného příkonu

$$P_p = \frac{P}{\eta} = \frac{5000}{0,9} = 5\,556 \text{ W}, \quad (3.1)$$

kterému při činiteli elektromotorické síly doporučenému pro motory ($k_E = 0,95$ [9]) odpovídá vnitřní výkon

$$P_i = k_E \cdot P_p = 0,95 \cdot 5556 = 5\,278 \text{ W}. \quad (3.2)$$

Následně je nutné zvolit počet pólů. Ten má silný vliv na provozní ztráty. V oblasti napájecího obvodu se vyšší počet pólů projeví požadavkem na vyšší frekvenci komutace, což zapříčiní vyšší ztráty na spínacích součástkách. Podobně je tomu z pohledu elektrického stroje, kde počet pólů je přímo úměrný velikosti frekvence elektromagnetického pole. S jejím růstem pak rostou též ztráty v magnetickém obvodu: povrchové a pulzní v zubech, hysterezní a konečně ztráty vířivými proudy. Na druhou stranu vyšší počty pólů snižují požadavek na velikost magnetického toku pro vytvoření požadovaného indukovaného

napětí, čímž lze zredukovat velikost magnetického obvodu. Dále pak příznivým vlivem působí na momentové pulzace [4].

S ohledem na všechny zmíněné faktory byl zvolen počet pólů $2p = 16$. Tomu odpovídá frekvence magnetického pole, potažmo i komutace

$$f_e = \frac{n}{60} \cdot p = \frac{2000}{60} \cdot 8 = 267 \text{ Hz} \quad (3.3)$$

a perioda jedné vlny

$$T_e = \frac{1}{f_e} = \frac{1}{266,7} = 3,8 \text{ ms.} \quad (3.4)$$

V motoru bude využito třífázového vinutí spojeného do trojúhelníku. To nabízí nízkou míru zvlnění točivého momentu při poměrně malém počtu použitých spínacích součástek [4].

Na základě stejné úvahy jako při tvorbě dynamického modelu stroje bude uvažován symetrický chod a zidealizovaný průběh napětí na jednotlivých fázích stroje stejný jako na Obr. 2.10. Z tohoto průběhu lze pomocí znalosti svorkového napětí U stanovit efektivní hodnotu fázového napětí

$$U_f = \sqrt{\frac{\frac{2}{6} \cdot U^2 \cdot T_e + \frac{4}{6} \cdot \left(\frac{U}{2}\right)^2 \cdot T_e}{T_e}} = \sqrt{\frac{1}{3} \cdot 48^2 + \frac{2}{3} \cdot \left(\frac{48}{2}\right)^2} = 33,9 \text{ V} \quad (3.5)$$

a dále převodem pomocí činitele elektromotorické síly vychází efektivní hodnota indukovaného napětí

$$U_i = k_E \cdot U_f = 0,95 \cdot 33,9 = 32,2 \text{ V.} \quad (3.6)$$

Na základě doporučení o vhodných počtech drážek pro určité počty pólů dle [4] byl pro tento motor vybrán počet drážek $Q = 12$, kterému odpovídá počet drážek na fázi

$$Q_f = \frac{Q}{m} = \frac{12}{3} = 4 \quad (3.7)$$

a počet drážek na pól a fázi

$$q = \frac{Q}{m \cdot 2 \cdot p} = \frac{12}{3 \cdot 16} = \frac{1}{4} \quad (3.8)$$

Pólová rozteč v počtu drážek činí

$$t_{pd} = \frac{Q}{2 \cdot p} = \frac{12}{16} = \frac{3}{4} \quad (3.9)$$

Protože bude v tomto motoru využito zubového vinutí, velikost kroku vinutí v počtu drážek je $y_{1d} = 1$. Odtud činitel zkrácení, resp. prodloužení, kroku

$$\beta = \frac{y_{1d}}{t_{pd}} = \frac{1}{\frac{3}{4}} = 1,3 \quad (3.10)$$

a z něj vypočtený činitel kroku

$$k_{y1} = \sin\left(\beta \cdot \frac{\pi}{2}\right) = \sin\left(1,3 \cdot \frac{\pi}{2}\right) = 0,866. \quad (3.11)$$

Takovému vinutí dále odpovídá činitel rozlohy $k_{r1} = 1$ a výsledný činitel vinutí pro základní harmonickou vychází

$$k_{v1} = k_{y1} \cdot k_{r1} = 0,866 \cdot 1 = 0,866. \quad (3.12)$$

Nyní již lze získat velikost potřebného budícího magnetického toku jednou cívkou

$$\Phi = \frac{U_{ic}}{4 \cdot k_B \cdot k_{v1} \cdot N_c \cdot f_e} = \frac{8,06}{4 \cdot 1,11 \cdot 0,866 \cdot 8 \cdot 267} = 0,98 \text{ mWb}, \quad (3.13)$$

kde činitel tvaru pole k_B odpovídá přepočtu efektivní hodnoty magnetického toku na střední, N_c je zvolený počet závitů jedné cívky, ve které je indukována efektivní hodnota napětí

$$U_{ic} = \frac{U_i}{Q_f} = \frac{32,24}{4} = 8,06 \text{ V}. \quad (3.14)$$

Před výpočtem pólové rozteče je nutné nejprve ještě znát délku vzduchové mezery. Statorový svazek je tvořený z plechů oceli 35JN360 (JFE Steel) o tloušťce $t_{pl} = 0,35$ mm, tj. včetně izolace. Při požadavku na délku statorového svazku 4,5 cm, pak vychází počet plechů

$$n_p = \frac{L_s}{t_{pl}} = \frac{4,5 \cdot 10^{-2}}{35 \cdot 10^{-5}} = 128,6 \doteq 129, \quad (3.15)$$

tomu pak odpovídá skutečná délka statorového svazku

$$L_s = t_{pl} \cdot n_{pl} = 35 \cdot 10^{-5} \cdot 129 = 4,52 \text{ cm} \quad (3.16)$$

a efektivní délka železa činí

$$l_e = L_s \cdot k_{Fe} = 4,52 \cdot 10^{-2} \cdot 0,95 = 4,29 \text{ cm}, \quad (3.17)$$

kde činitel plnění železa k_{Fe} respektuje snížení efektivní délky statorového svazku vlivem izolace mezi jednotlivými plechy.

Potřebná pólová rozteč při dodržení maximální magnetické indukce vzduchové mezery $B_\delta = 0,9 \text{ T}$ činí

$$t_p = \frac{\Phi}{B_\delta \cdot L_s \cdot \alpha_\delta} = \frac{9,8 \cdot 10^{-4}}{0,9 \cdot 4,52 \cdot 10^{-2} \cdot 0,7} = 3,5 \text{ cm}, \quad (3.18)$$

přičemž v tomto vztahu lze nalézt činitel pólového krytí α_δ , který byl získán při volbě šířky permanentních magnetů.

Vnější průměr statoru pak vychází

$$D_{so} = \frac{2 \cdot p \cdot t_p}{\pi} = \frac{16 \cdot 3,5 \cdot 10^{-2}}{\pi} = 17,6 \text{ cm} \quad (3.19)$$

a tomu odpovídá drážková rozteč o velikosti

$$t_d = \frac{\pi \cdot D_{so}}{Q} = \frac{\pi \cdot 0,176}{12} = 4,6 \text{ cm}. \quad (3.20)$$

Z výkonové rovnice je získána efektivní velikost proudu jednou fází

$$I_f = \frac{P_i}{m \cdot U_i} = \frac{5 \cdot 278}{3 \cdot 32,2} = 54,6 \text{ A} \quad (3.21)$$

a z ní lineární proudová hustota při použití dvouvrstvého zubového vinutí

$$A = \frac{Q \cdot V_d \cdot I_f}{\pi \cdot D_{so} \cdot a} = \frac{Q \cdot 2 \cdot u \cdot N_c \cdot I_f}{\pi \cdot D_{so} \cdot a} = \frac{12 \cdot 2 \cdot 8 \cdot 54,6}{\pi \cdot 0,176} = 18\,951 \text{ A/m}, \quad (3.22)$$

kde V_d odpovídá počtu vodičů v jedné drážce a a počtu paralelních větví vinutí.

Pro kontrolu dosavadního výpočtu poslouží velikost vnitřního výkonu určená ze získaných hodnot

$$\begin{aligned} P_i &= \frac{\pi^2}{60} \cdot \alpha_\delta \cdot k_{v1} \cdot k_B \cdot A \cdot B_\delta \cdot D_{so}^2 \cdot L_s \cdot n = \\ &= \frac{\pi^2}{60} \cdot 0,7 \cdot 0,866 \cdot 1,11 \cdot 18\,951 \cdot 0,9 \cdot 0,176^2 \cdot 4,52 \cdot 10^{-2} \cdot 2000 = 5\,278 \text{ W}, \end{aligned} \quad (3.23)$$

která odpovídá hodnotě získané předběžně ve vztahu (3.2).

Poslední charakteristickou vlastností určenou v této kapitole je jmenovitý točivý moment

$$M = \frac{P}{\omega_m} = \frac{P}{n \cdot \frac{\pi}{30}} = \frac{5000}{2000 \cdot \frac{\pi}{30}} = 23,9 \text{ Nm}. \quad (3.24)$$

3.2 Dimenzování magnetického obvodu

Šířka vzduchové mezery je zvolena jako $\delta = 0,35 \text{ mm}$. K této hodnotě je poté připočtena technologická rezerva pro upevnění permanentních magnetů o velikosti $0,1 \text{ mm}$. Konečná velikost vzduchové mezery tedy činí $\delta = 0,45 \text{ mm}$. Při výšce permanentního magnetu $h_{PM} = 5,1 \text{ mm}$ a šířce otevření drážky $b_o = 6 \text{ mm}$ lze stanovit velikost Carterova činitele

$$k_c = \frac{t_d}{t_d - \gamma \cdot (\delta + h_{PM})} = \frac{4,6 \cdot 10^{-2}}{4,6 \cdot 10^{-2} - 0,192 \cdot (0,45 + 5,1) \cdot 10^{-3}} = 1,02, \quad (3.25)$$

kde

$$\gamma = \frac{\left(\frac{b_o}{\delta + h_{PM}}\right)^2}{5 + \frac{b_o}{\delta + h_{PM}}} = \frac{\left(\frac{6}{0,45 + 5,1}\right)^2}{5 + \frac{6}{0,45 + 5,1}} = 0,192. \quad (3.26)$$

Pomocí Carterova činitele je poté získána efektivní velikost vzduchové mezery

$$\delta' = k_c \cdot \delta = 1,02 \cdot 0,45 \cdot 10^{-3} = 0,46 \text{ mm}, \quad (3.27)$$

kteřá v součinu s intenzitou magnetického pole ve vzduchové mezeře

$$H_\delta = \frac{B_\delta}{\mu_0} = \frac{0,9}{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}} = 716 \, 197 \text{ A/m} \quad (3.28)$$

odpovídá magnetickému napětí ve vzduchové mezeře

$$F_\delta = H_\delta \cdot \delta' = 716 \, 197 \cdot 0,46 \cdot 10^{-3} = 330 \text{ A}. \quad (3.29)$$

3.2.1 Magnetický obvod statoru

Vzhledem k požadavku na maximální magnetickou indukci ve statorovém zubu $B_z = 1,5 \text{ T}$ musí jeho šířka být

$$b_z = \frac{\Phi}{B_z \cdot l_e} = \frac{9,8 \cdot 10^{-4}}{1,5 \cdot 4,29 \cdot 10^{-2}} = 15,3 \text{ mm}. \quad (3.30)$$

Výška drážky $h_d = 20 \text{ mm}$, výška otevření drážky $h_o = 3 \text{ mm}$ a vůle pod hlavou zubu $h_h = 2 \text{ mm}$ jsou určeny v kapitole 3.3 s ohledem na velikost drážky potřebnou pro uložení vinutí.

Intenzita magnetického pole v zubu $H_z = 1000 \text{ A/m}$ je odečtena z magnetizační charakteristiky použité oceli a výsledné magnetické napětí v zubu činí

$$F_z = 1000 \cdot 20 \cdot 10^{-3} = 20 \text{ A}. \quad (3.31)$$

Průměrná magnetická indukce v hlavě zubu je stanovena jako

$$B_{hz} = \frac{\Phi}{\frac{b_o + b_{dh}}{2} \cdot l_e} = \frac{9,8 \cdot 10^{-4}}{\frac{6 + 28,2}{2} \cdot 10^{-3} \cdot 4,29 \cdot 10^{-2}} = 0,83 \text{ T}, \quad (3.32)$$

kde šířka drážky u hlavy zubu b_{dh} je opět vyjádřena v kapitole 3.3.

Při intenzitě magnetického pole v hlavě zubu $H_{hz} = 89 \text{ A/m}$ je magnetické napětí v této části

$$F_{hz} = H_{hz} \cdot (h_o + h_h) = 89 \cdot (3 + 2) \cdot 10^{-3} = 0,4 \text{ A}. \quad (3.33)$$

Požadované magnetické indukci ve jhu statoru $B_{js} = 1,3 \text{ T}$ odpovídá jeho výška

$$h_{js} = \frac{\Phi}{2 \cdot B_{js} \cdot l_e} = \frac{9,8 \cdot 10^{-4}}{2 \cdot 1,3 \cdot 4,29 \cdot 10^{-2}} = 8,8 \text{ mm} \quad (3.34)$$

a intenzita magnetického pole $H_{js} = 208 \text{ A/m}$.

Délka střední siločáry magnetického toku protékajícího skrze jho statoru je

$$\begin{aligned} l_{js} &= \frac{\pi \cdot [D_{so} - 2 \cdot (h_o + h_h + h_d) - h_{js}]}{Q} = \\ &= \frac{\pi \cdot [176 - 2 \cdot (3 + 2 + 20) - 8,8] \cdot 10^{-3}}{12} = 31 \text{ mm}. \end{aligned} \quad (3.35)$$

Z toho vychází magnetické napětí ve jhu statoru

$$F_{js} = H_{js} \cdot l_{js} = 208 \cdot 31 \cdot 10^{-3} = 6,3 \text{ A}. \quad (3.36)$$

Nyní již lze stanovit velikost vnitřního průměru statoru

$$\begin{aligned} D_{si} &= D_{so} - 2 \cdot (h_o + h_h + h_d + h_{js}) = \\ &= [176 - 2 \cdot (3 + 2 + 20 + 8,8)] \cdot 10^{-3} = 10,8 \text{ cm}. \end{aligned} \quad (3.37)$$

3.2.2 Magnetický obvod rotoru

Je uvažováno, že magnetickým obvodem rotoru, který je osazen permanentními magnety, prochází stejnosměrný magnetický tok, který nevytváří ztráty hysterezní, ani vířivými proudy. To umožňuje, jednak použití masivní oceli, a zároveň dimenzování na vyšší hodnoty magnetické indukce, než tomu bylo při návrhu statoru. Z toho důvodu je zvolena hodnota magnetické indukce $B_{jr} = 1,6 \text{ T}$. Jako materiál je použita ocel s označením Steel 1010 z knihovny RMXprt.

Jelikož se skrze rotorové jho kromě hlavního magnetického toku uzavírá i tok rozptylový, je jeho výška s ohledem na tuto okolnost stanovena jako

$$h_{jr} = \frac{(1 + k_\sigma) \cdot \Phi}{2 \cdot B_{jr} \cdot L_s} = \frac{1,08 \cdot 9,8 \cdot 10^{-4}}{2 \cdot 1,6 \cdot 4,52 \cdot 10^{-2}} = 7,4 \text{ mm} \quad (3.38)$$

a střední délka siločáry magnetického toku jím procházejícího

$$l_{jr} = \frac{\pi \cdot [D_{so} + 2 \cdot (\delta + h_{PM}) + h_{jr}]}{2 \cdot p} =$$

$$= \frac{\pi \cdot [176 + 2 \cdot (0,45 + 5,1) + 7,4] \cdot 10^{-3}}{16} = 38 \text{ mm.} \quad (3.39)$$

Při intenzitě magnetického pole $H_{jr} = 3005 \text{ A/m}$ je magnetické napětí rovno

$$F_{jr} = H_{jr} \cdot l_{jr} = 3005 \cdot 38 \cdot 10^{-3} = 115 \text{ A.} \quad (3.40)$$

Pro dokončení dimenzování magnetického obvodu je nutné ještě stanovit potřebné rozměry permanentních magnetů. Pro navrhovaný motor jsou zvoleny permanentní magnety na bázi neodym-železo-bor označené N42H, které při teplotě $20 \text{ }^\circ\text{C}$ mají permeabilitu

$$\mu_{PM} = \frac{B_{r20}}{H_{c20}} = \frac{1,3}{1\,005\,300} = 1,29 \cdot 10^{-6} \text{ H/m,} \quad (3.41)$$

kde B_{r20} odpovídá remanentní magnetické indukci při teplotě $20 \text{ }^\circ\text{C}$ získané z materiálových dat knihovny RMxprt. To samé platí i pro koercitivní intenzitu magnetického pole H_{c20} . Pro pracovní teplotu $80 \text{ }^\circ\text{C}$ je předpokládána stejná velikost permeability.

Velikost remanentní magnetické indukce při pracovní teplotě je dána jako

$$B_{rn} = B_{r20} \cdot [1 + \alpha_{Br} \cdot (t_n - 20)] = 1,3 \cdot [1 - 0,0012 \cdot (80 - 20)] = 1,21 \text{ T.} \quad (3.42)$$

Pracovní teplotě odpovídá koercitivní intenzita magnetického pole $H_{cn} = 838\,257 \text{ A/m}$.

Délka permanentních magnetů je totožná s délkou rotoru. Velikost magnetického toku, který produkují, je z toho důvodu možné upravit pouze změnou velikosti jejich šířky nebo nastavení pracovní magnetické indukce, přičemž obě tyto možnosti jsou shora omezeny. Navíc je nutné brát v úvahu velikost magnetického rozptylu mezi jednotlivými magnety, jehož hodnota roste společně se zvětšováním šířky magnetů při konstantní pólové rozteči. Velikost magnetické indukce však má vliv na intenzitu magnetického pole a jí úměrné magnetické napětí v magnetech, které nesmí být příliš malé, protože musí být schopné pokrýt úbytky magnetického napětí podél celého magnetického obvodu stroje. S ohledem na všechny tyto podmínky je nakonec zvolena šířka magnetů $b_{PM} = 24 \text{ mm}$.

Odpovídá jí velikost magnetické indukce magnetů

$$B_{PM} = \frac{(1 + k_{\sigma}) \cdot \Phi}{b_{PM} \cdot L_s} = \frac{1,08 \cdot 9,8 \cdot 10^{-4}}{24 \cdot 10^{-3} \cdot 4,5 \cdot 10^{-2}} = 0,98 \text{ T} \quad (3.43)$$

a intenzita jejich magnetického pole

$$H_{PM} = H_{cn} - \frac{B_{PM}}{\mu_{PMn}} = 838\,257 - \frac{0,98}{1,29 \cdot 10^{-6}} = 80\,415 \text{ A/m.} \quad (3.44)$$

Výška permanentních magnetů je poté stanovena jako

$$h_{PM} = \frac{F_C}{2 \cdot H_{PM}} = \frac{822}{2 \cdot 80\,415} = 5,1 \text{ mm,} \quad (3.45)$$

kde úbytek magnetického napětí na celkovém magnetickém obvodu, který musí permanentní magnety budit, je dán jako

$$\begin{aligned} F_C &= 2 \cdot (F_z + F_{hz} + F_{\delta}) + F_{js} + F_{jr} = \\ &= 2 \cdot (20 + 0,4 + 330) + 6,4 + 115 = 822 \text{ A.} \end{aligned} \quad (3.46)$$

Nyní se stanoví vnitřní průměr rotoru

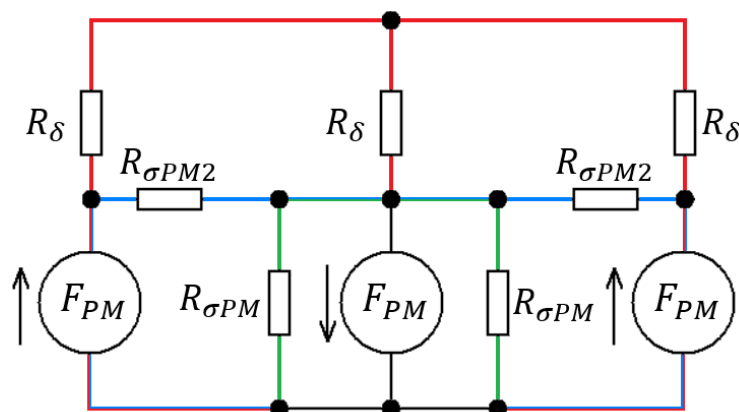
$$D_{ri} = D_{so} + 2 \cdot \delta = 0,176 + 2 \cdot 0,35 \cdot 10^{-3} = 17,69 \text{ cm,} \quad (3.47)$$

kde je uvažována velikost vzduchové mezery bez technologické vůle na připevnění magnetů, která je poté přičtena při výpočtu vnějšího průměru rotoru

$$\begin{aligned} D_{ro} &= D_{ri} + 2 \cdot (h_{PM} + h_{jr} + 10^{-4}) = 0,1769 + 2 \cdot (5,1 + 7,4 + 0,1) \cdot 10^{-3} = \\ &= 20,2 \text{ cm.} \end{aligned} \quad (3.48)$$

3.2.3 Rozptylový magnetický tok

Vezme-li se v úvahu fakt, že permeabilita vzduchu a permanentních magnetů je v porovnání s permeabilitou elektrotechnických ocelí značně nižší, je poté možné magnetický obvod tohoto stroje zjednodušit do náhradního schématu zachyceného na Obr. 3.1. Toto schéma popisuje cesty, skrze které se uzavírá magnetický tok jednoho magnetu. Tento tok se dělí na několik dílčích. Kromě hlavního magnetizačního toku (červená) se lze v tomto schématu setkat i s magnetickým rozptylovým tokem samotného magnetu (zelená) a s rozptylovým tokem, který se uzavírá přes vzduchovou mezeru a okolní magnety (modrá).



Obr. 3.1 Zjednodušené schéma magnetického obvodu

Níže vypočtené reluktance odpovídají již paralelním kombinacím obou reluktancí stejného druhu zobrazených v náhradním schématu. Reluktance rozptylové cesty samotného magnetu je stanovena jako

$$R_{\sigma PM} = \frac{\pi \cdot \frac{h_{PM}}{2}}{2 \cdot \mu_0 \cdot L_S \cdot h_{PM}} = \frac{\pi \cdot \frac{5,1}{2} \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 4,5 \cdot 10^{-2} \cdot 5,1 \cdot 10^{-3}} = 1,4 \cdot 10^7 \text{ H}^{-1}. \quad (3.49)$$

Magnetické napětí na této rozptylové cestě je dle Obr. 3.1 uvažováno za rovné magnetickému napětí permanentního magnetu a tok touto cestou poté vychází

$$\Phi_{\sigma PM} = \frac{F_{PM}}{R_{\sigma PM}} = \frac{411}{1,4 \cdot 10^7} = 0,03 \text{ mWb}, \quad (3.50)$$

přičemž magnetické napětí permanentního magnetu je dáno jako

$$F_{PM} = H_{PM} \cdot h_{PM} = 80\,415 \cdot 5,1 \cdot 10^{-3} = 411 \text{ A}. \quad (3.51)$$

Rozptylová cesta mezi sousedícími permanentními magnety je popsána reluktancí

$$\begin{aligned} R_{\sigma PM2} &= \frac{(1 - \alpha_{PM}) \cdot t_p}{2 \cdot \mu_0 \cdot L_S \cdot (\delta' + h_{PM})} = \\ &= \frac{(1 - 0,7) \cdot 3,5 \cdot 10^{-2}}{2 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 4,5 \cdot 10^{-2} \cdot (0,46 + 5,1) \cdot 10^{-3}} = 1,7 \cdot 10^7 \text{ H}^{-1}. \end{aligned} \quad (3.52)$$

Podle analogie k II. Kirchhoffovu zákonu o celkovém napětí je tato cesta popsána jako

$$F_{PM} - \Phi_{\sigma PM2} \cdot R_{\sigma PM2} + F_{PM} = 0, \quad (3.53)$$

a pro hledaný rozptylový tok procházející touto oblastí proto platí

$$\Phi_{\sigma PM2} = \frac{2 \cdot F_{PM}}{R_{\sigma PM2}} = \frac{2 \cdot 411}{1,7 \cdot 10^7} = 0,05 \text{ mWb.} \quad (3.54)$$

Celkový rozptylový tok stroje poté je

$$\Phi_{\sigma} = \Phi_{\sigma PM1} + \Phi_{\sigma PM2} = (3 + 5) \cdot 10^{-5} = 0,08 \text{ mWb} \quad (3.55)$$

a tomu odpovídá činitel rozptylu

$$k_{\sigma} = \frac{\Phi_{\sigma}}{\Phi} = \frac{0,08 \cdot 10^{-3}}{0,98 \cdot 10^{-3}} = 8 \%. \quad (3.56)$$

3.3 Dimenzování satorové drážky a vinutí

Pro otevřené profukované stroje je maximální doporučená proudová hustota v jednom vodiči 7 kA/in² [4], což odpovídá 10,9 A/mm². Tento motor je sestrojen pro trvalý chod při zatížení, proto je z hlediska zvýšení spolehlivosti a životnosti zvolena proudová hustota 7 A/mm². Pak vychází průřez jedním vodičem

$$S_v = \frac{I_f}{a \cdot J_v} = \frac{54,6}{1 \cdot 7 \cdot 10^6} = 7,8 \text{ mm}^2, \quad (3.57)$$

což je ale rozměr větší než doporučený z hlediska omezení vířivých proudů ve vodičích. V tomto ohledu se doporučuje, aby průřez vodičem byl při frekvenci 50 Hz menší než 20 mm² [9]. Frekvenci elektromagnetického pole tohoto motoru poté odpovídá maximální doporučený průřez jedním vodičem

$$S_{vmax} = 20 \cdot 10^{-6} \cdot \left(\frac{50}{f_e}\right)^2 = 20 \cdot 10^{-6} \cdot \left(\frac{50}{267}\right)^2 = 0,7 \text{ mm}^2, \quad (3.58)$$

a proto musí být vodič rozdělen na $a_v = 12$ paralelních vláken o normovaných rozměrech uvedených v tabulce 3.2.

Tab. 3.2 Normované rozměry dílčích vláken vinutí

	Průměr (mm)	Průřez (mm ²)
Holé vlákno	0,9	0,64
Vlákno s izolací	0,99	0,77

Průřez celým vinutím uloženým v jedné drážce činí

$$S_{vin} = V_d \cdot a_v \cdot S_{izv} = 16 \cdot 12 \cdot 0,77 \cdot 10^{-6} = 1,5 \text{ cm}^2. \quad (3.59)$$

Činitel plnění k_T by měl pro takovýto typ stroje s dvouvrstvým vinutím ležet v intervalu 0,3 až 0,35 [4]. Na základě tohoto doporučení je zvolena výška drážky $h_d = 20$ mm, které pak při konstantní šířce zubu odpovídá šířka drážky u hlavy zubu

$$\begin{aligned} b_{dh} &= \frac{\pi \cdot [D_{so} - 2 \cdot (h_o + h_h)]}{Q} - b_z = \\ &= \frac{\pi \cdot [176 - 2 \cdot (3 + 2)] \cdot 10^{-3}}{12} - 15,3 \cdot 10^{-3} = 28,2 \text{ mm} \end{aligned} \quad (3.60)$$

a šířka u dna

$$\begin{aligned} b_{dd} &= \frac{\pi \cdot [D_{so} - 2 \cdot (h_o + h_h + h_d)]}{Q} - b_z = \\ &= \frac{\pi \cdot [176 - 2 \cdot (3 + 2 + 20)] \cdot 10^{-3}}{12} - 15,3 \cdot 10^{-3} = 17,7 \text{ mm}. \end{aligned} \quad (3.61)$$

Efektivní průřez drážkou poté vychází

$$S_d = h_d \cdot b_d = 20 \cdot 10^{-3} \cdot 23 \cdot 10^{-3} = 4,6 \text{ cm}^2, \quad (3.62)$$

kde střední šířka drážky je

$$b_d = \frac{b_{dh} + b_{dd}}{2} = \frac{(28,2 + 17,7) \cdot 10^{-3}}{2} = 23 \text{ mm}. \quad (3.63)$$

Výsledný činitel plnění drážky poté je

$$k_T = \frac{S_{vin}}{S_d} = \frac{1,5 \cdot 10^{-4}}{4,6 \cdot 10^{-4}} = 0,32. \quad (3.64)$$

3.4 Parametry náhradního schématu

3.4.1 Odpor

Mezi pasivní parametry náhradního schématu jedné fáze (viz Obr. 2.5) patří odpor a indukčnost. Pro stanovení velikosti odporu jedné fáze je nutné nejprve znát střední délku jednoho závitu

$$l_{stř} = 2 \cdot L_s + \pi \cdot \frac{b_z + \frac{b_d}{2}}{2} = 2 \cdot 4,5 \cdot 10^{-2} + \pi \cdot \frac{(15,3 + \frac{23}{2}) \cdot 10^{-3}}{2} = 17,4 \text{ cm} \quad (3.65)$$

a následně střední délka vodiče jedné fáze činí

$$l_v = Q_f \cdot N_c \cdot l_{stř} = 4 \cdot 8 \cdot 17,4 \cdot 10^{-2} = 5,58 \text{ m.} \quad (3.66)$$

Nyní lze vyjádřit odpor jedné fáze při 20 °C

$$R_{20} = \frac{l_v}{\gamma_{Cu} \cdot a_v \cdot S_v} = \frac{5,58}{55,56 \cdot 10^6 \cdot 12 \cdot 0,77 \cdot 10^{-6}} = 13,2 \text{ m}\Omega, \quad (3.67)$$

přičemž odpor při pracovní teplotě 80 °C pro jednu fázi je

$$R_f = R_{20} \cdot [1 + \alpha_{Cu} \cdot (t_n - 20)] = 0,0132 \cdot [1 + 381 \cdot 10^{-5} \cdot (80 - 20)] = 16,2 \text{ m}\Omega. \quad (3.68)$$

3.4.2 Indukčnost

Pro výpočet rozptylové indukčnosti drážky a čel vinutí je použito činitelů magnetických vodivostí těchto částí

$$\lambda_d = \frac{h_d}{3 \cdot b_d} + \frac{h_h}{3 \cdot b_h} + \frac{h_o}{b_o} = \frac{20}{3 \cdot 23} + \frac{2}{3 \cdot 17} + \frac{3}{6} = 0,83, \quad (3.69)$$

$$\begin{aligned} \lambda_{\check{c}} &= 0,34 \cdot \frac{q}{L_s} \cdot \left[\pi \cdot \frac{b_z + (t_d - b_o)}{4} - 0,64 \cdot \beta \cdot t_p \right] = \\ &= 0,34 \cdot \frac{0,25}{4,5 \cdot 10^{-2}} \cdot \left[\pi \cdot \frac{15,3 + 46 - 6}{4} - 0,64 \cdot 1,3 \cdot 35 \right] \cdot 10^{-3} = 0,03. \end{aligned} \quad (3.70)$$

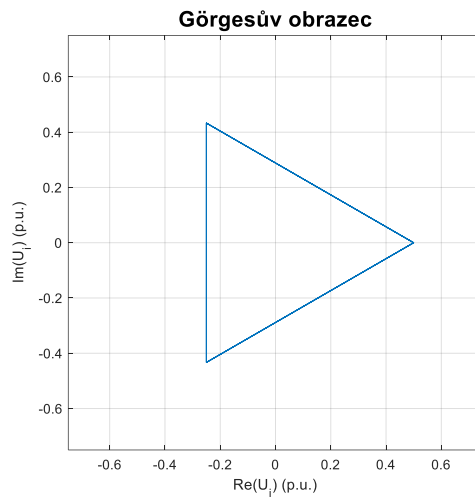
Rozptylová indukčnost drážky a čel pro celou fázi poté je

$$\begin{aligned} L_{\sigma d\check{c}} &= 2 \cdot \mu_0 \cdot (Q_f \cdot N_c)^2 \cdot L_s \cdot (\lambda_d + \lambda_{\check{c}}) = \\ &= 2 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot (4 \cdot 8)^2 \cdot 4,5 \cdot 10^{-2} \cdot (0,83 + 0,03) = 2,5 \cdot 10^{-5} \text{ H.} \end{aligned} \quad (3.71)$$

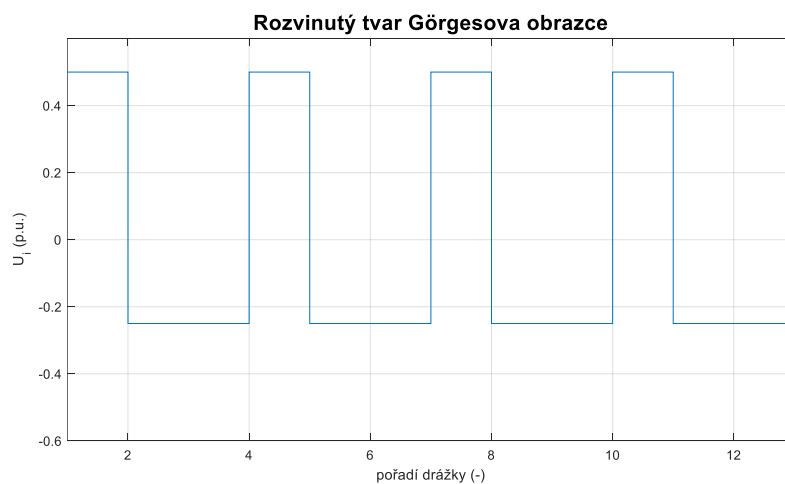
Pro výpočet diferenční rozptylové indukčnosti je nejprve nutné stanovit velikost magnetizační indukčnosti

$$\begin{aligned} L_{\mu} &= 2 \cdot \mu_0 \cdot \frac{m}{\pi^2} \cdot \frac{(Q_f \cdot N_c \cdot k_{v1})^2}{p} \cdot \frac{t_p \cdot L_s}{\delta' + h_{PM}} = \\ &= 2 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot \frac{3}{\pi^2} \cdot \frac{(4 \cdot 8 \cdot 0,866)^2}{8} \cdot \frac{3,5 \cdot 10^{-2} \cdot 4,5 \cdot 10^{-2}}{(0,46 + 5,1) \cdot 10^{-3}} = 2,1 \cdot 10^{-5} \text{ H,} \end{aligned} \quad (3.72)$$

přičemž získaná hodnota odpovídá jak složce podélné d , tak i příčné q , protože permeabilita permanentních magnetů je přibližně stejná jako pro vzduch, což platí i pro magnetické vodivosti v obou zmíněných směrech.



Obr. 3.2 Görgesův obrazec



Obr. 3.3 Rozvinutý tvar Görgesova obrazce

Tingleyho schéma vinutí tohoto motoru je zachyceno v tabulce č. 1 v příloze B. Tomu odpovídá Görgesův obrazec indukovaného napětí na Obr. 3.2 a 3.3, z nichž je získán poloměr Görgesova obrazce

$$r_g^2 = \frac{1}{Q} \cdot \sum_1^Q r_i^2 = \frac{1}{12} \cdot \sum_1^{12} r_i^2 = \frac{1}{12} \cdot 12 \cdot 0,5^2 = 0,5^2 \text{ p. u.}^2 \quad (3.73)$$

Protože poloměr Görgesovy kružnice pro základní harmonickou činí

$$r_{1g} = \frac{m}{\pi} \cdot k_{v1} \cdot q = \frac{3}{\pi} \cdot 0,866 \cdot \frac{1}{4} = 0,2067 \text{ p. u.}, \quad (3.74)$$

je činitel diferenčního rozptylu

$$\tau_{dif} = \frac{r_g^2 - r_{1g}^2}{r_{1g}^2} = \frac{0,5^2 - 0,2067^2}{0,2067^2} = 4,85 \quad (3.75)$$

a diferenční rozptylová indukčnost tedy vychází

$$L_{\sigma dif} = \tau_{dif} \cdot L_{\mu} = 4,85 \cdot 2,1 \cdot 10^{-5} = 10^{-4} \text{ H.} \quad (3.76)$$

Výsledkem je, že rozptylová indukčnost jedné fáze činí

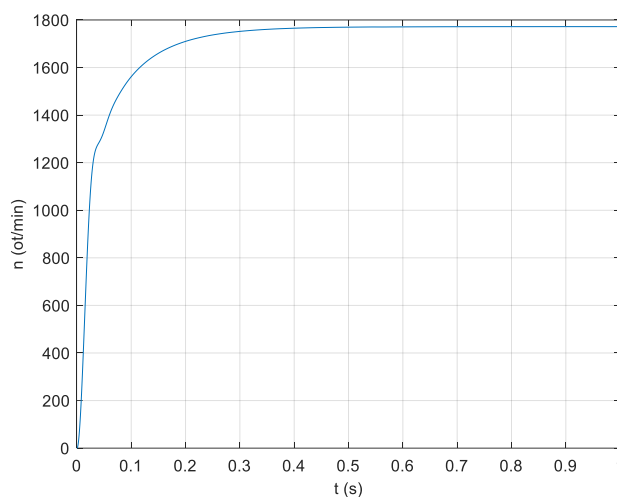
$$L_{\sigma} = L_{\sigma dc} + L_{\sigma dif} = 2,5 \cdot 10^{-5} + 10^{-4} = 1,25 \cdot 10^{-4} \text{ H} \quad (3.77)$$

a celková indukčnost jedné fáze potom je

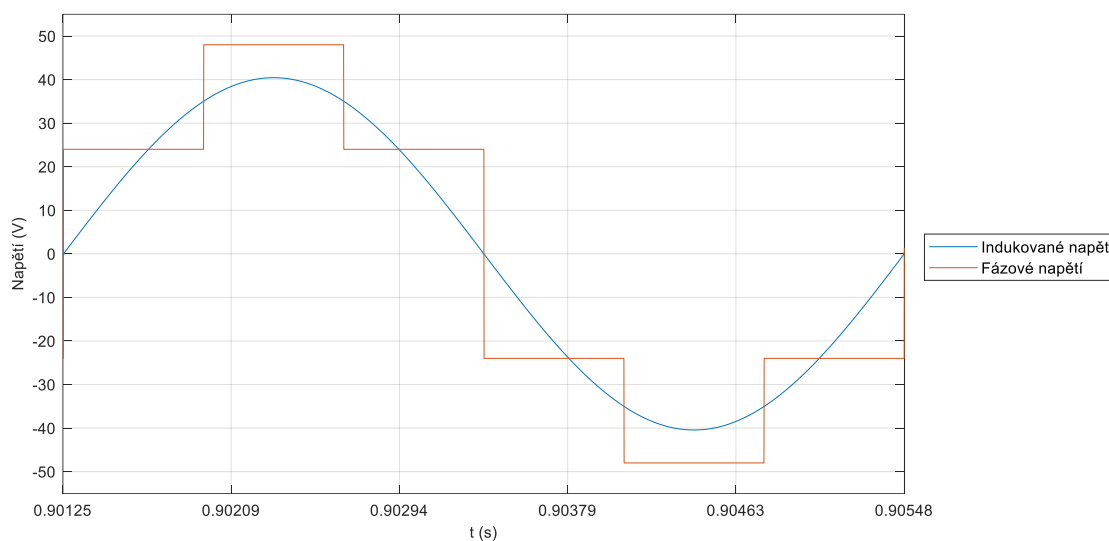
$$L_f = L_{\mu} + L_{\sigma} = 2,1 \cdot 10^{-5} + 1,25 \cdot 10^{-4} = 1,46 \cdot 10^{-4} \text{ H.} \quad (3.78)$$

3.5 Určení skutečného činitele elektromotorické síly navrženého motoru

K určení skutečné velikosti činitele elektromotorické síly navrženého motoru je využito vytvořeného dynamického modelu v programu Matlab. Po dosažení potřebných jmenovitých parametrů motoru získaných při návrhu jsou získány následující závislosti.



Obr. 3.4 Průběh otáček



Obr. 3.5 Průběh indukovaného napětí a napětí na vinutí

Tab. 3.3 Podstatné hodnoty získané ze simulace

Parametr	Velikost
Jmenovité otáčky	1 770 ot/min
Efektivní hodnota napětí na vinutí	33,97 V
Efektivní hodnota indukovaného napětí	28,62 V
Činitel elektromotorické síly	0,84

Na základě hodnot uvedených v tabulce 3.3 byl celý návrh motoru iterován pro hodnotu činitele elektromotorické síly $k_E = 0,84$. Výsledek byl opět ověřen pomocí dynamického modelu, načež byla provedena další iterace. Tímto postupem bylo dosaženo skutečné hodnoty činitele elektromotorické síly. Konvergence ke skutečné hodnotě je znázorněna v tabulce 3.4.

Tab. 3.4 Velikost činitele elektromotorické síly v závislosti na pořadí iterace návrhu stroje

Iterace výpočtu	Činitel elektromotorické síly k_E (-)
1.	0,95
2.	0,84
3.	0,81
4.	0,80

3.6 Konečná podoba navrženého motoru

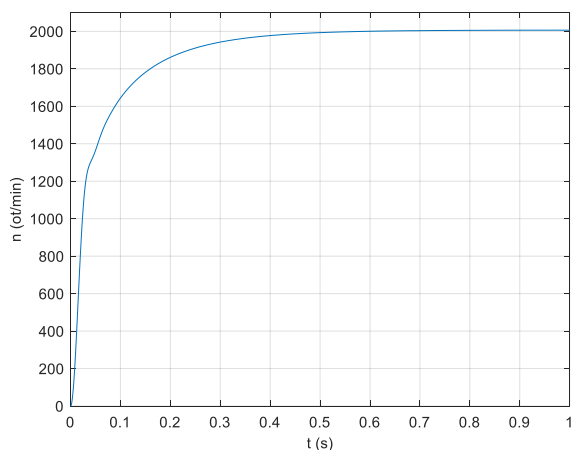
Konečný návrh stroje byl proveden s hodnotou činitele elektromotorické síly $k_E = 0,8$. V tabulkách 3.5 a 3.6 jsou uvedeny vlastnosti stroje, které se liší od původního návrhu s $k_E = 0,95$.

Tab. 3.5 Konečná podoba navrženého motoru

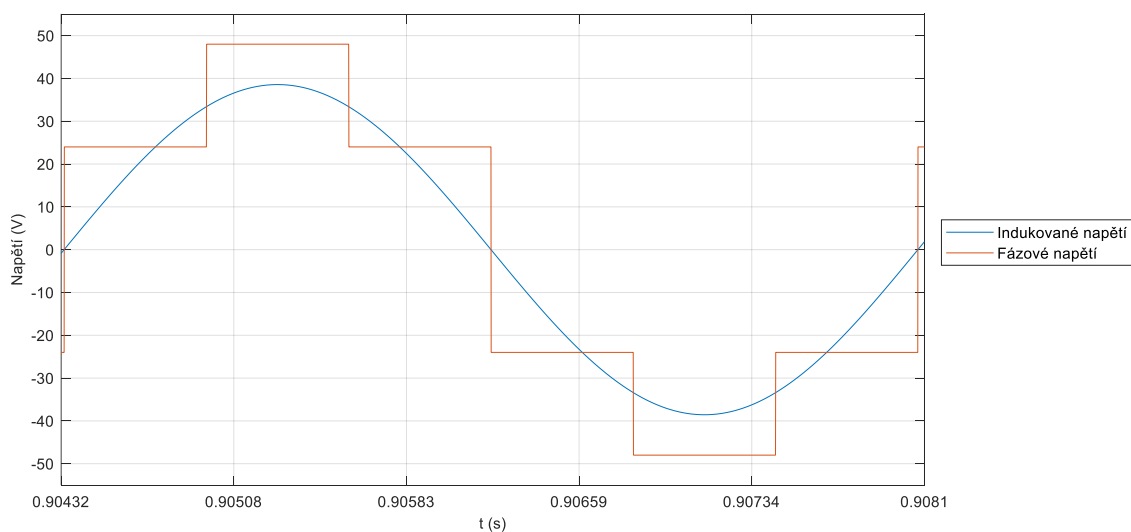
Hlavní parametry motoru			
Vnitřní výkon	P_i	4 444	W
Efektivní hodnota indukovaného napětí	U_i	27,15	V
Magnetický tok jednou cívkou	Φ	0,83	mWb
Magnetická indukce ve vzduchové mezeře	B_δ	0,9	T
Délka statorového svazku	L_s	40	mm
Efektivní délka statorového svazku	l_e	37,9	mm
Pólová rozteč	t_p	33	mm
Lineární proudová hustota	A	19 888	A/m
Magnetický obvod statoru			
Vnější průměr statoru	D_{so}	167,7	mm
Vnitřní průměr statoru	D_{si}	100,9	mm
Šířka statorového zubu	b_z	14,6	mm
Výška drážky	h_d	20	mm
Šířka drážky u jejího dna	b_{dd}	16,2	mm
Šířka drážky u hlavy zubu	b_{dh}	26,7	mm
Činitel plnění drážky	k_T	0,34	-
Výška statorového jha	h_{js}	8,4	mm

Tab. 3.6 Konečná podoba navrženého motoru

Magnetický obvod rotoru			
Vnější průměr rotoru	D_{ro}	192	mm
Vnitřní průměr rotoru	D_{ri}	168,6	mm
Výška rotorového jha	h_{jr}	7	mm
Pracovní indukce PM	B_{PM}	0,97	T
Intenzita magnetického pole PM	H_{PM}	88 149	A/m
Výška PM	h_{PM}	4,6	mm
Šířka PM	b_{PM}	23	mm
Poměrný rozptylový tok	k_{σ}	8	%
Rozptylový tok	Φ_{σ}	0,07	mWb
Parametry náhradního schématu – při jmenovité teplotě			
Odpor statorového vinutí	R	12	m Ω
Diferenční rozptylová indukčnost	L_{dif}	$9,23 \cdot 10^{-5}$	H
Celková rozptylová indukčnost	L_{σ}	$1,15 \cdot 10^{-4}$	H
Magnetizační indukčnost	L_{μ}	$1,9 \cdot 10^{-5}$	H
Celková indukčnost jedné fáze	L	$1,34 \cdot 10^{-4}$	H



Obr. 3.6 Průběh otáček

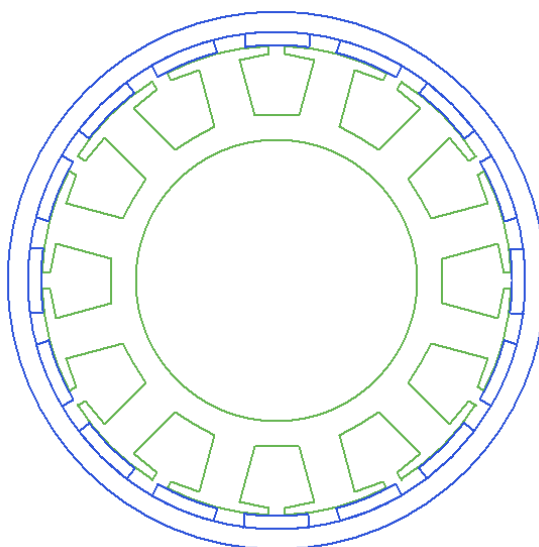


Obr. 3.7 Průběh indukovaného napětí a napětí na vinutí

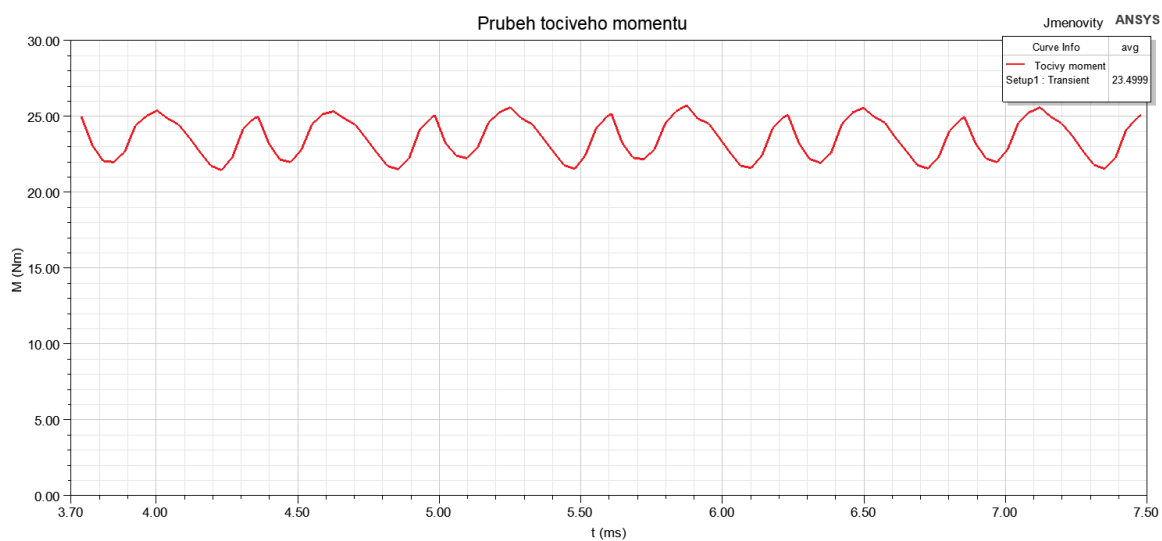
Tab. 3.7 Podstatné hodnoty získané ze simulace

Parametr	Velikost
Jmenovité otáčky	2 006 ot/min
Efektivní hodnota napětí na vinutí	33,93 V
Efektivní hodnota indukovaného napětí	27,24 V
Činitel elektromotorické síly	0,8

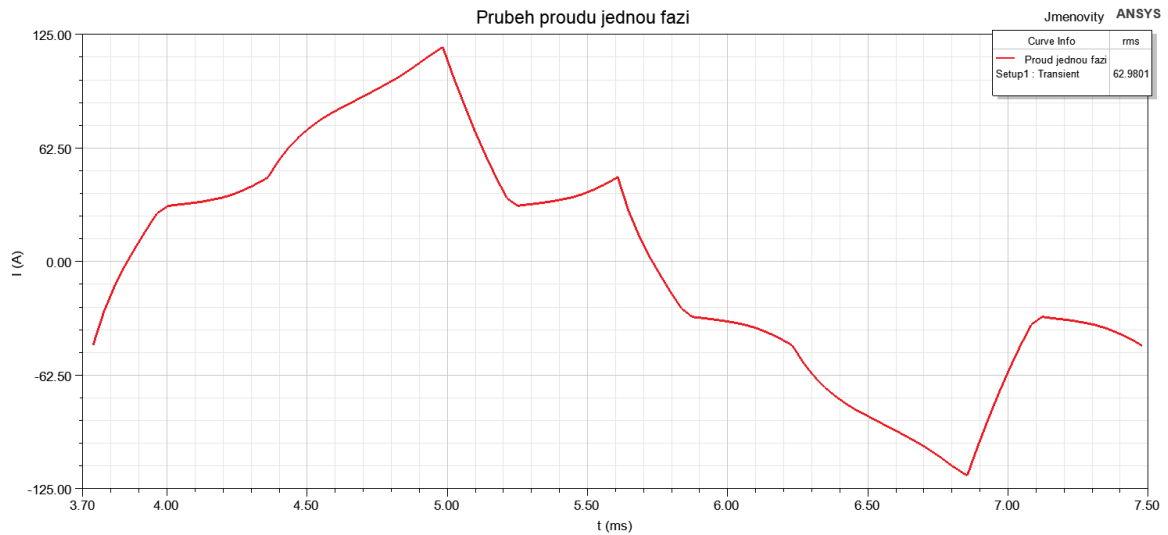
Hodnoty získané simulací v programu Matlab odpovídají návrhu s vysokou přesností. Pro důvěryhodnější ověření je navržený motor ještě podroben simulaci metodou konečných prvků v programu ANSYS, jejíž výsledky jsou uvedeny v následujících grafických závislostech. Simulace byla provedena při konstantních jmenovitých otáčky $n = 2\,006$ ot/min.



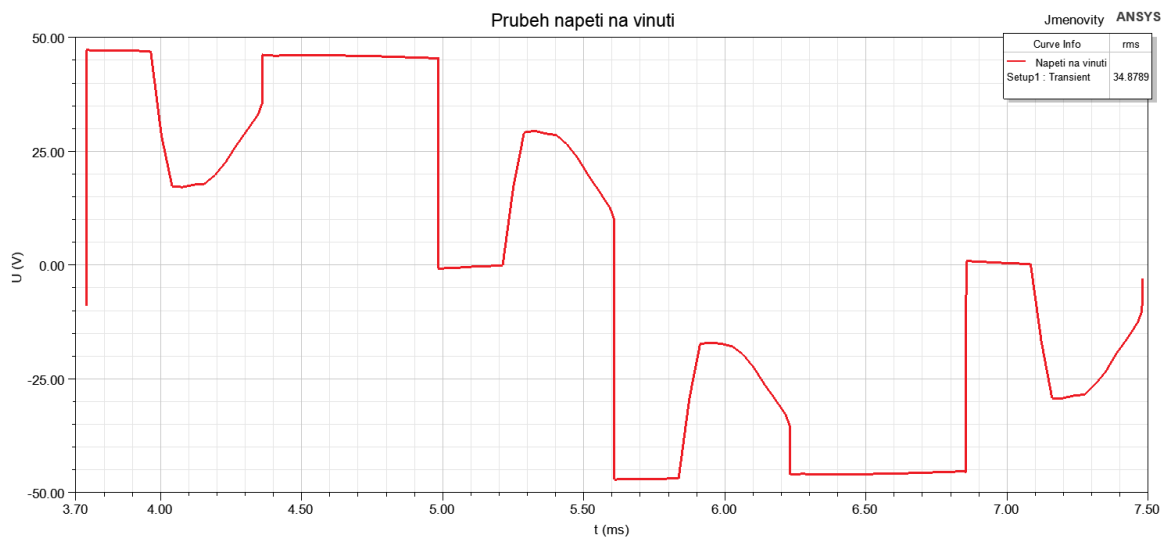
Obr. 3.8 Model navrženého motoru (Rmxprt)



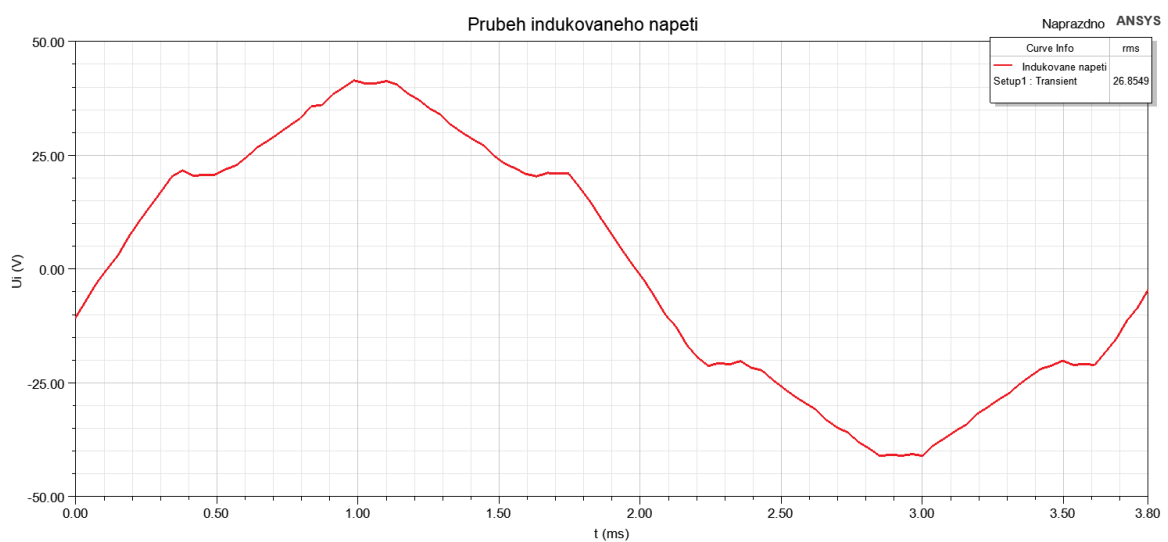
Obr. 3.9 Průběh točivého momentu (ANSYS)



Obr. 3.10 Průběh proudu vinutím jedné fáze (ANSYS)



Obr. 3.11 Průběh napětí na vinutí jedné fáze (ANSYS)



Obr. 3.12 Průběh napětí indukovaného do vinutí jedné fáze (ANSYS)

Výsledky simulace v programu ANSYS a jejich porovnání s hodnotami vypočítanými v analytickém návrhu jsou vyjádřeny v tabulce 3.8.

Tab. 3.8 Porovnání výsledků získaných z analytického návrhu a výsledků simulace v ANSYSu

Parametr	Návrh	ANSYS	Odchylka (%)
Točivý moment (Nm)	23,87	23,5	1,6
Efektivní hodnota proudu vinutím jedné fáze (A)	54,56	62,98	-13,4
Efektivní hodnota napětí na vinutí jedné fáze (V)	33,94	34,88	-2,7
Ef. hodnota napětí indukovaného do vinutí jedné fáze (V)	27,15	26,85	1,1
Činitel elektromotorické síly (-)	0,8	0,77	3,8

Závěr

Výpočet činitele elektromotorické síly pomocí vytvořeného dynamického modelu byl při tvorbě této práce použit na dvou rozdílných bezkartáčových stejnosměrných strojích a následně porovnán s metodou konečných prvků v programu ANSYS.

Při jeho použití na prvním stroji byly jako vstupní parametry pro dynamický model použity hodnoty získané z vlastností poskytnutého modelu stroje v RMxprt. Odtud pochází také jmenovitá rychlost, pro kterou byla poté provedena kontrola pomocí MKP softwaru Maxwell 2D. Tato rychlost však byla nižší než ta, která byla získána simulací dynamickým modelem, z něhož byla díky tomu získána i vyšší hodnota indukovaného napětí. Výsledkem porovnání byla odchylka činitele elektromotorické síly získaného dynamickým modelem oproti MKP $\delta_{k_E} = 8 \%$.

Druhým strojem, na kterém byla validace provedena, byl motor navržený v této práci. Nyní však byla hodnocena účinnost vytvořeného algoritmu v praxi, a proto byly porovnány přímo výsledky elektromagnetického návrhu a MKP simulace, přičemž elektromagnetický návrh byl iterován až do okamžiku, kdy svými výsledky odpovídal výsledkům dynamického modelu. Odchylka činitele elektromotorické síly získaného dynamickým modelem oproti MKP simulaci byla $\delta_{k_E} = 3,8 \%$. Důvodem této chyby by mohla být fyzikální zjednodušení použitá při návrhu stroje, zejména však pro jmenovitý chod, což by mohlo být zlepšeno podrobnějším výpočtem.

Jako relevantnější hodnocení algoritmu bych pokládal druhý způsob, kde byly při simulování stroje použity přímo hodnoty získané elektromagnetickým návrhem a negativní vliv analytického výpočtu v RMxprt byl částečně potlačen. Jasně patrnou nevýhodou vytvořeného algoritmu může být chyba výpočtu, která je však nižší než 5 %, a proto ho lze pokládat za poměrně přesný. Mezi jeho výhody bych jistě zařadil jednoduchost a rychlost, se kterou lze získat výsledky, což se projevilo jako významné urychlení práce při několikanásobné potřebě iterovat elektromagnetický návrh řešeného motoru.

Seznam literatury a informačních zdrojů

- [1] ŠIMON, Josef. BLDC aneb DC motor s nulovými náklady na údržbu. *Elektro* [online]. 2011, (13/14) [cit. 12.3.2020]. ISSN 1210-0889. Dostupné z: <http://www.odbornecasopisy.cz/res/pdf/44507.pdf>
- [2] MPS. *Brushless DC Motor Fundamentals* [online]. 7.5.2014 [cit. 12.3.2020]. Dostupné z: https://www.monolithicpower.com/pub/media/document/Brushless_DC_Motor_Fundamentals.pdf
- [3] HANSELMAN, Duane C. *Brushless permanent magnet motor design*. 2nd ed. Cranston: The Writers' Collective, ©2003. xvi, 392 s. ISBN 1-932133-63-1.
- [4] HENDERSHOT, J. R. a MILLER, T. J. E. *Design of brushless permanent-magnet motors*. Hillsboro: Magna Physics Publishing, ©1994. 1 sv. (různé stránkování). Monographs in electrical and electronic engineering; 37. ISBN 978-1-881855-03-3.
- [5] Studijní materiály k předmětu Teorie elektrických strojů 1 (2019/2020): KINDL, Vladimír. KEV/TES1. *Moodle ZČU* [online]. Plzeň: ZČU, 2015 [cit. 20.3.2020]. Dostupné z: <https://phix.zcu.cz/moodle/>
- [6] Pittman Motors. *Comparing slotted vs. slotless brushless DC motors* [online]. [vid. 13.3.2020]. Dostupné z: https://www.haydonkerkpittman.com/-/media/ametekhaydonkerk/downloads/white-papers/comparing_slotted_vs_slotless_brushless_dc_motors%20l.pdf?la=en
- [7] BARTOŠ, Václav et al. *Elektrické stroje*. 1. vyd. V Plzni: Západočeská univerzita, 2006. 139 s. ISBN 80-7043-444-9.
- [8] BENEŠOVÁ, Zdeňka a MAYER, Daniel. *Základní příklady z teorie elektromagnetického pole*. 2. vyd. Plzeň: Západočeská univerzita, 2008. 167 s. ISBN 978-80-7043-737-7.
- [9] KOPYLOV, Igor Petrovič aj. *Stavba elektrických strojů*. 1. vyd. Praha: Státní nakladatelství technické literatury, 1988. 685 s.
- [10] PYRHÖNEN, Juha, JOKINEN, Tapani a HRABOVCOVÁ, Valéria. *Design of rotating electrical machines*. 2nd ed. Chichester: Wiley, 2014. xxvii, 584 s. ISBN 978-1-118-58157-5.
- [11] KREJČÍ, Ondřej. *Řídící jednotka pro BLDC motor* [online]. Brno, 2014 [cit. 17.4.2020]. Dostupné z: https://www.vutbr.cz/www_base/zav_prace_soubor_verejne.php?file_id=83062. Diplomová práce. VUT. Vedoucí práce Petr Procházka.
- [12] ONG, Chee-Mun. *Dynamic simulation of electric machinery: using MATLAB/SIMULINK*. Upper Saddle River: Prentice Hall PTR, ©1998. xi, 626 s. ISBN 0-13-723785-5.

- [13] BALDURSSON, Stefán. *BLDC Motor Modelling and Control – A Matlab®/Simulink® Implementation* [online]. Göteborg, 2005 [cit. 17.4.2020]. Dostupné z: <http://webfiles.portal.chalmers.se/et/MSc/BaldurssonStefanMSc.pdf>. Diplomová práce. CHALMERS TEKNISKA HÖGSKOLA. Vedoucí práce Torbjörn Thiringer.
- [14] ABKENAR, A., Ektesabi, M., Hosseinzadeh, N. Modeling of BLDC Motor with Ideal Back-EMF for Automotive Applications. In: *2011 World Congress in Engineering* [online]. London, 2011, 2011, s. 1504-1508. [cit. 17.4.2020]. ISBN: 978-988-19251-4-5. Dostupné z: https://www.researchgate.net/publication/263582349_Modeling_of_BLDC_Motor_with_Ideal_Back-EMF_for_Automotive_Applications
- [15] FITZGERALD, A. E., KINGSLEY, Charles a UMANS, Stephen D. *Electric machinery*. 6th ed. Boston: McGraw-Hill, ©2003. xv, 688 s. McGraw-Hill series in electrical engineering. Power and energy. ISBN 0-07-366009-4.
- [16] MARIANO, M., K. SCICLUNA a J. SCERRI. Modelling of a sensorless rotor Flux oriented BLDC machine. In: *2017 19th International Conference on Electrical Drives and Power Electronics (EDPE)* [online]. IEEE, 2017, 2017, s. 194-199 [cit. 17.4.2020]. DOI: 10.1109/EDPE.2017.8123232. ISBN 978-1-5386-3380-9. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/document/8123232/>
- [17] LUO, Peng, Jinqiang XU, Hong LIU, Haoen HUANG, Yanxia YANG a Yue YU. An Integrated Vector Control Strategy for BLDC Current. In: *2019 IEEE 3rd Information Technology, Networking, Electronic and Automation Control Conference (ITNEC)* [online]. IEEE, 2019, 2019, s. 1666-1670 [cit. 17.4.2020]. DOI: 10.1109/ITNEC.2019.8729224. ISBN 978-1-5386-6243-4. Dostupné z: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8729224/>

Přílohy

Příloha A

Dynamický model stroje s lichoběžníkovým průběhem indukovaného napětí

```
% ----- Zadání vstupních parametrů -----  
  
YD = X; % Volba zapojení vinutí: Y=0 / D=1  
tmax = X; % Délka simulace  
dt = X; % Krok simulace  
n_kroku = round(tmax/dt);  
  
U = X;  
p = X;  
L = X;  
R = X;  
Fi = X;  
N = X;  
kv1 = X;  
Psi = Fi*N*kv1;  
k_e = Psi*2*pi;  
J = X;  
Mz =X;  
  
% ----- Počáteční podmínky -----  
t(1) = 0;  
ia(1) = 0;  
ib(1) = 0;  
ic(1) = 0;  
phi(1) = 0;  
PHI(1)=0;  
w(1) = 1e-5;  
Me(1) = 0;  
Uief = 0;  
Usef = 0;  
  
% ===== Dynamický model =====  
for i = 1:n_kroku  
  
% ----- Model napájení -----  
switch YD  
case 0  
    if PHI(i) >= 11/6*pi || PHI(i) < pi/6  
        ua = 0;  
        ub = -U/2;  
        uc = U/2;  
    elseif PHI(i) >= pi/6 && PHI(i) < pi/2  
        ua = -U/2;  
        ub = 0;  
        uc = U/2;  
    elseif PHI(i) >= pi/2 && PHI(i) < 5*pi/6  
        ua = -U/2;  
        ub = U/2;  
        uc = 0;  
    elseif PHI(i) >= 5*pi/6 && PHI(i) < 7*pi/6  
        ua = 0;  
        ub = U/2;  
        uc = -U/2;  
    elseif PHI(i) >= 7*pi/6 && PHI(i) < 9*pi/6
```

```

        ua = U/2;
        ub = 0;
        uc = -U/2;
    elseif PHI(i) >= 9*pi/6 && PHI(i) < 11*pi/6
        ua = U/2;
        ub = -U/2;
        uc = 0;
    end
case 1
if PHI(i) >= 0 && PHI(i) < pi/3
    ua = -U/2;
    ub = -U/2;
    uc = U;
elseif PHI(i) >= pi/3 && PHI(i) < 2*pi/3
    ua = -U;
    ub = U/2;
    uc = U/2;
elseif PHI(i) >= 2*pi/3 && PHI(i) < pi
    ua = -U/2;
    ub = U;
    uc = -U/2;
elseif PHI(i) >= pi && PHI(i) < 4*pi/3
    ua = U/2;
    ub = U/2;
    uc = -U;
elseif PHI(i) >= 4*pi/3 && PHI(i) < 5*pi/3
    ua = U;
    ub = -U/2;
    uc = -U/2;
elseif PHI(i) >= 5*pi/3 && PHI(i) < 2*pi
    ua = U/2;
    ub = -U;
    uc = U/2;
end
end

% ----- Model stroje -----
Ua(i) = ua;
Ub(i) = ub;
Uc(i) = uc;

ea(i) = k_e*w(i)*indukovane_napeti(PHI(i));
eb(i) = k_e*w(i)*indukovane_napeti(PHI(i)+2*pi/3);
ec(i) = k_e*w(i)*indukovane_napeti(PHI(i)-2*pi/3);

Me(i) = (ia(i)*ea(i)+ib(i)*eb(i)+ic(i)*ec(i))/w(i);

ia(i+1) = ((-R*ia(i)+ua-ea(i))/L)*dt+ia(i);
ib(i+1) = ((-R*ib(i)+ub-eb(i))/L)*dt+ib(i);
ic(i+1) = ((-R*ic(i)+uc-ec(i))/L)*dt+ic(i);
w(i+1) = ((Me(i)-Mz)/J)*dt+w(i);
phi(i+1) = w(i)*dt+phi(i);
PHI(i+1) = p*w(i)*dt+PHI(i);
if PHI(i+1) >= 2*pi
    PHI(i+1) = PHI(i+1)-2*pi;
end

% ----- Výpočet efektivních hodnot napětí - první část -----
if i > n_kroku*2/3
    Uief = Uief + ea(i)^2*dt;
    Usef = Usef + ua^2*dt;

```

```

end

t(i+1) = t(i)+dt;
end

n_max = max(w)*30/pi
Uimax = max(ea)

% ----- Výpočet efektivních hodnot napětí - druhá část -----
Uief = sqrt(Uief/tmax*3)
Usef = sqrt(Usef/tmax*3)

% ----- Stanovení činitele elektromotorické síly -----
k_E = Uief/Usef

% ----- Grafické závislosti -----
figure(1)
plot(t,w*30/pi)
hold off
xlabel('t (s)')
ylabel('n (ot/min)')
grid on
set(findall(gcf, '-property', 'FontSize'), 'FontSize', 10)

figure(2)
plot(t(1:n_kroku), ea)
hold on
plot(t(1:n_kroku), Ua)
hold off
xlabel('t (s)')
ylabel('Napětí (V)')
legend('Indukované napětí', 'Napájecí napětí')
grid on
set(findall(gcf, '-property', 'FontSize'), 'FontSize', 10)

% ----- Funkce pro stanovení průběhu indukovaného napětí -----
function y = indukovane_napeti(x)

if x < - pi/6
    y = 1;
elseif x >= -pi/6 && x <= pi/6
    y = 1 - (x+pi/6)*6/pi;
elseif x > pi/6 && x < 5*pi/6
    y = -1;
elseif x >= 5*pi/6 && x <= 7*pi/6
    y = -1 + (x-5*pi/6)*6/pi;
elseif x > 7*pi/6 && x < 11*pi/6
    y = 1;
elseif x >= 11*pi/6 && x <= 13*pi/6
    y = 1 - (x-11*pi/6)*6/pi;
elseif x > 13*pi/6
    y = -1;
end
end

```


Dynamický model stroje se sinusovým průběhem indukovaného napětí

```

% ----- Zadání vstupních parametrů -----

YD = X; % Volba zapojení vinutí: Y=0 / D=1
tmax = X; % Délka simulace
dt = X; % Krok simulace
n_kroku = round(tmax/dt);

U = X;
p = X;
Ld = X;
Lq = X;
Lmd = X;
Lmq = X;
R = X;
Fi = X;
N = X;
kv1 = X;
Psi = Fi*N*kv1;
J = X;
Mz =X;

% ----- Počáteční podmínky -----

t(1) = 0;
iq(1)= 0;
id(1) = 0;
phi(1) = 0;
PHI(1)=0;
w(1) = 0;
Me(1) = 0;
Uief = 0;
Uef = 0;

% ===== Dynamický model =====
for i = 1:n_kroku

% ----- Model napájení -----
switch YD
    case 0
        if PHI(i) >= 11/6*pi || PHI(i) < pi/6
            ua = 0;
            ub = -U/2;
            uc = U/2;
        elseif PHI(i) >= pi/6 && PHI(i) < pi/2
            ua = -U/2;
            ub = 0;
            uc = U/2;
        elseif PHI(i) >= pi/2 && PHI(i) < 5*pi/6
            ua = -U/2;
            ub = U/2;
            uc = 0;
        elseif PHI(i) >= 5*pi/6 && PHI(i) < 7*pi/6
            ua = 0;
            ub = U/2;
            uc = -U/2;
        elseif PHI(i) >= 7*pi/6 && PHI(i) < 9*pi/6
            ua = U/2;
            ub = 0;
            uc = -U/2;
        elseif PHI(i) >= 9*pi/6 && PHI(i) < 11*pi/6

```

```

        ua = U/2;
        ub = -U/2;
        uc = 0;
    end
case 1
    if PHI(i) >= 0 && PHI(i) < pi/3
        ua = -U/2;
        ub = -U/2;
        uc = U;
    elseif PHI(i) >= pi/3 && PHI(i) < 2*pi/3
        ua = -U;
        ub = U/2;
        uc = U/2;
    elseif PHI(i) >= 2*pi/3 && PHI(i) < pi
        ua = -U/2;
        ub = U;
        uc = -U/2;
    elseif PHI(i) >= pi && PHI(i) < 4*pi/3
        ua = U/2;
        ub = U/2;
        uc = -U;
    elseif PHI(i) >= 4*pi/3 && PHI(i) < 5*pi/3
        ua = U;
        ub = -U/2;
        uc = -U/2;
    elseif PHI(i) >= 5*pi/3 && PHI(i) < 2*pi
        ua = U/2;
        ub = -U;
        uc = U/2;
    end
end

% ----- Model stroje -----
ud = 2/3*(cos(phi(i))*ua+cos(phi(i)-2*pi/3)*uc+cos(phi(i)+2*pi/3)*ub);
uq = -2/3*(sin(phi(i))*ua+sin(phi(i)-2*pi/3)*uc+sin(phi(i)+2*pi/3)*ub);

Me(i) = 3/2*p*iq(i)*Psi;

id(i+1) = ((ud-R*id(i)+p*w(i)*Lmq*iq(i))/Ld)*dt+id(i);
iq(i+1) = ((uq-R*iq(i)-p*w(i)*Lmd*id(i)-p*w(i)*Psi)/Lq)*dt+iq(i);
w(i+1) = ((Me(i)-Mz)/J)*dt+w(i);
phi(i+1) = p*w(i)*dt+phi(i);
PHI(i+1) = p*w(i)*dt+PHI(i);

if PHI(i+1) >= 2*pi
    PHI(i+1) = PHI(i+1)-2*pi;
end

Uid(i) = 0;
Uiq(i) = p*w(i)*Psi;
Uia(i) = cos(phi(i))*Uid(i) - sin(phi(i))*Uiq(i);

Ua(i) = ua;

% ----- Výpočet efektivních hodnot napětí - první část -----
if i > n_kroku*2/3
    Uief = Uief + Uia(i)^2*dt;
    Uef = Uef + ua^2*dt;
end

t(i+1) = t(i)+dt;

```

```
end
```

```
n_max = max(w)*30/pi  
Uimax = max(Uia)
```

```
% ----- Výpočet efektivních hodnot napětí - druhá část -----  
Uief = sqrt(Uief/tmax*3)  
Uef = sqrt(Uef/tmax*3)
```

```
% ----- Stanovení činitele elektromotorické síly -----  
k_E = Uief/Uef
```

```
% ----- Grafické závislosti -----
```

```
figure(1)  
plot(t,w*30/pi)  
hold off  
xlabel('t (s)')  
ylabel('n (ot/min)')  
grid on  
set(findall(gcf,'-property','FontSize'),'FontSize',10)
```

```
figure(2)  
plot(t(1:n_kroku),Uia)  
hold on  
plot(t(1:n_kroku),Ua)  
xlabel('t (s)')  
ylabel('Napětí (V)')  
legend('Indukované napětí', 'Fázové napětí')  
grid on  
set(findall(gcf,'-property','FontSize'),'FontSize',10)
```

Příloha B

Tab. 1 Tignleyho schéma navrženého motoru

Osa fáze A

Pól\Fáze	A	C'	B
	A'	C	B'
1	1		
	2		
2		3	
		4	
3			5
			6
4			
5	7		
	8		
6		9	
		10	
7			11
			12
8			
9	13		
	14		
10		15	
		16	
11			18
			17
12			
13	19		
	20		
14		21	
		22	
15			23
			24
16			