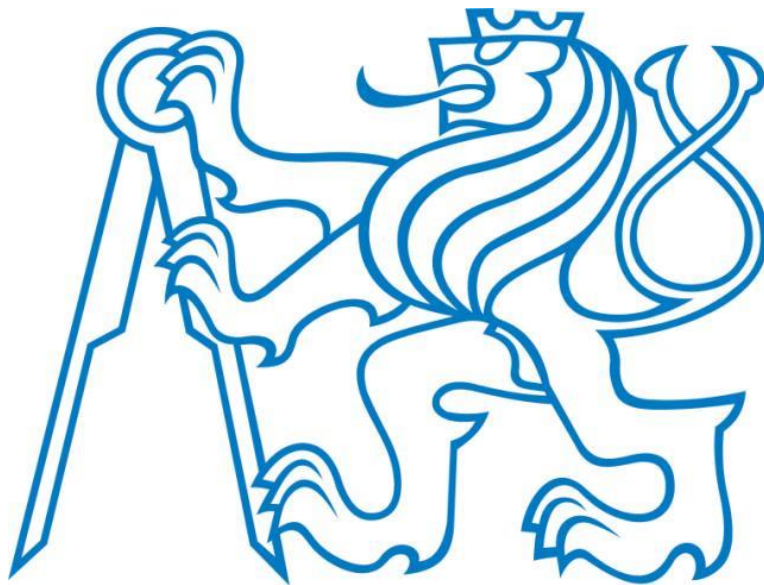


ČESKÉ VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V PRAZE
Fakulta elektrotechnická
Katedra elektrických pohonů a trakce

Diplomová práce

Optimalizace stroje s permanentními magnety v rotoru tangenciální polarizace pomocí umělé inteligence



Vedoucí práce: Ing. Jiří Kurfürst Ph.D.

Vypracoval: Bc. Tomáš Jindra

Praha 2016

České vysoké učení technické v Praze
Fakulta elektrotechnická

katedra elektrických pohonů a trakce

ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

Student: **Bc. Tomáš Jindra**

Studijní program: Elektrotechnika, energetika a management
Obor: Elektrické stroje, přístroje a pohony

Název tématu: **Optimalizace stroje s permanentními magnety v rotoru tangenciální polarizace pomocí umělé inteligence**

Pokyny pro vypracování:

1. Proveďte literární rešerši řešené problematiky
2. Proveďte analytický návrh stroje struktury "Spoke magnets" a dále vytvořte parametrický model pro výpočet MKP.
3. Proveďte optimalizaci stroje pomocí algoritmů umělé inteligence se zaměřením na zlepšování parametrů vybraného stroje.
4. Zaměřte se na návrh stroje v rozsahu od 100 – 12000 rpm s výkonem do 10kW.
5. Získané výsledky z prováděných MKP studií aplikujte na vyráběný prototyp.
6. Porovnejte analytický návrh, MKP výsledky s naměřenými hodnotami.

Seznam odborné literatury:

- [1] PYRHONEN, Juha, Tapani JOKINEN a Valeria HRABOVCOVÁ. Design of rotating electrical machines. Hoboken, NJ: Wiley
- [2] GIERAS, Jacek Franciszek. Permanent magnet motor technology: design and applications. 3rd ed. Boca Raton: CRC Press
- [3] ONWUBOLU, Godfrey C a B BABU. New optimization techniques in engineering. New York: Springer, 2004, xxii, 712 p. ISBN 354020167x.
- [4] GALIOTO, Steven J., Patel B. REDDY, Ayman M. EL-REFAIE a James P. ALEXANDER. Effect of Magnet Types on Performance of High-Speed Spoke Interior-Permanent-Magnet Machines Designed for Traction Applications. IEEE Transactions on Industry Applications [online]. 2015
- [5] ZHANG, Peng, Dan M. IONEL a Nabeel A. O. DEMERDASH. Morphing parametric modeling and design optimization of spoke and V-type permanent magnet machines by combined design of experiments and differential evolution algorithms. In: 2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition [online]. 2013

Vedoucí: Ing. Jiří Kurfürst, Ph.D.

Platnost zadání: do konce letního semestru 2016/2017



Ing. Jan Bauer, Ph.D.
vedoucí katedry

prof. Ing. Pavel Ripka, CSc.
děkan

V Praze dne 1. 4. 2016

Anotace

Diplomová práce je věnovaná návrhu a optimalizaci motoru Spoke s permanentními magnety v rotoru na základě požadovaných hodnot momentu, velikosti napájecího napětí a rychlosti otáčení. Základní rozměry motoru jsou nejprve vypočítány pomocí analytických vztahů a následně použity do vytvořené geometrie. Pomocí programu FEMAG, který pracuje na principu metody konečných prvků, je vypočten model s parametry z analytického výpočtu. Následně je vybrán optimalizační algoritmus, který je nastaven na nalezení nejlepšího možného řešení podle nastavených kritérií. V poslední části je porovnání změřených hodnot na vyrobeném prototypu s hodnotami vypočtenými pomocí analytického návrhu a optimalizovaného modelu.

Klíčová slova

Spoke motor; NdFeB; SOMA; ATO; analytický návrh; optimalizace; umělá inteligence; Algoritmus; penalizační funkce; ohodnocovací funkce; moment; výkon; zvlnění momentu; cogging momentu; demagnetizace; účinnost; ztráty; magnety; prototyp.

Abstract

In my thesis, I write about an analytical proposal and an optimization of an engine - type Spoke, where permanent magnets are used in rotor. The optimization is influenced by several parameters such as torque, power voltage and speed. At first, the fundamental dimensions are counted by using analytical relations and then applied to the geometry of engine. I used programme FEMAG to find a model that suits parameters found in the analytical calculation. This programme is using finite element method. Then I found the best solution by using optimization algorithm. In the last part, I compared values measured on the model and values counted by using the analytical proposal and optimized model.

Keywords

Spoke motor; SOMA; ATO; NdFeB; analytical proposal; optimization; artificial intelligence; penalty function; cost function; torque; power; ripple torque; cogging torque; demagnetization; efficiency; losses; magnets; prototype.

Prohlášení:

Prohlašuji, že jsem předloženou práci vypracoval samostatně a že jsem uvedl veškeré použité informační zdroje v souladu s Metodickým pokynem o dodržování etických principů při přípravě vysokoškolských závěrečných prací. Souhlasím s použitím díla ve smyslu §60 Zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorském.

V Praze dne

.....

Tomáš Jindra, autor

Poděkování:

Moje poděkování patří především vedoucímu diplomové práce panu Ing. Jiřímu Kurfürstovi Ph.D. za poskytnuté teoretické a cenné praktické informace, které jsem následně aplikoval při zpracovávání zadané problematiky. Také mu děkuji za poskytnuté programové a softwarové vybavení, bez kterého by byla moje práce těžko zvládnutelná. Dík také patří firmě Baumüller, která vyrobila prototyp a následně provedla měření.

Obsah

Seznam obrázků	vi
Seznam Tabulek	vii
1 Úvod.....	1
2 Teoretická rešerše.....	2
2.1 Spoke motor	2
2.2 Dělení optimalizačních algoritmů	8
2.2.1 Optimalizační metody	10
2.3 Analytický návrh stroje s PM.....	16
2.3.1 Návrh rozměrů rotoru na základě požadovaných vstupních parametrů	18
2.3.2 Návrh použitých magnetů.....	20
2.3.3 Návrh rozměrů statoru na základě požadovaných vstupních parametrů.....	21
3 Analytický výpočet motoru s PM.....	23
4 Tvorba geometrie modelu.....	26
4.1 Metoda konečných prvků (MKP)	32
4.2 Simulace modelu s parametry vypočítanými pomocí analytického návrhu.....	34
5 Optimalizace modelu pomocí algoritmů umělé inteligence	43
5.1 Účelová funkce	44
5.2 Penalizace funkcí	45
5.3 Optimalizace analytického modelu	46
5.4 Srovnání analytického modelu s optimalizovanými	50
6 Vyrobený prototyp a jeho měření.....	59
7 Závěr.....	63
Použitá literatura.....	65

Seznam obrázků

Obr. 1 Provedení Spoke motoru	3
Obr. 2 Rozložení siločar ve Spoke motoru.....	4
Obr. 3 Demagnetizační křivky pro permanentní magnet v závislosti na teplotě.....	5
Obr. 4 Ukázka působení demagnetizace na magnety	6
Obr. 5 Fázorový diagram Spoke motoru	8
Obr. 6 Náhodný výběr trasy mravenců.....	11
Obr. 7 Výběr trasy závislé na množství feromonu	12
Obr. 8 Princip funkce SOMA- AllToOne [8].....	16
Obr. 9 Vytvořená geometrie Spoke motoru v programu FEMAG	27
Obr. 10 Popis jednotlivých parametrů pro vytvořenou geometrii	28
Obr. 11 Nově přidané parametry pro simulaci segmentace statoru.....	29
Obr. 12 Změna magnetu na trapézový tvar a jeho úpravy pomocí parametrů WM1 a WM2	30
Obr. 13 Nové geometrie rotoru a parametry, kterými je ovládána.....	31
Obr. 14 Detail magnetu a parametry, kterými je ovládána vzduchová mezera a skosení bariéry PM1	32
Obr. 15 Vlevo správně vygenerovaná mesh ve vzduchové mezeře, vpravo špatně vygenerovaná.....	33
Obr. 16 Množství zvolených uzlů v modelu	34
Obr. 17 Spojení uzlů a vytvoření meshe ve FEMAGU	34
Obr. 18 Rozložení magnetického pole pro $I=0A$	37
Obr. 19 Rozložení magnetického pole pro $I=1.66A$	37
Obr. 20 Průběh cogging momentu při nulovém proudu.....	38
Obr. 21 Průběh vlnění momentu při jmenovitém proudu.....	38
Obr. 22 Demagnetizační analýza pro vypočtený model.....	39
Obr. 23 Průběhy momentu, napětí a výkonu v závislosti na změně otáček	40
Obr. 24 Vliv velikosti elektrického úhlu β na moment	42
Obr. 25 Závislost momentu na proudu	43
Obr. 26 Vliv velikosti proudu na ztráty v mědi a účinnost stroje.....	43
Obr. 27 Průběh penalizační funkce, citace[12]	46
Obr. 28 Průběh první optimalizace analytického modelu	48
Obr. 29 Nejlepší nalezené řešení v každé iteraci.....	49
Obr. 30 Průběh druhé optimalizace analytického modelu.....	50
Obr. 31 Nejlepší nalezená řešení v každé iteraci.....	50
Obr. 32 Průběhy cogging momentu pro porovnávané modely.....	52
Obr. 33 Průběhy zvlnění momentu pro porovnávané modely.....	53
Obr. 34 Rozložení magnetického pole v modelu při nulovém proudu ve vinutí.....	54
Obr. 35 Rozložení magnetického pole pro analytický model (vlevo) a pro opti. model (vpravo)	55
Obr. 36 Rozložení magnetického pole při jmenovitém proudu.....	55
Obr. 37 Demagnetizační analýza pro optimalizovaný model.....	56
Obr. 38 Závislost momentu, výkonu a indukovaného napětí na rychlosti	57
Obr. 39 Závislost momentu na velikosti β pro optimalizovaný model	58
Obr. 40 Porovnání závislosti momentu na proudu pro oba modely	59
Obr. 41 Závislost momentu a indukovaného napětí na rychlosti pro změřený prototyp.....	60
Obr. 42 Průběhy momentu v závislosti na proudu pro analyt. model a prototyp.....	62

Seznam Tabulek

Tab. 1 Typické hodnoty TVR [4]	20
Tab. 2 Přehled volených a zadaných parametrů	24
Tab. 3 Vypočtené hodnoty pomocí analytického výpočtu	26
Tab. 4 Parametry pro vytvořenou geometrii.....	28
Tab. 5 Vypočítané hodnoty pomocí programu FEMAG	35
Tab. 6 Veklíkost momentu a indukovaného napětí v závislosti na úhlu β	41
Tab. 7 Nejlepší modely z jednotlivých iterací	48
Tab. 8 Vypočtené hodnoty v programu FEMAG pro analytický a optimalizované modely	51
Tab. 9 Změna rozměrů geometrie u optimalizovaného modelu	54
Tab. 10 Závislost momentu a indukovaného napětí na velikosti β pro optimalizovaný model.....	57
Tab. 11 Naměřené hodnoty z prototypu	60
Tab. 12 Porovnání hodnot momentu a napětí pro analytický model a prototyp.....	61
Tab. 13 Hodnoty naměřeného a vypočteného momentu pro zadaný proud	61

1 Úvod

Cílem této práce je analyticky navrhnout, vytvořit model Spoke motoru s permanentními magnety v rotoru a provést výpočet jeho parametrů metodou konečných prvků. Na tomto principu výpočtu funguje program FEMAG, který bude pro tyto výpočty použit. Dalším krokem je pomocí optimalizačního algoritmu umělé inteligence provést optimalizaci navrženého modelu a získat co nejlepší provozní charakteristiky, účinnost a minimální ztráty. Se správným návrhem stroje je spojena jeho výsledná cena, výkon, velikost a mnoho dalších parametrů, které musejí být při návrhu uvažovány. Po analytickém výpočtu a optimalizaci stroje se vybere nejlepší model a vyrobí se prototyp. Kontrola správnosti analytického výpočtu a optimalizačního algoritmu se ověří pomocí reálných hodnot změřených na prototypu motoru. Porovnáním hodnot zjistím, jak velkým rozdílem se analytický model a simulovaný model v programu FEMAG liší od změřených hodnot.

První část se skládá z několika oblastí, které jsou věnované teoretické rešerši daného problému. Na začátku mé práce je vysvětleno co je Spoke motor, jak vypadá jeho konstrukce a na jakých principech funguje (včetně jeho výhod a nevýhod). V této části je také motor popsán pomocí obecné teorie elektrického stroje a příslušných rovnic. Využití a vliv reluktančního momentu je vysvětlen také fázovým diagramem. Další oblastí je rozdělení optimalizačních algoritmů a jejich různé principy vyhledávání nejlepšího řešení. Jsou zde popsány tři optimalizační algoritmy, které lze pro mnou řešenou problematiku využít. Je to Genetický algoritmus, Mravenčí algoritmus a SOMA (Samo organizující se migrační algoritmus). Poslední oblast se bude věnovat analytickému návrhu. Bude se jednat o návrh Spoke motoru pro zadané parametry. Analytický výpočet a především tvorba modelu je činnost časově náročná. Existuje mnoho variant, které musí být do geometrie modelu zahrnuty a uvažovány. Jde například o tvar použité drážky, tvar zubů, počet pólpárů, materiál a tvar permanentních magnetů, materiál plechů statoru a rotoru, atd. Všechny tyto věci mají velký vliv na výsledné vlastnosti navrženého motoru. Změnou jednotlivých parametrů velmi výrazně měníme vlastnosti motoru a můžeme získat množství různých výsledků, které jsou vhodné pro různé aplikace. Prací vývojáře je poté vybrat tu nejvhodnější možnost pro zadanou aplikaci a požadavky zákazníka.

Další část obsahuje samotný analytický výpočet. Po vypočtení potřebných rozměrů je vytvořena geometrie motoru. Množství parametrů, které geometrii ovlivňují, včetně jejich

postupných úprav z důvodu mechanických vlastností nebo ceny výsledného motoru, uvádím v tabulce a vizuální rozložení parametrů v obrázku. Výpočet a tvorba Spoke motoru s permanentními magnety v rotoru je provedena v programu FEMAG. Po výpočtu modelu porovnám vypočtené s požadovanými hodnotami. Následně pomocí vybraného optimalizačního algoritmu provedu optimalizace motoru. Optimalizace bude zaměřena na nalezení co nejvyšší účinnosti stroje. Velkou výhodou optimalizačních algoritmů je jejich rychlost a efektivita při řešení daného úkolu. Je nutné ale zvolit správný algoritmus. Špatná volba může zapříčinit uvíznutí optimalizace v lokálním minimu a nepovede se naleznout nejlepší možné řešení. S nově získanými hodnotami opět provedeme přepočty a zjistíme, jestli tyto změny vedly opravdu ke zlepšení provozních charakteristik.

Poslední část je zaměřena na porovnání výsledků získaných pomocí analytického výpočtu a výsledků získaných z optimalizovaného modelu s prototypem. Vyrobení a měření na prototypu bylo provedeno ve spolupráci s firmou Baumüller. V závěru budou vysvětleny možné rozdíly a následné postupy jak přiblížit model motoru reálným hodnotám.

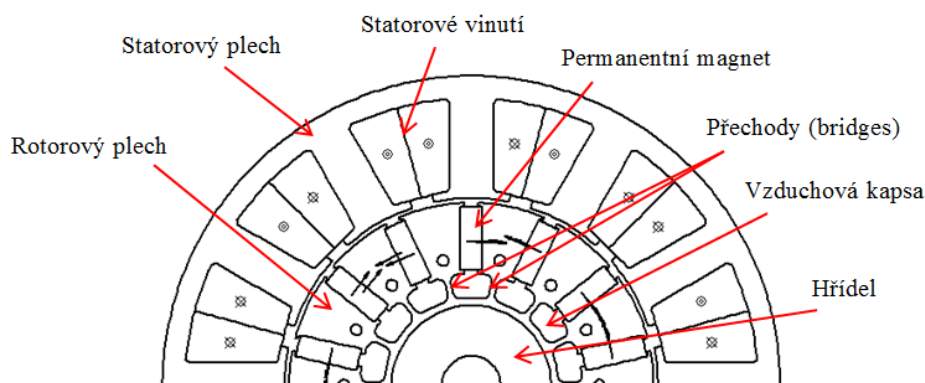
2 Teoretická řešení

Tato část je zaměřena na teoretický úvod. Budu se zde věnovat vysvětlení co je Spoke motor, na jakých principech je založen a jak je konstruován. Následuje popis a rozdělení optimalizačních algoritmů a jejich vhodnost pro řešení zvoleného problému. V poslední části uvedu postup při analytickém návrhu stroje s PM.

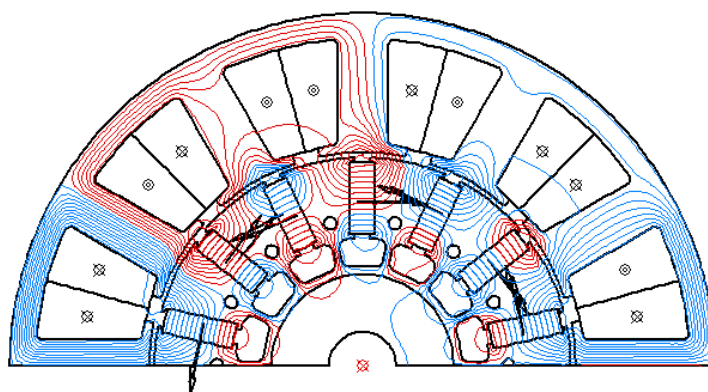
2.1 Spoke motor

V dnešní době jsou motory s permanentními magnety široce využívány především v průmyslové automatizaci pro jejich vysokou účinnost a výkon. Mezi tyto motory patří i Spoke motor. Jedná se synchronní typ motoru, který lze použít ve velkém rozsahu rychlostí [9][22][23]. Tento motor má klasický stator s vinutím jako u synchronních a asynchronních motorů. Skládá se z plechů určených pro elektrotechniku. V drážkách motoru nalezneme vinutí. Tvar plechu bývá povětšinou vyřezán pomocí laseru. Při sériové výrobě a velkém počtu plechů se plechy razí pomocí razidla. Pro výrobu prototypu se používá vyřezání pomocí laseru. Poté jsou jednotlivé plechy sestaveny k sobě a vytváří statorový paket potřebné délky. Rotor je specifický vloženými permanentními magnety uvnitř. Poloha magnetů a úhel, jež mezi sebou svírají, velmi ovlivňuje výsledný magnetický tok. V těchto motorech jsou

magnety v tangenciálním směru, a proto je dosaženo soustředění většiny magnetického toku do statoru. Tím dosahuje motor vysoké účinnosti a výkonu pro velmi malé rozměry. Na následujícím Obr. 1 je vidět konstrukce Spoke motoru a magnetické siločáry vycházející z permanentního magnetu, které se uzavírají převážně přes stator. V simulaci bylo zadáno (pro lepší znázornění uzavírání toku přes stator) vykreslení 20 siločarami. Jak je vidět na Obr. 2, přes stator se uzavírá převážná část siločár. Naopak v rotoru se uzavírá jen malá část siločár. Je to zapříčiněno již zmíněnou orientací použitých permanentních magnetů. Vývojář tedy musí dobře navrhnout geometrii rotoru, aby v nejlepším případě všechny magnetické siločáry jdoucí z magnetu, byly uzavřeny přes statorový plech a žádné se neuzavíraly přes rotor. Proto můžeme na obrázcích vidět pod magnety vloženou vzduchovou kapsu [19]. S hřídelí je motor spojen pouze tenkými přechody tzv. „bridges“. Tím se snažíme co nejvíce eliminovat uzavírání toku přes rotor. Vidím zde omezení z mechanického hlediska, kdy musí mít přechody minimální tloušťku, která odolá silám přenášeným přes hřídel. Proto je zde vždy určitá část siločár, které se přes tyto přechody uzavírají. Jednou z možností, jak se tomuto uzavírání siločár v rotoru vyhnout, je použití nemagnetické hřídele, která je přímo s rotorem spojena pomocí přechodů. Tyto přechody jsou vhodně tvarově vyrobeny a celá hřídel i přechody jsou z jednoho kusu materiálu. Rotorové plechy se postupně nasazují na tuto hřídel. Tím nastane situace, že siločáry se přes tyto přechody nemohou uzavřít a jdou cestou nejmenšího odporu přes stator. Na druhou stranu výroba takto speciálně tvarované hřídele je velice náročná a roste i výsledná cena. Pro velké stroje tento způsob výroby není vhodný jednak z důvodů ceny motoru a také z výrobního hlediska, kdy manipulace a sestavování rotoru by bylo velmi obtížné. U malých strojů záleží na získaném výkonu a vlastnostech motoru při použití této speciální hřídele a především na aplikaci, kde bude motor použit a ochotě zákazníka zaplatit vyšší cenu za motor. Ve většině případů je upřednostněna cena motoru a následně použita normální hřídel.

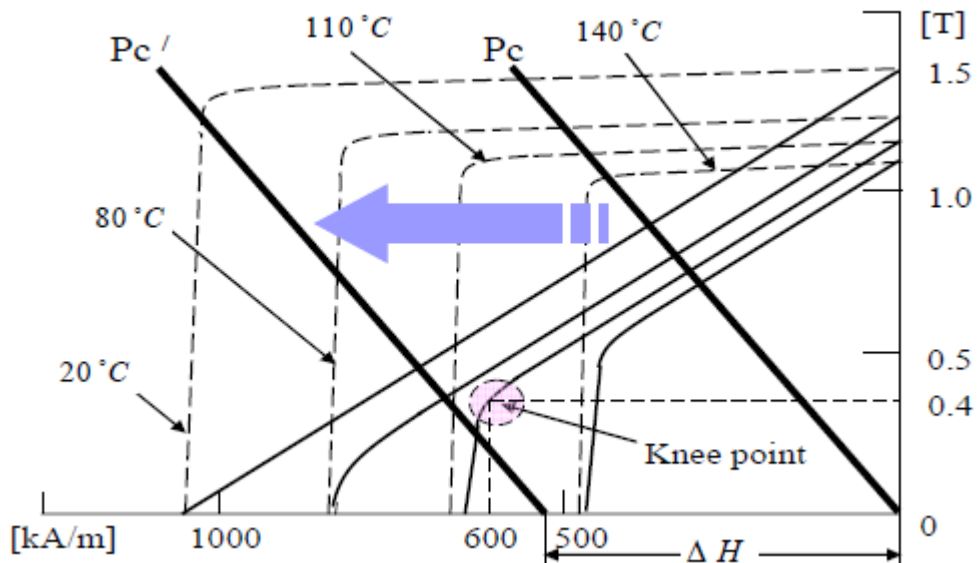


Obr. 1 Provedení Spoke motoru



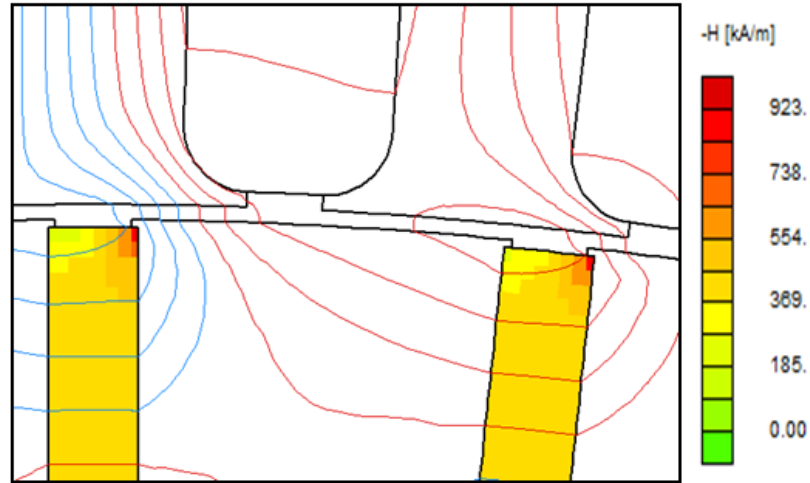
Obr. 2 Rozložení siločar ve Spoke motoru

Jednou z hlavních nevýhod Spoke motoru je zvýšení cogging momentu při nulovém proudu a zvlnění momentu. Příčinu nalezneme ve změně velikosti vzduchové mezery při otáčení rotoru, kdy při určitých pozicích nastane situace, kdy část siločar jde přes menší vzduchovou mezeru než zbytek siločar [18]. To může mít za následek zvýšení hlučnosti a vibrací. Čím je vzduchová mezeru mezi statorem a rotorem větší, tím klesá velikost indukovaného napětí a momentu. Z důvodu zvlnění momentu se musí brát pro výsledný moment střední hodnota. Tento problém má významný vliv na permanentní magnety. Při takto proměnném magnetickém poli při napájení vysokými proudy může docházet k demagnetizaci magnetů. Demagnetizační křivky pro jednotlivé permanentní magnety je možno nalézt v datasheetech výrobců. Jedná se o závislost intenzity magnetického pole na magnetické indukci při různých teplotách. Jedna z těchto křivek je na Obr. 3. Na tomto obrázku je znázorněn takzvaný „knee point“ - když se dostaneme za tento bod, dochází k demagnetizaci magnetu a k nevratným změnám. Z obrázku je patrná důležitost teploty, za jaké je stroj v provozu. Při teplotě magnetu 140°C se výrazně posouvá „knee point“ doprava. Tím klesá u magnetu jeho odolnost vůči demagnetizaci již při mnohem menších prouděch. Je proto velmi důležité dobře navrhnout stroj, aby byla teplota magnetů co nejmenší. Případně použít aktivní chlazení.



Obr. 3 Demagnetizační křivky pro permanentní magnet v závislosti na teplotě

Demagnetizace magnetů se projevuje nejdříve v rozích, kde magnety „trpí“ nejvíce. Ukázka demagnetizace je na Obr. 4. Při simulaci model nevyhovoval požadavkům demagnetizace a pracovní oblast se nacházela za „knee pointem“. Pomocí programu FEMAG byla zobrazena nejvíce zasažená oblast - rohy magnetů. Demagnetizovaná oblast je vyznačena červenou barvou. Tato změna je nevratná a výrazně snižuje výkon stroje. Výměna magnetů je velmi drahá záležitost, protože poškozené magnety musí být vyměněny za nové. Možnost jak se tomuto problému vyvarovat, je správná optimalizace pro požadovaný výkon. Jde především o tvarovou optimalizaci, kdy se snažíme naleznout optimální tvar magnetu. Touto optimalizací můžeme velmi výrazně snížit nejen cogging, ale i zvlnění momentu. Bohužel demagnetizace je problém, který se neřeší snadno a pouze tvarovou optimalizací je obtížně odstranitelný. Při nevhodně zvolených parametrech a špatně navržené geometrii může dojít k tomu, že motor nedosáhne ani jmenovitého výkonu a magnety jsou již demagnetizované.



Obr. 4 Ukázka působení demagnetizace na magnety

Stejně jako ostatní elektrické stroje i Spoke motor lze popsat pomocí teorie obecného elektrického stroje. Díky této teorii lze shrnout principy a rovnice všech elektrických strojů na společný základ a zjednodušit tak výklad a pochopení těchto elektrických strojů za použití transformace z trojfázového napájení do dvoufázového d-q. Při použití této teorie stroj bereme jako celek skládající se z pohyblivých a nepohyblivých vzájemně magneticky vázaných částí. Velkou výhodou je, že formulace rovnic lze použít jak pro ustálené stavy, tak i pro přechodové. Pro použití této obecné teorie se používá řada zjednodušení jako například – vinutí stroje je rovnoměrně rozloženo po obvodu nebo zanedbání magnetického sycení. V případě Spoke motoru je d-osa pohyblivou osou a otáčí se rychlostí ω . Jelikož v tomto případě tvoří pohyblivou část rotor, je do d-osy položen magnet a q-osa představuje satorové vinutí, které je elektricky otočeno o 90° . Spoke motor může potom být zobrazen pomocí fázorového diagramu, který je na Obr. 5. Pro zjednodušení uvažujeme odpor satorového vinutí zanedbatelný $R_s=0\Omega$. Fázorový diagram je vytvořený na základě diferenciálních rovnic obecného elektrického stroje. Rovnice pro napětí, proudy a celkový moment jsou napsány níže. Celkový moment stroje se skládá ze dvou složek. První z nich je synchronní a druhá je reluktanční. Rovnice jsou napsány pro ustálený stav, kdy jsou všechny časové derivace $\frac{d\psi}{dt} = 0$.

$$i_d = \sqrt{2} * I_n * \sin\beta \quad (2.1)$$

$$i_q = \sqrt{2} * I_n * \cos\beta \quad (2.2)$$

$$\psi_d = L_d * i_d + \psi_m \quad (2.3)$$

$$\psi_q = L_q * i_q \quad (2.4)$$

$$u_d = R_s * i_d - \omega \psi_q \quad (2.5)$$

$$u_q = R_s * i_q + \omega \psi_d \quad (2.6)$$

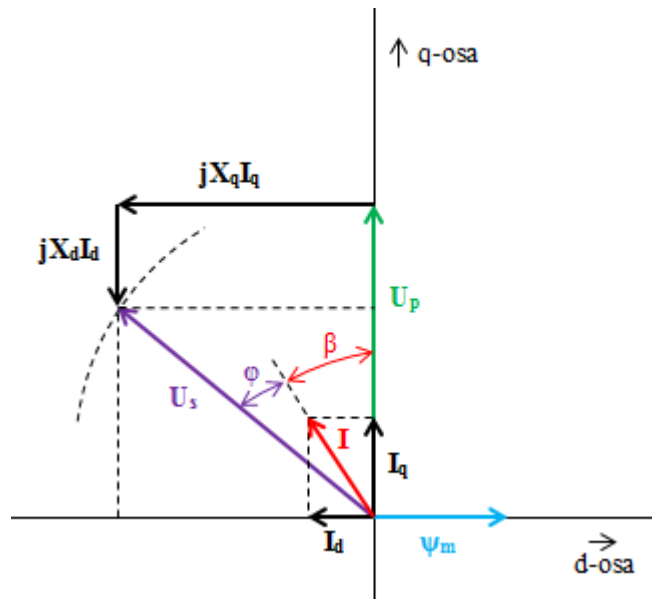
$$M = \frac{1}{2} * m * p * (\psi_d * i_q - \psi_q * i_d) \quad (2.7)$$

Ve vzorci (2.7) je m počet fází a p počet pólových dvojic. Pro lepší názornost vlivu reluktančního momentu upravíme rovnici momentu (2.7) dosazením sprážených magnetických toků z rovnic (2.3) a (2.4). Dostaneme následující tvar rovnice.

$$\begin{aligned} M &= \frac{m * p}{2} * ((L_d * i_d + \psi_m) * i_q - (L_q * i_q) * i_d) \\ &= \frac{m * p}{2} * (\psi_m * i_q + i_q * i_d * (L_d - L_q)) \end{aligned} \quad (2.8)$$

V případě, že se $L_q = L_d$, je reluktanční moment roven nule. Když nastane případ, že $L_q < L_d$, potom je reluktanční moment pozitivní. To znamená, že se reluktanční moment přičítá k elektromagnetickému, jak je vidět ve vzorci (2.8). U reluktančních strojů se tento moment využívá k zvýšení momentu. Naopak u synchronních strojů s permanentními magnety na rotoru se volí případ, kdy $L_q = L_d$ a tím se eliminuje zvlnění a zlepšuje účinnost stroje.

Fázorový diagram na Obr. 5 je sestaven pro elektrický úhel $\beta = -20^\circ$. Tento úhel je mezi proudem I_q a jmenovitým proudem I . Úhel představuje oblast odbuzení stroje d-složkou toku. Zatěžovací úhel motoru se vypočítá jako $\delta = \beta + \varphi$. Při zvolení úhlu $\beta = 0^\circ$ jde o případ, kdy je reluktanční moment nulový a výsledný moment je tvořen pouze složkou synchronní [20]. U reluktančních motorů je velmi důležité správné řízení úhlem β . Do určité velikosti nám úhel pomáhá zvyšovat moment stroje. Avšak po překročení určité velikosti začíná statorový tok působit proti toku magnetů a výrazně klesá moment stroje. Při zvolení úhlu $\beta = -90^\circ$ je celkový moment nulový. Veškerý statorový tok působí proti toku magnetů. V q-ose proto není žádný tok a tím neexistuje žádný moment.



Obr. 5 Fázorový diagram Spoke motoru

2.2 Dělení optimalizačních algoritmů

Pro co nejlepší návrh modelu motoru z různých hledisek, ať už je to co nejlepší účinnost, výkon nebo rozměry, je třeba navržený model optimalizovat. Pro tento problém je nejlepší použít optimalizační algoritmy, které jsou vhodným nástrojem pro řešení daného problému. V poslední době se objevila řada velmi účinných a efektivních. Řešení pomocí algoritmů je velmi efektivní a elegantní. Pomocí nich velmi zkrátíme dobu hledání a na rozdíl od změny parametrů modelu člověkem je nalezen ten nejlepší model v rozumně dlouhé době. Jedním z úskalí je volba vhodného optimalizačního algoritmu. Při špatné volbě se může stávat, že nenalezneme nejlepší model, ale pouze lokální minimum, které bude algoritmus považovat za nejlepší řešení. Nebo naopak nalezení zabere tolik času, což je ve většině případů nežádoucí, že je použití spíše na škodu. Proto ne všechny metody jsou vhodné pro řešení stejné úlohy. V oblasti optimalizace dokonce existuje teorém, který tvrdí, že neexistuje univerzální algoritmus pro řešení jakéhokoliv problému, ale že pro každou úlohu se hodí různé algoritmy.

Jedno z možných dělení optimalizačních algoritmů je v knize [2] a je následující:

- Enumerativní
- Deterministické
- Stochastické

- Smíšené

Enumerativní

Funguje na principu, že generuje všechna možná řešení daného problému a z nich vybírá to nejlepší. Je vhodný pro problémy, které mají malé množství hodnot. Zřejmou nevýhodou algoritmu je jeho obrovská časová náročnost, která je nežádoucí.

Deterministické

Tyto algoritmy jsou založeny na základech metod klasické matematiky. Dávají efektivní výsledky pouze za podmínky, že jsou předem známe předběžné předpoklady. Tyto předpoklady jsou potřebné k úspěšnému vyřešení a nesou sebou tuto informaci:

- zda je problém konvexní nebo lineární
- jestli je prohledávaný prostor souvislý, malý
- má-li mezi parametry účelová funkce pouze jeden extrém
- problém je definován v analytickém tvaru

Při dodržení těchto předpokladů dostáváme jediné řešení. Mezi tyto algoritmy můžeme zařadit například Hladový algoritmus (Greedy), horolezecký (Hill Climbing), Depth First a další.

Stochastické

Základ těchto algoritmů je založen na náhodě. Tyto algoritmy neprohledávají celý prostor, ale pouze jeho podmnožinu. Je tedy zřejmé, že výsledek je nejlepší řešení v dané prohledávané podmnožině. Z použití náhodného hledání vyplývá, že každé spuštění může vrátit jiný výsledek. Proto se tento algoritmus používá spíše jako hrubý odhad ideálního řešení. Nevýhodou je jejich časová náročnost (jsou pomalé). Prohledávaný prostor musí být malý a musí v něm být řešení. Tuto skupinu reprezentují například Stochastický horolezecký algoritmus, Monte Carlo nebo Random Seachar – Walk a další.

Smíšené

V těchto algoritmech je zahrnuta směs metod předchozích dvou (deterministické a stochastické). Vzájemnou kombinací se docílilo vysoké účinnosti a efektivnosti. Většinové

zastoupení tvoří skupina evolučních algoritmů. Tyto algoritmy se většinou vyznačují robustností - velmi často naleznou kvalitní řešení reprezentováno globálními extrémy, jsou efektivní a výkonné. Jsou odlišné od čistě stochastických metod kvůli přítomnosti deterministických postupů. Mají minimální, nebo žádné požadavky na předběžné informace. Nepotřebují analytický popis problému a jsou schopny nalézt více řešení během jednoho spuštění. Do těchto algoritmů patří Mravenčí kolonie (Ant colony), Genetický (Genetic), Samo organizující se migrační algoritmus (SOMA), Matematické programování, Metody imunitního systému a další.

Jak bylo popsáno v předchozím dělení, je možné stručně konstatovat následující vlastnosti:

- Enumerativní a stochastická optimalizace se nehodí pro problémy, kde se prohledává velký prostor možných řešení.
- Deterministická optimalizace pracuje dobře s problémy, kde není prostor možných řešení příliš rozsáhlý.
- Smíšená optimalizace je vhodná pro problémy, kde nejsou kladená žádná omezení na velikost prostoru možných řešení.

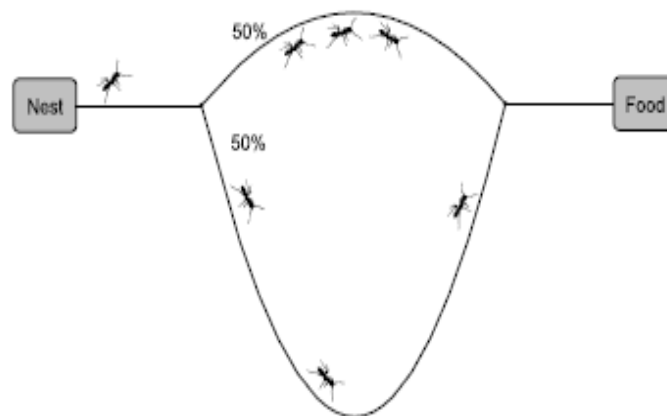
2.2.1 Optimalizační metody

Čím více parametrů má popisovaná geometrie motoru, tím exponenciálně narůstá náročnost hledání optima, protože kombinace parametrů jsou stále složitější. Návrhář není schopen v dostatečně krátkém čase propočítat všechny možné kombinace a vybrat z nich nejvhodnější. Algoritmy umělé inteligence mají výhodu v tom, že na základě heuristických pravidel propočítávají jenom ty důležité kombinace parametrů vedoucích k optimálnímu řešení [11][17]. Mnoho těchto algoritmů je inspirováno živou přírodou, jako je chování mravenčích kolonií při hledání potravy (Ant Colony), nebo odvození pravidel od evolučního vývoje lidí (Genetický algoritmus), nebo vzájemné soutěžení parametrů ve skupinách (SOMA) a mnoho dalších.

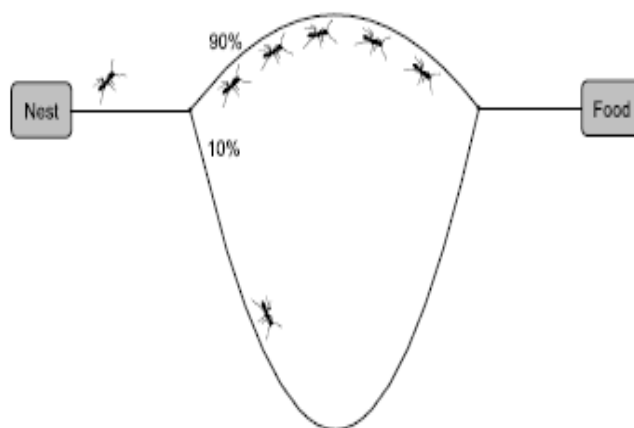
Když si vezmeme časovou náročnost návrhu celého stroje a jeho následovnou optimalizaci, kde jde o opakovanou změnu parametrů a výpočet, je umělá inteligence vhodným nástrojem pro návrháře a ušetření jeho času.

Mravenčí kolonie (Ant Colony)

Základy mravenčích algoritmů navrhl Marco Dorigo v roce 1992. Navrhl je na základě pozorování mravenčích kolonií a jejich chování při shromažďování potravy. Základní formou mravenčích algoritmů je tzv. ant systém (Ant System). Je to metaheuristický algoritmus, který přímo vychází z pozorování chování mravenčích při hledání a sběru potravy. Oni vykazují schopnost najít velmi efektivní cesty mezi hnízdem a zdroji potravy. Hledání nejlepší cesty je u mravenců založeno na nepřímé komunikaci formou tzv. stigmergie. Stigmergie je komunikace mezi jedním mravencem pomocí modifikace prostředí, ve kterém se vyskytuje. Změna prostředí (např. formou chemické značky, feromonu) způsobená jedním mravencem ovlivňuje chování a akce ostatních mravenců, kteří na značku narazí. Mravenci pátrající po potravě se nahodile pohybují v okolí mraveniště. Jakmile naleznou potravu, vrací se stejnou cestou, jakou k potravě dospěli a cestu značí feromonem. Ostatní mravenčí pátrači, kteří narazí na feromonovou stopu, se po ní vydají spíše, než aby pokračovali v průzkumu mraveniště. Čím více mravenců se pohybuje mezi zdrojem potravy a mraveništěm, tím silnější je feromonová stopa a tím větší je pravděpodobnost, že přitáhne další mravence (tím atraktivnější je pro ostatní mravence). Toto chování je na následujících obrázcích.



Obr. 6 Náhodný výběr trasy mravenců



Obr. 7 Výběr trasy závislé na množství feromonu

Umělí mravenci se v ant colony optimization (ACO) pohybují po neorientovaném ohodnoceném grafu, který symbolizuje daný optimalizační problém. Možné cesty mravenců v grafu jsou možnými řešeními optimalizované úlohy. Umělí mravenci v každé iteraci paralelně procházejí graf a hledají různá řešení úlohy. Váha každé hrany grafu odpovídá množství feromonu, který na ni byl nanesen, a preferenci, se kterou se po ní mravenci vydají. Do algoritmu je pro zvýšení robustnosti zakomponováno i postupné vypařování feromonů, aby nepoužívané hrany mravence příliš „nelákaly“. Váhy hran se po každé iteraci aktualizují podle počtu průchodů danou hranou v závislosti na kvalitě řešení (zdroje), ke kterému daná cesta mravence vedla. ACO má mnoho modifikací pro různé optimalizační úlohy, které se především liší v množství ukládání feromonu a jeho vypařováním. Poprvé byl testován na problému obchodního cestujícího a nalezení nejkratší cesty. Dnes jsou používány pro řadu problémů a jejich velkou předností je jejich rychlost řešení.[1][2][3]

Genetický algoritmus (Genetic Algorithm, GA)

Genetický algoritmus vznikl v 60 letech 20. století. Základní myšlenkou těchto algoritmů vychází z Darwinovy teorie o vývoji druhů. Jsou založeny na principech genetiky a mechanismech přirozeného výběru. Na rozdíl od matematických optimalizačních metod jsou genetické algoritmy velmi jednoduché. Genetické algoritmy jsou popsány těmito základními částmi:

- chromozóm
- gen

- populace
- fitness hodnota

Chromozóm je řetězec informací, který v sobě nese vlastnosti a chování každého jedince. Jde většinou o řetězec nul a jedniček, kterým je zakódována pozice jedince v prostoru možných řešení. Mohou být použity pro kódování i třeba vektor nebo křivka. Gen je nejmenší částí chromozómu, která je dále při aplikaci algoritmů nedělitelná. Populace se nazývá skupina jedinců popsaných svými chromozómy v rámci jedné generace. Fitness hodnota je číselné vyjádření každého jedince. Jde většinou o reálné číslo, které je v rozsahu od 0 do 1. Pro každý řešený problém je potřeba sestavit fitness funkci, která bere jako svůj výsledek požadovanou číselnou hodnotu.

Genetické algoritmy používají tři základní operace. Jsou to selekce, křížení a mutace. Tyto operace se vždy v dané generaci používají nad celou populací a výsledkem je nová generace. Tento proces se opakuje do doby, než se v nově vytvořené generaci vyskytne jeden, nebo více jedinců s požadovanými vlastnostmi.

Selekce je první krok, který slouží k výběru jedinců z populace, kteří se mohou stát rodiči. Má několik způsobů provedení. Jednou z prvních používaných metod byla ruleta. Každý jedinec dostane na pomyslné ruletě takový podíl, jaký odpovídá jeho fitness hodnotě. Je možno metodu zapsat matematicky a zní zjistit pravděpodobnost, s jakou bude jedinec vybrán. Další je turnajová metoda, která vybírá vždy náhodně skupinu jedinců z populace. Musí mít minimálně dva jedince, ale může jich mít mnohem více. Vítězem turnaje ve skupině se stává jedinec s nejvyšší fitness hodnotou. Náhodný výběr je nejjednodušší metoda, která nijak nezohledňuje kvality jedinců. Jako rodiče jsou náhodně vybíráni jedinci z celé populace. Poslední metodou je metoda ořezávání, kde se všichni jedinci seřadí podle své fitness hodnoty. Tuto řadu pak podle libovolně zvoleného parametru rozdělíme na dvě části. Z poloviny, která má nižší fitness hodnotu, nebude možné rodiče vybírat vůbec, a z druhé části můžeme vybírat rodiče podle náhodného nebo deterministického pravidla.

Křížení je operace, která navazuje na selekci. Stejně jako v přírodě, rodiče si vymění části svého genetického kódu. Nejjednodušší metoda je jednobodové křížení, kdy se náhodně zvolí bod v chromozómu. Tato hranice rozdělí chromozom na dvě části. Tyto dvě části se mezi potomky vymění. Nastává volba, zda si necháme do další generace oba nové jedince, nebo si náhodně vybereme jen jednoho z nich. Je možnost používat i vícebodové křížení, kdy kód potomka vznikl z více než dvou rodičů.

Mutace je poslední operací genetického algoritmu. U každého jedince z nové generace procházíme celý chromozóm a s velmi malou pravděpodobností měníme hodnoty některých genů z 0 na 1 a obráceně. Význam mutace je v tom, že se může v dané generaci objevit vlastnost, kterou dosud žádný jedinec neměl a nemohl ji tedy předat potomkům.

Činnost genetického algoritmu teda můžeme popsat následovně:

- Inicializace – stanovení velikosti populace a náhodné vygenerování chromozómů pro všechny jedince (vytvoření 1. generace a stanovení všem jejich fitness hodnotu)
- Selektce
- Křížení
- Mutace
- Vyhodnocení – nově vzniklé generace (pokud vznikl jedinec s požadovanými vlastnostmi, algoritmus končí)
- Náhrada – stávající generace je nahrazena nově vygenerovanou
- Pokračování – od bodu 2

Samo organizující se migrační algoritmus (SOMA)

Tento optimalizační algoritmus známý pod zkratkou SOMA je založen na geometrickém principu. Metoda vznikla v roce 1999 a jejím autorem je Ivan Zelinka z univerzity Tomáše Bati ve Zlíně. Je to jeden z evolučních algoritmů pracujících s populací jedinců, kde se prostředí prohledává migrací. Je založena na principech, které lze odpozorovat v přírodě, kde inteligentní jedinci kooperují na řešení společného problému. Příklady tohoto chování lze nalézt například u mravenců, včel, predátorů hledajících ve smečce potravu apod. Algoritmy, které se snaží nalézt globální extrém účelové funkce, lze rozdělit do několika strategií. Jsou to následující:

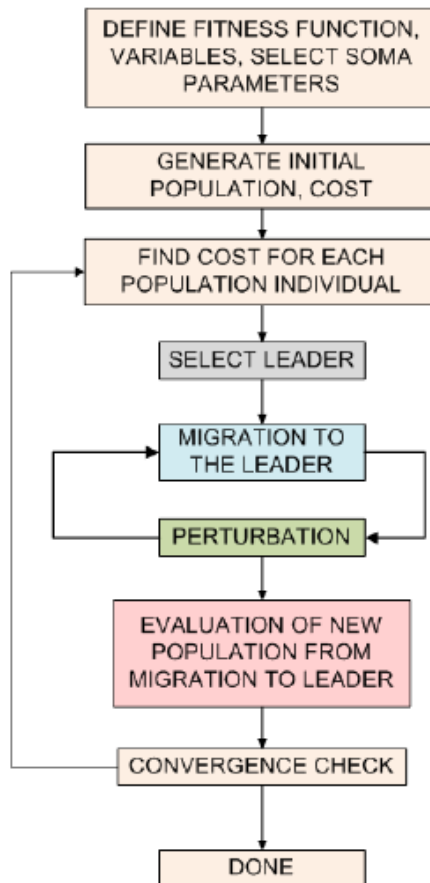
- AllToOne – všichni k jednomu
- AllToAll – všichni ke všem
- AllToAllAdaptive – všichni ke všem přizpůsobivě
- AllToOneRand – všichni ke všem náhodně
- Clusters – svazky

Pro strategii AllToOne je typické, že je založena na migraci populace k leadrovi mimo něj samotného. AllToAll - u tohoto typu hledání globálního extrému neexistuje leader. Migrace probíhá tak, že jedinci putují stejným způsobem jako v prvním případě s rozdílem, že se aktuální jedinec vrací na místo, kde byl nalezen extrém, až po všech proběhlých migracích. Jak je zřejmé, je tato metoda výpočetně a časově náročnější. Na druhou stranu je zde vyšší pravděpodobnost nalezení globálního extrému. Je to způsobeno tím, že během migrace jedince prohledává větší část prostoru možných řešení. Strategie AllToAllAdaptive je podobná AllToAll s tím rozdílem, že aktuální jedinec se nevrací na pozici, kde byl nalezen extrém. Ale vrací se hned po dokončení aktuální migrace. Z této pozice se provádí další kolo migrace. Předposlední strategie je opět podobná první, ale leader je vybírán náhodně z populace. Pro každé kolo migrace, nikoliv však pro všechny migrace. Výběr leadera můžeme provádět stejně jako u genetických algoritmů. Clusters je založen na tom, že jedinci se účastní migračního procesu rozdělení do tzv. svazků. Všichni jedinci jsou testováni, do jakého svazku patří a potom v každém svazku probíhá SOMA. Při pohybu jedinců se mohou svazky spojovat nebo rozpojovat.

Popis metody SOMA AllToOne je založena na chování nejchytřejších jedinců při řešení společného problému. Tato strategie se dá jednoduše demonstrovat na tomto elementárním příkladu. Jednotlivé kroky rozdělíme do fází, které jsou popisem procesu.

První fáze je poznávání. Kdy celá populace je tvořena jedinci, kteří mají informace o daném problému. Ve druhé fázi si jedinci na své cestě (migraci) k určitým informacím vyměňují své získané informace o daném problému. Tato fáze se nazývá spolupráce. Třetí fáze je soutěžení, kdy se jedinci snaží nalézt nejlepší řešení problému. Jak si informace sdělují, tak zjistí, že nějaký jedinec našel vhodnější cestu než oni. Ostatní jedinci se tedy vydají v rámci soutěžení k vedoucímu jedinci. Cestou se snaží zjistit, jestli po cestě nenajdou ještě lepší řešení. Pokud se jim to nepodaří, cesta k optimálnímu bodu se posiluje. Pokud naopak naleznou lepší řešení problému, opět si ostatní jedinci sdělí tuto informaci a soutěžení pokračuje.[1]

Na následujícím obrázku Obr. 8 je princip SOMA – AllToOne.



Obr. 8 Princip funkce SOMA- AllToOne [8]

2.3 Analytický návrh stroje s PM

Při návrhu elektrického stroje s permanentními magnety (PM) je možno volit mnoho různých přístupů, jak postupovat. Jedním z nich je například oblast věnovaná návrhu, kde nezáleží na vnějších rozměrech. Tento návrh může být proveden pomocí analytických vztahů se zadanými vstupními parametry. Tyto parametry jsou například výkon, napětí, otáčky, frekvence, moment a atd. Tento typ návrhu se dá aplikovat u většiny strojů.

Další oblast návrhu může být zaměřena na určité požadované rozměry stroje. Může to být třeba požadavek výkonu a účinnosti při předem známém objemu stroje. Tento způsob návrhu, kdy jsou fixní vnější parametry, je možno dosáhnout lepší účinnosti, výkonu a snížení oteplení při zachování vnějších parametrů. V mém případě se bude jednat o první případ, kdy pomocí analytických vztahů vypočtu parametry stroje a pomocí optimalizačních metod se budu snažit docílit co nejlepších parametrů.

Pro návrh stroje s co největší možnou účinností jde především o snahu snížit ztráty na minimum. Jak je vidět ve vzorci (2.9), účinnost se vypočte jako mechanický výkon na hřídeli podělený součtem mechanického výkonu a celkových ztrát stroje.

$$\eta = \frac{P_{mech}}{P_{mech} + P_z} \quad (2.9)$$

Ze vzorce (2.9) je názorně vidět, že pro získání co nejvyšší účinnosti je potřeba snížit ztráty v nejlepší případě na nulu. Takového případu ovšem nelze dosáhnout, protože ztráty ve stroji vždy budou. Ztráty P_z se skládají ze tří částí. Ve vzorci (2.10) jsou vidět jednotlivé části, ze kterých se celkové ztráty skládají [16].

$$P_z = P_{Cu} + P_{hy} + P_{ed} \quad (2.10)$$

P_{Cu} jsou ztráty v mědi. Jsou to takzvané Joulovy ztráty ve vinutí. V mém případě pouze ve satorovém vinutí. Další ztráty jsou v železe. Tyto ztráty se dále dělí na ztráty hysterezní P_{hy} a ztráty vířivými proudy P_{ed} . K těmto ztrátám lze ještě připočítat mechanické ztráty a přídavné ztráty. Do mechanických ztrát patří tření v ložiskách, tření kartáčů o komutátor a ztráty ventilační. Ztráty třením v ložiskách a komutátorové jsou u stroje pracujícího nějakou dobu v provozu a stálé teplotě konstantní a jsou závislé na rychlosti. U ztrát ventilačních je závislost na rychlosti vyšší o mocninu rychlosti otáčení rotoru. Ztráty přídavné jsou především způsobeny rozptylovými a pulzačními toky. Tyto ztráty jsou při konstantní rychlosti neměnné.

Ztráty v mědi v dané drážce satoru získáme dosazením hodnot do vzorců (2.11) a (2.12). A následně pro celé vinutí dostaneme ztráty ze vzorce (2.13).

$$J = \frac{I * N}{A} \quad (2.11)$$

$$P_{Cudrážky} = R * I^2 = J^2 * A * \rho * l_{závitu} \quad (2.12)$$

$$P_{Cu} = \sum_i P_{Cudrážky} \quad (2.13)$$

V předchozích vzorcích (2.11 – 2.13) je J proudová hustota v drážce, I je proud procházející vodiči drážky, N je počet závitů v drážce, A je plocha drážky, ρ je měrný odpor materiálu vinutí, $l_{závitu}$ je délka vinutí a i je počet drážek. Jak je ze vzorců patrné, tak ztráty ve vinutí jsou především ovlivněny velikostí proudu, počtem závitů a délkou vinutí.

Výpočet ztrát v železe je rozdělen na dvě části, jak už bylo vysvětleno. Hysterezní ztráty se vypočítají podle vzorce (2.14). Kde k_{hy} je hysterezní materiálová konstanta, B je magnetická indukce, f je napájecí frekvence a α je koeficient charakterizující daný druh materiálu (pohybuje se v rozmezí 1.6 až 2.0) [15].

$$P_{hy} = k_{hy} * B^\alpha * f \quad (2.14)$$

Ztráty vířivými proudy lze určit ze vztahu (2.15). Kde k_{ed} je materiálová konstanta pro daný materiál.

$$P_{ed} = k_{ed} * B^2 * f^2 \quad (2.15)$$

Jak je vidět ze vzorců (2.14) a (2.15), tak ztráty v železe jsou nejvíce ovlivněny frekvencí. Dokonce u vířivých ztrát je frekvence na druhou mocninu což znamená, že tyto ztráty jsou dominantní. Po úpravě vzorce (2.30) je jasně vidět, že na velikost frekvence mají vliv dvě hodnoty. Je to počet pólových dvojic a rychlost otáčení motoru. Logicky je potom snaha snížit ztráty pomocí menšího počtu pólových dvojic, protože motor se většinou navrhuje na určitou požadovanou rychlost otáčení. Tím ale může být ovlivněno zvlnění momentu. Proto se vždy navrhuje více variant s různým počtem pólů a drážek. Na základě požadavků se vybere nejlepší možná kombinace s ohledem na celkovou účinnost stroje i maximálních otáčkách stroje.

2.3.1 Návrh rozměrů rotoru na základě požadovaných vstupních parametrů

Na základě vstupních požadavků, jako jsou například moment, výkon, účinnost a velikost napájecího napětí, je možno vypočítat základní parametry stroje. Příkon je možné vypočítat jako závislost na požadované účinnosti η , jmenovitého výstupního výkonu P_N a účinníku stroje $\cos\varphi$ podle následujícího vztahu:

$$P_1 = \frac{P_N}{\eta} \quad (2.16)$$

Po upravení vzorce (2.16) a vypočtení výstupního výkonu můžeme vypočítat proud I .

$$I = \frac{P_N}{3 * U_f * \eta * \cos\varphi} \quad (2.17)$$

Tímto vztahem dostaneme jmenovitý proud stroje z fázové efektivní hodnoty napájecího napětí jedné fáze U_f .

Následuje výpočet geometrie stroje, kde jako první parametr vypočte vnitřní průměr statoru D_i . Vypočteme ho podle následujícího vzorce:

$$P_N = 0.5 * \pi^2 * k_w * B * A * D_i^2 * l * n \quad (2.18)$$

Ze zadaných hodnot magnetického B a lineární proudové hustoty A , hodnoty výkonu P_N , a velikosti otáček stroje n je možné vypočítat hodnotu součinu $D_i^2 * l$. Po úpravě je pak možné z poměru D_i/l jeden parametr volit a druhý dopočítat. Takže si bud zvolíme délku motoru nebo vnitřní průměr statoru. Podobně se dá řešit i dimenzování magnetů, kde se vychází ze vstupního koeficientu σ_p . Po následné úpravě rovnice je možné získat součin $D_i^2 * l$ v následující rovnici.

$$\sigma_p = \frac{P_N * \varepsilon}{D_i^2 * l * n} = 0.5 * \pi^2 * k_w * B * A * \cos\varphi \quad (2.19)$$

$$D_i^2 * l = \frac{P_N * \varepsilon}{\sigma_p * n} \quad (2.20)$$

Kde koeficient ε představuje, poměr mezi fázovou hodnotou indukovaného a napájecího napětí v závislosti na požadovaném vstupním výkonu P_N .

Lineární proudovou hustotu A si můžeme definovat jako proudovou hustotu kolem obvodu vzduchové mezery. Elektrické zatěžování, které určuje velikost ztrát ve vinutí a podílí se na tepelných poměrech ve stroji, známé též jako Joulovy ztráty, je omezujícím faktorem při návrhu stroje. Jsou dvě možnosti. První je, že se proudová hustota A zvolí a stroj se na zvolenou proudovou hustotu navrhne. Nebo je druhá možnost ověřením pomocí následujícího vztahu.

$$A = \frac{m * N * I}{D_g * \pi} \quad (2.21)$$

Kde parametr D_g je průměr kruhu umístěného uprostřed vzduchové mezery. Magnetické zatěžování je definováno jako střední hodnota magnetického toku rotoru. V drážkovaných statorech a rotorech je hodnota magnetické indukce jednoho pólu omezena na hodnotu 1.6T. Je to především kvůli magnetizačnímu proudu a ztrátám v železe. Magnetickou indukci vypočteme podle vztahu:

$$\phi = B * \frac{D_g * \pi * l}{2p} \quad (2.22)$$

Amplitudu magnetické indukce ve vzduchové mezeře B je možné odvodit na základě sycení v zubu B_t a poměrného čísla τ počítaného ze šířky zubu w_t ku drážkově rozteči τ_s . Typická hodnota τ je 0.5.

$$B_g = B_t * \tau = \frac{w_t}{\tau_s} B_t \quad (2.23)$$

Lze vypočítat velikost momentu M stroje z objemu rotoru V_r pomocí rovnice (2.24).

$$TVR = \frac{M}{\frac{D_g^2 * L * \pi}{4}} = k_w * A * B * \frac{\pi}{\sqrt{2}} \quad (2.24)$$

Hodnotu TRV (torque per volume) je možno získat z Tab. 1. Hodnota je úměrná součinu lineární proudové hustoty a magnetického zatěžování stroje. Například, $A = 20$ A/mm a $B = 0.5$ T bude hodnota TRV rovna 21kN/m³. Vztah (2.24) je za podmínek, kdy je činitel vinutí $k_w = 0.95$ možné upravit na základní poměr stroje a vypočítat pomocí následujícího vzorce.

$$TVR \cong A \times B \quad (2.25)$$

Tab. 1 Typické hodnoty TVR [4]

Class of machine	TRV (kNm/m ³)
Small totally – enclosed motors (ferrite magnets)	7 - 14
Totally – enclosed motors (sintered Rare Earth or NdFeB magnets)	14 - 42
Totally – enclosed motors (Bonded NdFeB magnets)	20
Integral – hp industrial motors	7 - 30
High – performance servomotors	15 - 50
Aerospace machines	30 - 70
Large liquid – cooled machine (e.g. turbine – generator)	100 - 200

2.3.2 Návrh použitých magnetů

Pro požadovaný počet pólů v obvodu vnitřního průměru statoru je dána pólová rozteč dle vztahu (2.26).

$$\tau_p = \frac{\pi * D_i}{2p} \quad (2.26)$$

Efektivní hodnota pólového krytí b_p je určena vztahem (2.20), kde $BetaM$ představuje poměrné využití plochy pólů, tzv pólové krytí.

$$b_p = BetaM * \tau_p \quad (2.27)$$

Objem magnetů je závislý na jmenovitém výkonu stroje P_N , napájecí frekvenci f , remanentní magnetické indukci B_r a koercitivní síle magnetu H_c .

$$V_m = C_v * \frac{P_N}{f * B_r * H_c} \quad (2.28)$$

Kde koeficient C_v může nabývat hodnot 0,54 - 3,1. Tento koeficient je možné vypočítat následujícím vzorcem.

$$C_v = \frac{2 * k_{ofc} * k_f * k_{ad} * (1 + \varepsilon)}{\pi^2 * \xi} \quad (2.29)$$

Kde je k_{ofc} činitel přetížitelnosti (over-load capacity factor), k_f tvarový činitel (form factor), k_{ad} činitel reakce kotvy v d-ose (armature reaction factor in d-axis) a ξ je koeficient využití (coefficient of utilization), který může nabývat hodnot 0.3 - 0.7. Výpočet faktorů uvedených v tomto odstavci včetně detailního popisu je uveden v [5][7].

Výška magnetu obdélníkového tvaru h_m je počítána z celkového objemu V_m , šířky magnetu b_p a délky rotoru l . V závislosti na segmentaci magnetů je pak délka l přepočítána na počet segmentů (magnetů) v axiální délce stroje. Obdélníkové magnety bývají většinou uloženy uvnitř rotoru.

$$h_m = \frac{V_m}{2 * p * b_p * l} \quad (2.30)$$

2.3.3 Návrh rozměrů statoru na základě požadovaných vstupních parametrů

Nejprve se podíváme na volbu počtu pólů $2p$ a počtu drážek Q . Tato volba nám velmi ovlivňuje výsledné hodnoty stroje. Jako je například výkon, účinnost, zvlnění moment atd. Základním parametrem pro správný výpočet počtu pólů je počet otáček za minutu n a napájecí frekvence f . Z těchto dvou zadaných parametrů jsme podle následujícího vztahu (2.16) schopni vypočítat počet pólových dvojic p .

$$n = \frac{60 * f}{p} \quad (2.31)$$

S volbou počtu pólů je velice úzce spojena volba počtu drážek statoru. Pro počet drážek je důležité, jaký typ vinutí je zvolen. Můžeme použít celočíselné vinutí $q \in N$ nebo zlomkové vinutí $q \notin N$. Do zlomkového vinutí patří rozložené nebo soustředné vinutí. Oba dva typy mohou být jednovrstvé nebo dvouvrstvé.

Vnější průměr statoru je možné vypočítat na základě poměru vnějšího průměru D_i (včetně vzduchové mezery) ku statoru D_o (split ratio) s_r . Split ratio může nabývat hodnot 0.3 – 0.6, jak lze nalézt v odborných publikacích. Z těchto skutečností může vypočítat vnější průměr statoru následujícím vzorcem:

$$s_r = \frac{D_i}{D_o} \quad (2.32)$$

Výška statorového jha h_{bi} je možné vypočítat na základě rovnice (2.33), kde B_g je magnetická indukce ve vzduchové mezeře. Většinou se volí v rozmezí 0.5 – 1T. B_{bi} je magnetická indukce jha stroje. D_i je vnitřní průměr statoru, respektive vnější průměr rotoru plus velikost vzduchové mezery a $2p$ počet pólů stroje. Póly zajistí, že všechny siločáry půjdou jhem statoru pro požadovanou magnetickou indukci.

$$h_{bi} = \frac{B_g * D_i * \pi}{2 * B_{bi} * 2p} \quad (2.33)$$

Výška zubu je získána z vnějšího průměru statoru D_o , vnitřního průměru statoru D_i a tloušťky jha h_{bi} podle následujícího vzorce.

$$h_t = \frac{D_o - D_i}{2} - h_{bi} \quad (2.34)$$

Šířku zubu lze potom vypočítat na základě požadovaného sycení magnetického obvodu naprázdno. Šířka zubu je závislá na počtu drážek Q a použitém magnetickém materiálu, ze kterého jsou vyrobeny statorové plechy. V případě mechanicky tvrdého materiálu plechů je délka rotoru a statoru stejná. Pokud bude uvažována laminace statorových plechů, je délka zubu menší, než je délka rotoru.

$$w_t = \frac{B_g * \tau_s * l}{B_t * l_t} = \frac{B_g * \pi * D_i * l}{B_t * l_t * Q} \quad (2.35)$$

Kde τ_s je drážkový krok. Objem použitého materiálu zubu statoru V_t a jha V_{bi} je možné vypočítat následujícími vzorci.

$$V_t = l \left(\frac{D_o - D_i}{2} - \frac{B_g * \pi * D_i}{2 * B_{bi} * 2p} \right) \frac{B_g * \pi * D_i}{B_t} \quad (2.36)$$

$$V_{bi} = \pi * l \left(\frac{D_o^2}{4} - \frac{(D_i + h_i)^2}{4} \right) \quad (2.37)$$

Počet drážek je dán vztahem (2.38), kde τ_s je drážkový krok. V závislosti na zvolené lineární proudové hustotě A , velikost jmenovitého proudu I a drážkového kroku τ_s je možné vypočítat potřebný počet závitů fáze N vinutí stroje s PM dle (2.39).

$$Q = 2p * m * \tau_s \quad (2.38)$$

$$N = \frac{A * p * \tau_s}{m * I * \sqrt{2}} \quad (2.39)$$

3 Analytický výpočet motoru s PM

Pomocí vztahů v předchozích kapitolách (2.3.1, 2.3.2, 2.3.3) je možné vypočítat základní parametry pro tvorbu geometrie. Jak ze vzorců vyplývá, je nutné vycházet ze zadání několika základních parametrů, abychom mohli dopočítat ostatní. Většinou nám tyto parametry zadává zákazník, pro kterého je motor navrhován. Tyto parametry jsou většinou: požadovaný výkon stroje nebo moment, potom napájecí napětí a rychlost otáčení. V některých případech je také požadavek na maximální velikost stroje, jeho délku nebo maximální účinnost. V mém případě se jedná o motor, který je zhotovován na základě konkrétního požadavku zákazníka. Velikost napájecího napětí je 450 V. Motor je navržen pro výkon 690 W a rychlost otáčení stroje 1500 ot/min. Z toho vyplývá, že motor bude mít moment roven 4.4 Nm. Návrh bude proveden pro motor typu Spoke. Ve výpočtu je uvažováno použití NdFeB magnetů a jim odpovídající remanentní magnetická indukce. Jak již bylo popsáno v rovnicích v předchozích kapitolách, je nutno kromě již zadaných parametrů ještě mnoho parametrů zvolit nebo vypočítat. Všechny zadané a zvolené parametry jsou zobrazeny v následující tabulce. Jelikož je tento návrh proveden na motor, který byl následně vyroben a je prodáván firmou Baumüller, není proto možné uvést přesně všechny rozměry a výpočty. Je tak učiněno z důvodu možného zneužití a použití geometrie konkurenční firmou. Z tohoto důvodu jsou v následující tabulce některé volené parametry vynechány. Jiné hodnoty jsou vypsané v rozmezí, ve kterém mohou být voleny, jak je popsáno v odborných publikacích. Tyto skutečnosti nic nemění na tom, že pro představu jak

postupovat při analytickém návrhu a jak získat základní rozměry modelu jsou dostačující. Po výpočtu všech požadovaných parametrů budou výsledky použity pro realizaci geometrie modelu. Následně bude proveden jeden výpočet modelu pomocí programu FEMAG. Výsledky výpočtu porovnam s požadovanými hodnotami a ověřím tak správnost analytického návrhu. Při nevyhovujícím výsledku změním některé koeficienty v rovnicích (2.18-2.29), provedu přepočet analytickou metodou a znovu provedu výpočet v programu. Při nalezení vyhovujících výsledků použiji vybraný optimalizační algoritmus, kde zadám kritéria (jako je například požadovaný moment, účinnost a zvlnění momentu), podle kterých bude algoritmus pracovat. Algoritmus bude postupně měnit parametry modelu a hledat vhodnou kombinaci pro nalezení nejlepšího možného řešení. S tímto nalezeným řešením srovnám výpočet vytvořený na základě analytického návrhu.

Tab. 2 Přehled volených a zadaných parametrů

Zadané vstupní parametry	symbol	hodnota	jednotka
Výkon stroje	P_N	690	[W]
Jmenovité otáčky	N	1500	[ot/min]
Jmenovité sdružené napájecí napětí	U_S	450	[V]
Počet pólů	$2p$	-	[-]
Počet fází	m	3	[-]
Frekvence	f	-	[Hz]
Zvolená účinnost	η	95	[%]
Zvolený účinník	$\cos\phi$	0.80	[-]
Materiál magnetů	$NdFeB$		
Remanentní magnetická indukce	B_r	-	[T]
Permeabilita	μ_r	1.15	[-]
Magnetická indukce	B	-	[T]
Elektrické zatěžování	A	-	[A/m]
Počet vrstev vinutí		2	[]
Požadovaná indukce v zubu statoru	B_t	1-1.8	[T]
Požadovaná indukce ve jhu statoru	B_{bi}	1-1.8	[T]
Split ratio	s_r	0.65	[-]
Předpokládaný činitel vinutí	k_w	0.95	[-]
Počet drážek na pól a fázi	q	-	[-]
Koeficient pólového krytí	$BetaM$	-	[-]
Over load capacity factor	k_{ocf}	-	[-]
Form factor pro budící pole	k_f	-	[-]
Faktor zahrnující reakci kotvy	k_{ad}	-	[-]
Coefficient of utilization of PM	ξ	0.3-0.7	[-]
Koeficient ε	ε	-	[-]

Jak vidíme v předchozí tabulce, kromě několika zadaných parametrů je nutno ještě pro možnost použití vztahů v předchozí kapitole zvolit několik dalších parametrů. Nejprve je potřeba si zvolit, jakou požadujeme účinnost motoru a zvolit účinník. Pro můj návrh jsem zvolil účinnost 95 % a účinník roven 0.8. Úpravou rovnice (2.16) a dosazením zvolených a požadovaných hodnot můžeme vypočítat jmenovitý proud stroje podle vzorce (2.17). Můžeme vypočítat i moment stroje a po zvolení napájecí frekvence i počet pólů. Dále je nutno si vypočítat podle vzorce (2.21) velikost elektrického zatěžování nebo si ji zvolit. V mém případě jsem si tento parametr volil, ale je nutno dbát na to, že elektrické zatěžování je limitujícím faktorem. Velmi výrazně ovlivňuje ztráty ve vinutí stroje a tím se výrazně podílí na oteplení ve stroji. Po zvolení této hodnoty a ze zadané hodnoty magnetické indukce je možno podle vzorce (2.18) po úpravě získat součin $D_l^2 * l$. Tento součin lze také získat z rovnice (2.20), ale předtím musíme vypočítat koeficient σ_p . Jak je patrné ze součinu, musí být buď jeden z těchto parametrů zadán, nebo zvolen. Já jsem volil délku stroje a následně jsem vypočítal vnitřní průměr statoru. Když od tohoto parametru odečteme velikost vzduchové mezery, dostáváme vnější velikost rotoru.

Pro výpočty parametrů magnetů bylo potřeba zvolit parametry $BetaM$, k_{ofc} , k_f , k_{ad} , ϵ , ξ . Tyto parametry byly odvozeny a popsány v literatuře [5]. Jako první byla podle vzorce (2.26) vypočítána pólová rozteč. Následně pomocí vzorce (2.27) byla vypočítána hodnota pólového krytí $BetaM$. Na základě ostatních zvolených parametrů bylo možné podle vztahu (2.29) vypočítat koeficient C_v a na jeho základě vypočítat celkový objem magnetů V_m . Z celkového objemu magnetů pomocí vzorce (2.30) lze vypočítat výšku magnetu h_m .

V poslední části je třeba dopočítat rozměry statoru. Zvolením parametru split ratio a upravením vzorce (2.32) jsem vypočítal vnější rozměr statoru D_o . Výšku statorového jha je možné vypočítat z rovnice (2.33). Je nutno určit velikost magnetické indukce ve vzduchové mezeře a velikost magnetické indukce jha statoru. Po tomto výpočtu můžeme pomocí rovnice (2.34) vypočítat výšku zubu. Dále je potřeba vypočítat drážkový krok a následně dopočítat šířku zubu, která je závislá na požadovaném sycení magnetického obvodu naprázdno. Objem použitého materiálu v zubu statoru a jhu je možné vypočítat ze vzorce (2.35) a (2.36). Nakonec jsem vypočítal počet zubů, počet závitů v celém vinutí a přepočítal na počet závitů v jedné drážce. Pro základní představu vypočtených rozměrů motoru jsou některé parametry v následující tabulce (Tab. 3).

Tab. 3 Vypočtené hodnoty pomocí analytického výpočtu

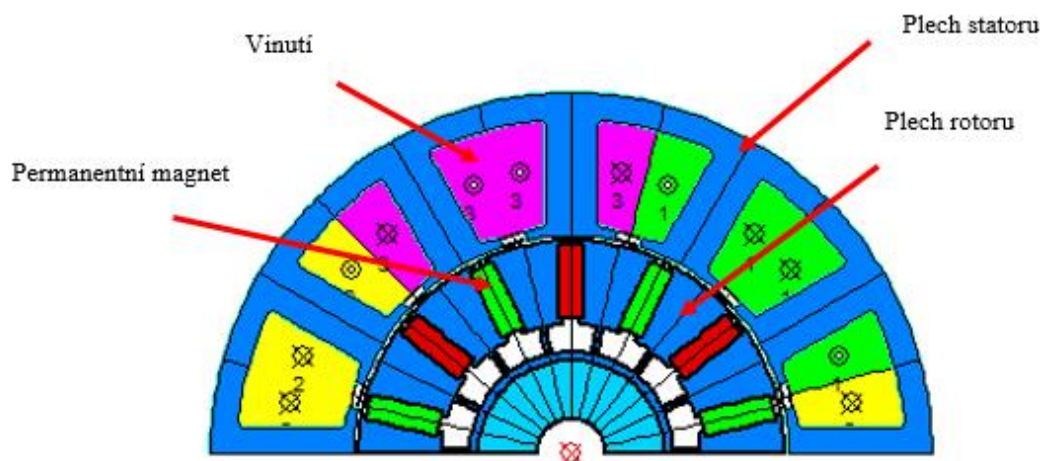
Vypočítané parametry	symbol	hodnota	jednotka
Jmenovitý proud	I	1.66	[Arms]
Vnitřní průměr statoru	D_i	54.9	[mm]
Vnější průměr statoru	D_o	84.4	[mm]
Objem magnetů	V_m	15991.7	[mm ³]
Výška jha statoru	h_{bi}	2.69	[mm]
Výška zubu	h_t	12.1	[mm]
Celkový počet závitů jedné fáze	N	776	[-]

4 Tvorba geometrie modelu

V této části se budu zabývat tvorbou modelu Spoke motoru s PM. Model je psaný pomocí LUA skriptu v programu Notepad++ a následně kompilovaný ve FEMAGu [14]. Model je tvořen třemi skripty pro lepší orientaci a rychlejší změny. První skript je určen pro zadávání vstupních parametrů, které si vypočteme pomocí analytické metody. Je to například velikost statoru, rotoru, velikost vzduchové mezery, počet pólů, délka motoru, počet magnetů v rotoru atd. Další dva skripty obsahují geometrii rotoru a statoru. V těchto dvou skriptech se nic nenastavuje a slouží pouze k vykreslení geometrie modelu námi zadaných parametrů. Model je poté simulován v programu FEMAG, kde je geometrie vytvořena již zmíněnými skripty. Po provedení výpočtu v prostředí FEMAG, který pracuje s metodou konečných prvků, dostáváme výsledky. Je to například velikost zvlnění momentu, moment, indukované napětí a další počítané veličiny.

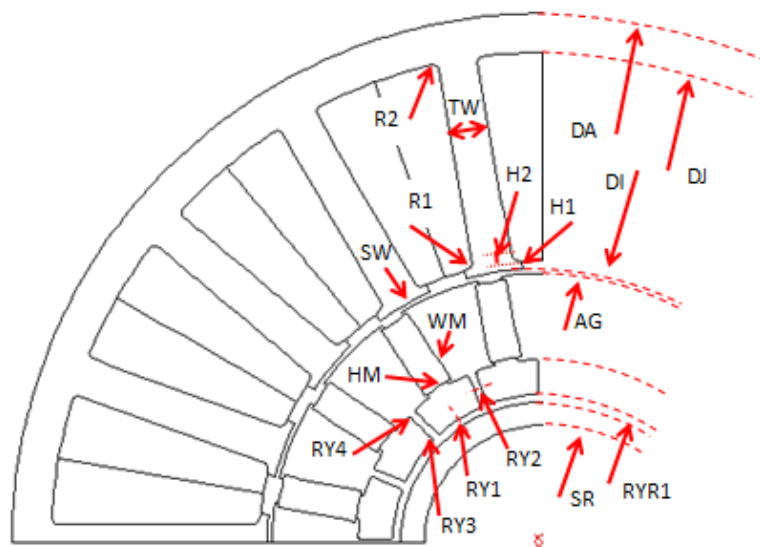
Vytvořená geometrie je na následujícím obrázku (Obr. 9). Rotor a stator jsou složeny z elektromagnetických plechů. Pro simulaci jsem zvolil plechy typu M270 – 35A, které jsou izotropní za studena válcované. Tímto technologickým výrobním postupem je dosaženo nižších ztrát cca 3 W/Kg. Uvnitř rotoru jsou permanentní magnety, které jsou polarizované v tangenciálním směru. Tímto se vyznačují Spoke motory a výhodou je soustředění většiny magnetického toku magnetů do statoru. Materiál magnetů jsem zvolil NdFeB (neodym – železo – bór). V současné době se jedná o nejsilnější permanentní magnety. Díky tomu stačí menší počet těchto magnetů k dosažení požadovaných vlastností motoru. Na druhou stranu jejich největší nevýhoda je cena (téměř dvojnásobek ceny jiných permanentních magnetů).

Jelikož jsou tvořeny ze vzácných zemin a v posledních letech jsou hojně používány pro výrobu motorů, šla jejich cena rychle nahoru. Je proto snaha hledat alternativní řešení v použití levnějších permanentních magnetů jako jsou například feritové magnety, které mají cenu až 10 krát menší[13]. Další jejich nevýhodou je křehkost, ale na tuto vlastnost si musíme dávat pozor pouze při výrobě, kdy magnety vkládáme do rotoru. V hotovém motoru jsou magnety pevně uvnitř rotoru v drážkách a nehrozí jejich mechanické poškození, vypadnutí nebo odlepení.



Obr. 9 Vytvořená geometrie Spoke motoru v programu FEMAG

Jak je vidět z modelu na Obr. 10, je zde mnoho parametrů, které lze měnit. Jsou to například šířka zubu, počet pólů a drážek, velikost vzduchové mezery atd. Všechny tyto parametry velmi ovlivňují výsledné vlastnosti motoru. Vhodnou kombinací všech parametrů můžeme dosáhnout skvělých vlastností. Hledání optimální kombinace parametrů můžeme provést postupnou změnou určených parametrů a srovnáváním výsledků. Tento způsob je ale pomalý a časově náročný a vůbec nezaručuje nalezení nejlepší možné kombinace. Proto je mnohem vhodnější použít optimalizační algoritmy, které při správném nastavení naleznou nejlepší řešení. Díky použití algoritmů je ušetřen čas vývojáře, který se může věnovat jiné práci. Ne vždy je ovšem snaha dosáhnout například nejmenší velikosti nebo největšího výkonu. Vždy je to kompromis mezi cenou, za kterou bude motor vyroben, požadovanými parametry a schopností motor vyrobit z konstrukčního hlediska.



Obr. 10 Popis jednotlivých parametrů pro vytvořenou geometrii

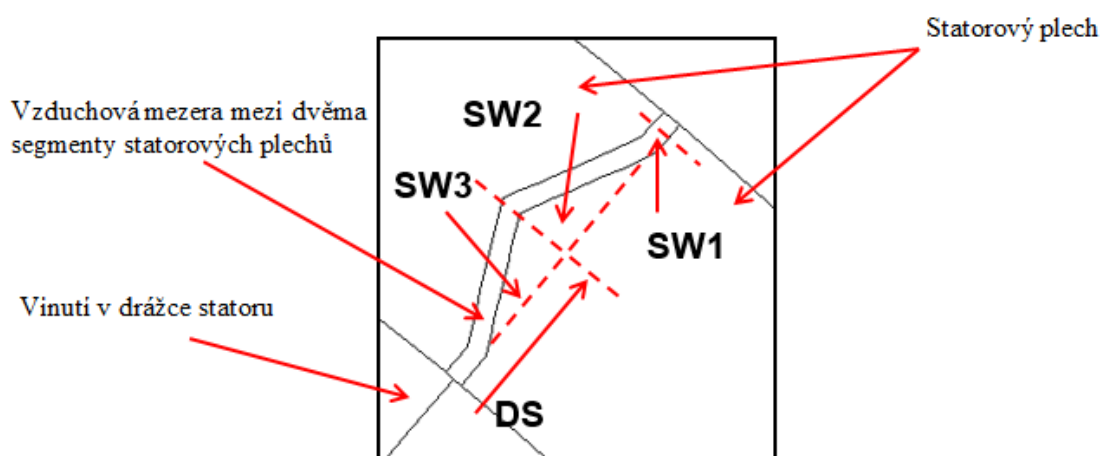
Na obrázku Obr. 10 jsou všechny parametry ve vytvořené geometrii, které je možno měnit. Například parametr TW je pro změnu šířky statorového zubu nebo parametr DJ je pro změnu šířky jha. Všechny vyznačené parametry jsou v následující tabulce, kde je popsáno pro lepší pochopení, co který parametr ovlivňuje.

Tab. 4 Parametry pro vytvořenou geometrii

parametr	popis	jednotka	parametr	Popis	jednotka
DA	vnější velikost statoru	[mm]	RY2	šířka vzduchové mezery	[mm]
DI	vnitřní velikost statoru	[mm]	RY3	rádus	[mm]
DJ	šířka jha	[mm]	RY4	rádus	[mm]
H1	výška hlavy zubu	[mm]	PM1	délka bariéry magnetu	[mm]
H2	velikost sklonu hlavy zubu	[mm]	PM2	výška bariéry magnetu	[mm]
SW	šířka hlavy zubu	[mm]	SR	vnitřní parametr rotoru	[mm]
R1	rádus v drážce	[mm]	DS	střed segmentu ve statoru	[mm]
R2	rádus v drážce	[mm]	SW1	šířka vzd. mezery segmentu	[mm]
TW	šířka zubu	[mm]	SW2	výška pro trojúhelník	[mm]
AG	velikost vzduchové mezery	[mm]	SW3	šířka pro trojúhelník	[mm]
WM	šířka magnetu	[mm]	PG	počet pólů	[-]
HM	výška magnetu	[mm]	NT	počet zubů	[-]
RYR1	vnitřní parametr rotorového jha	[mm]	lfe	délka motoru	[-]
RY1	výška vzduchové mezery	[mm]	sp1	Otáčky	[ot/min]

Nově do geometrie byly přidány ještě 4 nové parametry, které souvisí se simulací segmentace statoru [21]. Díky těmto parametrům můžeme simulovat segmentaci statoru

a sledovat, jak segmentace ovlivňuje výsledné parametry stroje. Novými parametry, které jsou na Obr. 11 je možno simulovat tři různé tvary spojení. Je to rovný, trojúhelníkový a půlkruhový tvar. Po provedení simulací se ukázalo, že tvar spoje nemá zásadní vliv na výsledné vlastnosti stroje. Jako klíčovým se ukázala změna parametru SW1, kterým je simulována vzduchová mezera mezi jednotlivými segmenty. Zvětšování parametru vedlo k výraznému poklesu momentu, indukovaného napětí a zhoršování zvlnění momentu. Na druhou stranu toto zvětšování vedlo k výraznému snižování hysterezních ztrát. Je potom na zvážení vývojáře, zda bude výhodnější použít segmentovaný stator s nižším výkonem, ale za to s menšími hysterezními ztrátami.

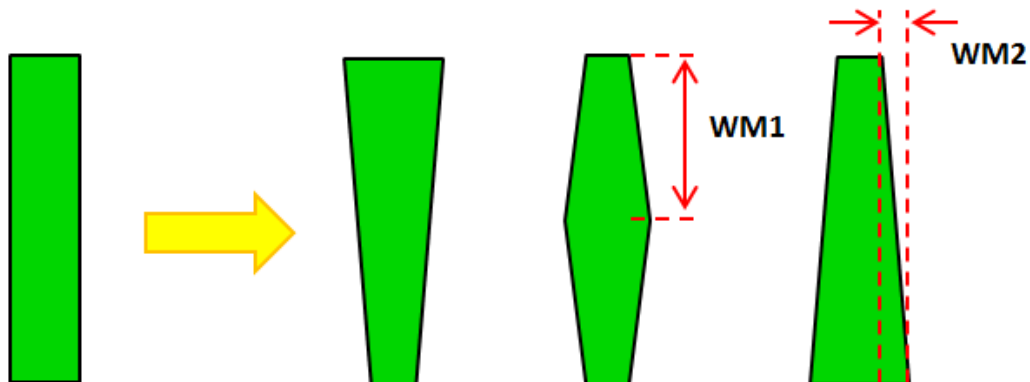


Obr. 11 Nově přidané parametry pro simulaci segmentace statoru

Postupem času byl model ještě rozšířen o montážní díry v rotoru. Motor byl simulován i s použitím dalších magnetů v tzv. "Halbachově uspořádání", kdy byla snaha o posílení magnetického toku do statoru a tím zvětšení momentu. Přidáním magnetů pro toto uspořádání se zvýšil celkový objem magnetů ve stroji a tedy i jeho cena. Navíc magnety trpěly silnou demagnetizací v rozích a jejich uspořádání nemělo očekávaný vliv na posílení magnetického toku. Proto nebylo toto uspořádání použito s ohledem na jeho přínos oproti nevýhodám, které se objevily. Jednou z dalších úprav bylo přidání odlehčovacích otvorů v rotoru pro zmenšení objemu materiálu, které je možno použít při výrobě motoru jako body pro vycentrování plechů. Do děr se vsunou tyče a tím pádem jsou všechny plechy ve stejné poloze a nehrozí při špatné manipulaci pohnutí některých plechů v paketu. Model byl simulován i na mechanickou pevnost pro ověření, že při maximálních otáčkách motor vyhoví a nedojde k jeho poškození. Nejkritičtějšími místem jsou žebra, která jsou označena parametrem RY2. Při špatně zvolené tloušťce žebra může dojít k jejich utržení a poškození celého motoru. Přes žebra musí být přenesen veškerý moment motoru, a proto je na tento parametr při mechanické analýze kladen velký důraz. Na druhou stranu z hlediska elektromagnetického návrhu je snaha

tato žebra dělat co nejužší. Čím jsou žebra širší, tím se snižuje moment stroje. Je to způsobeno tím, že se více siločar uzavírá spodem přes rotor a tím pádem se jich méně uzavírá přes stator. V poslední řadě při menší velikosti žeber je v rotoru méně materiálu a při ponechání kapes vyplněných vzduchem dochází k pasivnímu ochlazování stroje.

Poslední změny v geometrii stroje byly provedeny v rotoru. Model byl rozšířen o možnost simulování modelu s trapézovým tvarem magnetů [10]. Tento tvar je vidět na Obr. 12. Trapézový tvar se volí zadáním hodnoty parametru WM2. Jak je vidět na obrázku, je možno volit různé kombinace parametrů a tím dosáhnout různého tvaru magnetu. Parametr WM1 určuje polohu, kde bude magnet nejširší a parametrem WM2 určíme, o kolik bude magnet větší v nejširším místě. Tento tvar je do geometrie přidán z několika důvodů. Jedním z nich bylo ověření příznivého vlivu na zvlnění momentu. Dalším důvodem byla snaha zmenšit plochu magnetů a naleznout ideální úhel mezi magnety. Tím dosáhneme maximálního toku do statoru a snížení ceny za magnety. V neposlední řadě má trapézový tvar také vliv na mechanické vlastnosti. Kdy je při otáčení rotoru a působení odstředivé síly na magnety zabráněno možnému pohybu magnetů směrem ke statoru.

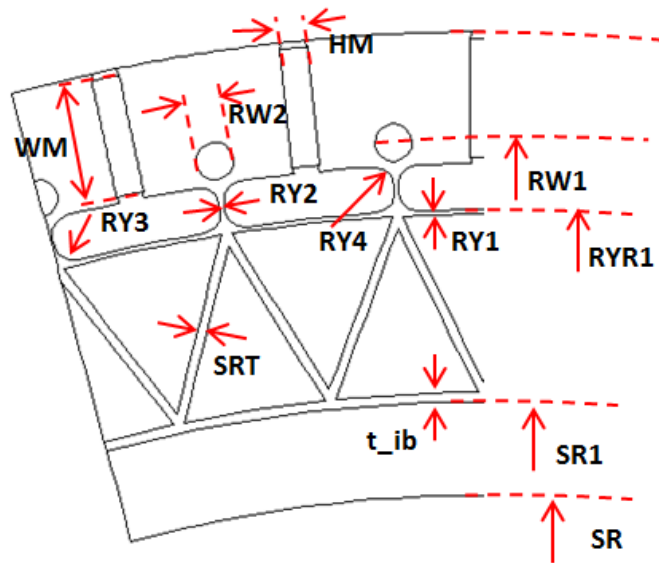


Obr. 12 Změna magnetu na trapézový tvar a jeho úpravy pomocí parametrů WM1 a WM2

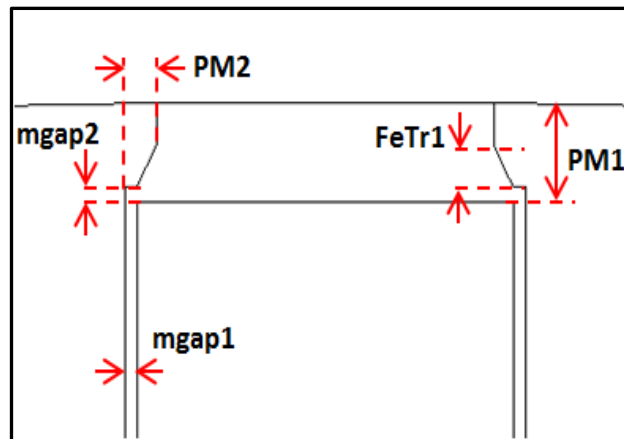
Dalšími změnami je přidání žeber v rotoru (prutová soustava) a to z důvodu úspory materiálu a odlehčení rotoru. Jejich tloušťka je ovlivněna pouze mechanickými požadavky. Pro malé motory tato žebra nemají významný vliv, ale pro motory, které jsou velké je toto odlehčení a úspora materiálu velmi důležitá. U velkých motorů by mohlo docházet k průhybu hřídele velkou vahou rotorového paketu a tím pádem k nerovnoměrné vzduchové mezeře. V horším případě by mohlo dojít ke kontaktu rotorového paketu se statorovým a následnému poškození celého motoru následkem zadření nebo zkratu. Novými parametry jsou ty, které mají vliv na umístění magnetu. Parametrem FeTr1 se ovlivňuje, jak bude zkosená bariéra

PM1 nad magnetem. Díky tomuto parametru se dá ovlivnit zvlnění momentu. Do modelu byla přidána i vzduchová mezera mezi magnetem a plechem. Díky této vzduchové mezeře se předchází výrobním tolerancím plechů a magnetů a lze tak zaručit, že se magnet vejde do své kapsy a nebude tak vysoká selekce magnetů nebo nutnost zabrušování plechů. Vlivem vzduchové mezery ale dochází ke snížení momentu. Je nutno tedy volit vzduchovou mezeru okolo magnetu co nejmenší, aby nedošlo k razantnímu poklesu momentu. V takovém případě by se musela měnit například velikost magnetů, což má negativní vliv na cenu stroje, nebo provést novou optimalizaci s novými podmínkami. Všechny přidání parametry jsou na Obr. 13 a detail magnetu s příslušnými parametry je na Obr. 14.

Je patrné, že geometrie obsahuje mnoho parametrů, které můžeme měnit. Zde se velmi dobře uplatní použití optimalizačních algoritmů, které pomohou urychlit nalezení vhodného modelu. Pro vývojáře by tento úkol byl velmi zdoluhavý a nebylo by zaručeno nalezení optimálního řešení. Finální model se všemi úpravami má 35 parametrů, kterými lze ovládat geometrii.



Obr. 13 Nové geometrie rotoru a parametry, kterými je ovládána



Obr. 14 Detail magnetu a parametry, kterými je ovládána vzduchová mezera a skosení bariéry PM1

4.1 Metoda konečných prvků (MKP)

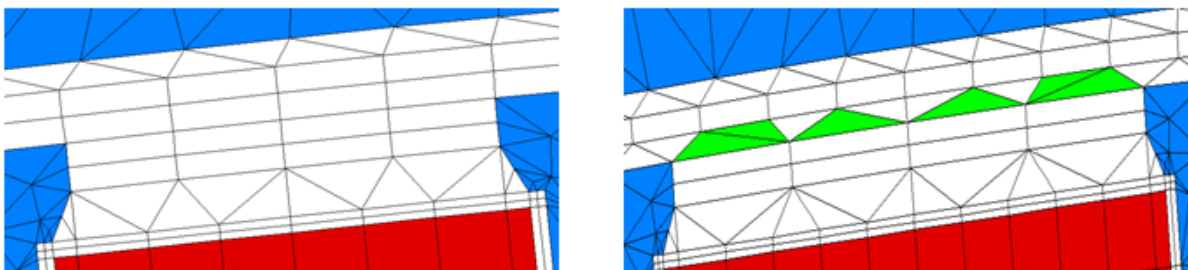
Program FEMAG je založen na metodě výpočtu pomocí konečných prvků. Tato metoda se také nazývá Finite Element Methody (FEM). Byla vyvinuta koncem 50. let a další rozvoj této metody je spojen s rozvojem výpočetní techniky. Jedná se o numerické metody například Newton-Raphson, které řeší soustavy n -rovníc o n -neznámých. Vznikla pro potřeby výpočtů leteckého, kosmického, jaderného a vojenského průmyslu. Postupem času se rozšířila i do dalších odvětví. V dnešní době je mezi numerickými metodami jednou z nejrozšířenějších a nejpoužívanějších. Její využití je velmi široké od řešení problémů pružnosti a dynamiky až po řešení vedení tepla, proudění kapalin a plynů, elektromagnetismu, mechaniky hornin atd. Je používán řadou programů jako je již zmiňovaný FEMAG nebo dále například ANSYS, ABAQUAS, Cosmos, Maxwell, Opera a další.

Jak je zmíněno v názvu metody - základním kamenem je prvek konečných rozměrů. MKP vyžaduje rozdělení řešené oblasti na konečný počet podoblastí – prvků. Je třeba na modelu tělesa vytvořit síť konečných prvků tzv. mesh. Pro každý typ prvku je kromě dimenze a tvaru charakteristický počet a poloha jeho uzlů tzv. nodů. Uzly sítě jsou body, v nichž hledáme neznámé parametry řešení. V místech, kde očekáváme velké změny, volíme větší hustotu sítě. Hustota a topologie prvků sítě zásadně ovlivňuje kvalitu výsledků a potřebnou kapacitu pro řešení. Tato metoda se počítá jako integrál přes elementární plošky nebo objemy, v jejichž vrcholech jsou uzly. V rovině se používají troj- a čtyřúhelníky, v prostoru čtyř- a šestistěny. MKP dává vždy jeden výsledek v konečném počtu bodů (uzlů sítě). V případě jakékoliv změny vstupních parametrů je nutno znovu spustit výpočet pro získání nového výsledku. Výhodou numerických metod je, že umožňuje řešit i problémy na složitějších

tělesech oproti analytickému přístupu, kdy jsme schopni řešit jen tělesa elementární, která se v praxi vyskytují jen zcela výjimečně.

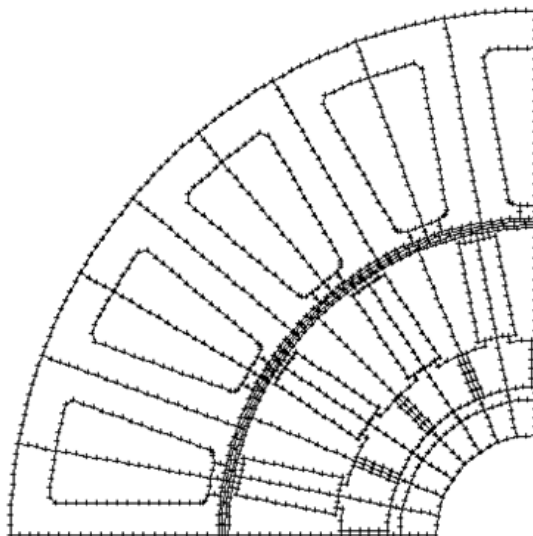
Největším úskalím je správná volba hustoty sítě. Při zvolení malého počtu uzlů je výsledek vypočten rychle, ale hodnoty, které získáme, jsou nepřesné a spíše jen orientační. Naopak při zvolení velkého počtu uzlů je doba výpočtu dlouhá, ale výsledek je přesný. Z tohoto problému vyplývá, že hlavním omezením je kapacita dostupného hardwaru a časové nároky na výpočet. Proto při příliš velké hustotě sítě a nutnosti při každé změně vstupních parametrů nového výpočtu je zapotřebí volit počet uzlů takový, aby vyhovoval výpočet požadované přesnosti a zároveň nebyla časová náročnost příliš vysoká.

V programu FEMAG se body spojují přímkou. Podle vzdálenosti mezi body potom volíme počet uzlů. FEMAG si po vytvoření celé geometrie vytvoří síť mezi nody automaticky. Hustotu sítě pak můžeme měnit změnou počtu nodů v námi požadovaných místech. Je potom na nás, jak hustou síť v jednotlivých částech chceme. Například pro správný výpočet přestupu magnetického toku přes vzduchovou mezeru z rotoru do statoru je nutno, aby síť byla vytvořena obdélníky. V případě, že ji takto nevytvoříme, dostáváme nesprávné výsledky. V programu FEMAG si můžeme ověřit správnost vygenerované meshe. Na Obr. 15 je vidět vlevo správně vygenerovaná mesh ve vzduchové mezeře a vpravo špatně vygenerovaná. Program vykreslí špatně vytvořené elementy zelenou barvou. V těchto elementech bude přestup magnetického toku špatně vypočítaný a tím pádem výsledek výpočtu bude nesprávný. Proto je potřeba vždy po dokončení geometrie modelu provést kontrolu meshe. Při nalezení těchto zelených elementů je nutno upravit počet nodů v místech špatně vygenerované meshe.

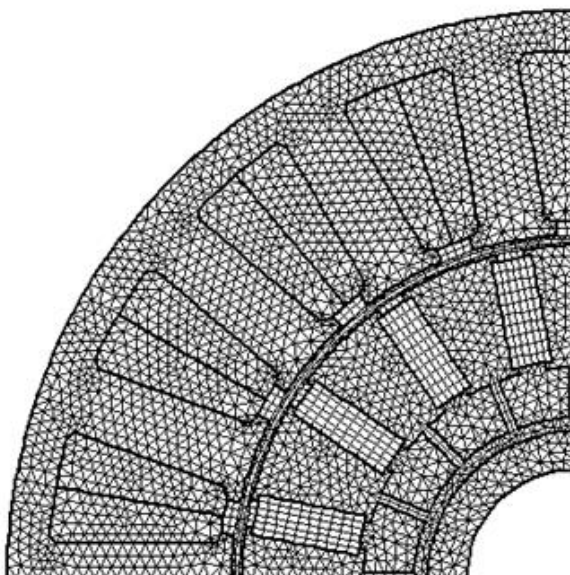


Obr. 15 Vlevo správně vygenerovaná mesh ve vzduchové mezeře, vpravo špatně vygenerovaná

Hustší síť jsem volil i v zubech statoru, protože zde je největší sycení a je potřeba tuto oblast mít přesněji vypočítanou s ohledem na sycení a ztráty v železe. Rozložení uzlů a kvalita meshe v modelu Spoke motoru, který jsem vytvořil, je na následujících obrázcích.



Obr. 16 Množství zvolených uzlů v modelu



Obr. 17 Spojení uzlů a vytvoření meshe ve FEMAGU

4.2 Simulace modelu s parametry vypočítanými pomocí analytického návrhu

V kapitole 3 byl popsán výpočet jednotlivých parametrů a některé jsou uvedeny v Tab. 3. Tyto vypočtené hodnoty jsem použil pro vytvořenou geometrii modelu. Byla vybrána základní geometrie, která neobsahuje segmentaci statoru, vzduchovou mezeru okolo magnetu ani tvarovou změnu magnetů. Vybraná geometrie je na Obr. 9 Vytvořená geometrie Spoke motoru v programu FEMAGU Obr. 9. Tato geometrie byla zvolena z důvodu její jednoduchosti a menšímu

počtu parametrů, které lze měnit. Jednotlivý popis a seznam parametrů je na Obr. 10 a v Tab. 4. Při zvolení geometrie, která by obsahovala parametry popsané v této kapitole výše, by byla následná optimalizace velmi zdlouhavá. Důvodem časové náročnosti by byla nutnost provedení velkého množství výpočtů pro nalezení optimální kombinace parametrů. Když uvážíme, že jeden výpočet modelu trvá 15-30 minut a je možno počítat maximálně 4 modely paralelně. Proto roste časová náročnost pro nalezení řešení s počtem parametrů, které můžeme měnit. Pro výpočet modelu jsem nastavil vstupní parametry: napájecí napětí, požadovaná rychlost otáčení, délka motoru a vypočítaný proud. Kvalita meshe byla upravena do podoby, která je na Obr. 17.

Výsledky ze simulace jsou v Tab. 5. Pro simulaci byl zvolen elektrický úhel $\beta = -5^\circ$. Tato hodnota byla úmyslně zvolena menší než nula z důvodu využití reluktančního momentu, jak bylo popsáno v kapitole 2.1.

Tab. 5 Vypočítané hodnoty pomocí programu FEMAG

Vypočítané parametry	Symbol	hodnota	jednotka
Jmenovitý proud	I	1.66	[Arms]
Moment	M	4.49	[Nm]
Jmenovitý výkon	P_N	705.05	[W]
Proudová hustota	J	11.42	[A/mm ²]
Indukované napětí	U	182.90	[Veff]
Rychlost otáčení	n	1500	[ot/min]
Elektrický úhel	β	-5	[°]
Zvlnění momentu	M_{ripp}	0.034	[Nm]
Zvlnění momentu	$M_{ripp\%}$	0.758	[%]
Cogging momentu	M_c	0.005	[Nm]
Cogging momentu	$M_{c\%}$	0.108	[%]
Ztráty v mědi	P_{cu}	95.408	[W]
Hysterezní ztráty ve statoru	P_{sh}	4.677	[W]
Ztráty vířivými proudy ve statoru	P_{se}	3.409	[W]
Hysterezní ztráty v rotoru	P_{rh}	0.004	[W]
Ztráty vířivými proudy v rotoru	P_{re}	0.010	[W]
Ztráty v magnetech	P_{ma}	0.226	[W]
Účinnost	η	87.17	[%]
Účíník	$\cos\phi$	0.807	[-]

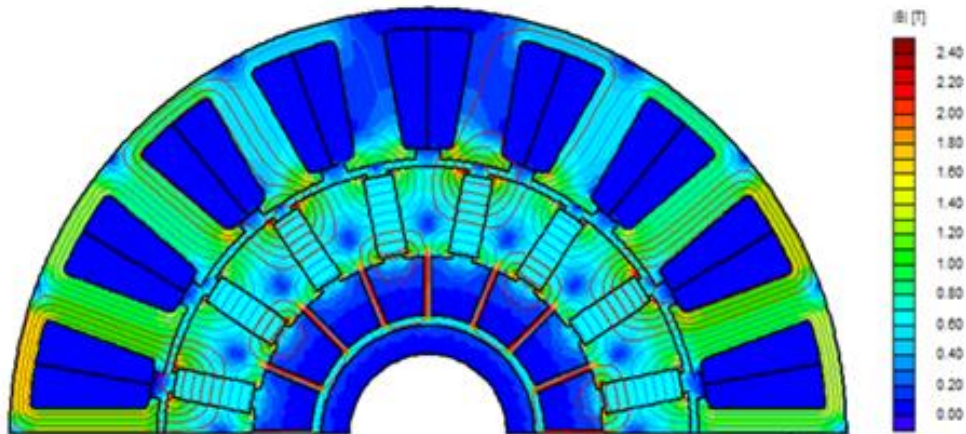
Dále musela být také definována teplota magnetů a teplota vinutí stroje, při které bude stroj pracovat v provozním stavu. Teplotu vinutí jsem

zvolil 150°C a teplotu magnetů 120°C. Jelikož se zvyšující teplotou klesá remanentní magnetická indukce B_r (jak je znázorněno na Obr. 3), je lepší volit teplotu magnetů v prvních simulacích vyšší, než se zjistí výpočtem tepelného modelu stroje. Se snižující se magnetickou indukcí výrazně klesá moment a tím pádem i výkon stroje - proto je pro simulaci velmi důležité zadat tyto teploty. Program FEMAG následně automaticky přepočítá hodnotu B_r a výsledky jsou správné.

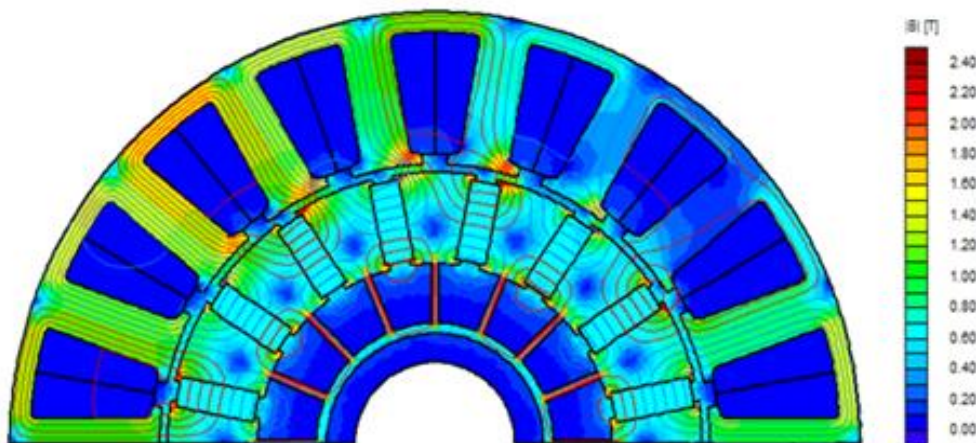
Z výsledků vidíme, že se přesně neshodují s požadovanými hodnotami, které jsou v Tab. 2. Je to zapříčiněno několika faktory. Indukované napětí je vyšší z důvodu zaokrouhlení počtu závitů na celé číslo a tím jejich vyššímu počtu než bylo vypočítáno pomocí analytického vztahu. Tento problém se dá odstranit jednoduše snížením počtu závitů a zvýšením proudu pro požadovaný moment. S počtem závitů jsou spojeny také ztráty v mědi. Když uvážíme, že výkon motoru vychází 705W a ztráty v mědi 95,4 W je vidět, že jsou ztráty velmi vysoké. Proto je nižší účinnost motoru, než byla požadována. S vysokými ztrátami v mědi je také spojeno oteplení stroje. Jednou z variant, jak tento problém vyřešit je například prodloužit motor a snížit počet závitů. V úvahu můžeme také brát zvětšení plochy magnetů, ale tento krok při ceně magnetů vede k celkovému zvýšení ceny motoru. Proto tento krok není tak častým řešením. Další možností jak zvýšit účinnost motoru je vypočítat nový model s jiným počtem pólů a drážek. Tím snížíme například objem materiálu plechů a s tím spojené ztráty v železe. Na druhou stranu při menším počtu drážek a pólů dochází k většímu zvlnění momentu, což není zcela výhodné. V modelu, který jsem vypočítal, vychází zvlnění menší než jedno procento a cogging moment je také velice malý. Vypočítaný moment je vyšší, než byl požadován. Je to z důvodu, že v analytickém výpočtu se neuvažuje využití reluktančního momentu. Já jsem zvolil v simulaci elektrický úhel $\beta = -5^\circ$ a tím jsem nastavil, že celkový moment je složen ze dvou složek. Při nastavení nulového úhlu by vyšel moment čistě elektromagnetický. Vzhledem k tomu, že jsou ztráty v mědi (Joulovy) tak velké, zaměřil bych pozornost na snížení odporu fáze, tj. zvětšením plochy drážky nebo zvětšením vnějšího průměru statoru.

Rozložení magnetického pole v motoru při nulovém proudu ve vinutí je zobrazeno na Obr. 18. Nejvíce namáhané oblasti jsou v rozích magnetů a v přechodech pod magnety. V rozích magnetů má magnetická indukce velikost 2,1 T. Snížit tuto hodnotu není jednoduché. Zvětšením bariér okolo magnetu lze snížení dosáhnout, ale zároveň se snižuje moment, což je nežádoucí. Odstraněním bariér by se tento problém vyřešil, ale poloha magnetů by již nebyla pevně fixována a to bychom museli řešit například pomocí bandáže a impregnace. Ve statoru jsou nejvíce namáhány zuby. Ve jhu statoru dosahuje magnetická

indukce nejvyšší hodnoty 1.7 T. Pro porovnání změny rozložení magnetického pole při jmenovitém proudu je zobrazeno na Obr. 19, kdy vinutím prochází proud 1.66A. Největší změna je v zubech statoru. Při nulovém proudu v zubech byla magnetická indukce 1.7 T a při jmenovité hodnotě proudu se zvýšila na 2.1T. Celkově je stator více sycen než v již zmiňovaných zubech a ve jhu. V rotoru se rozložení pole příliš nezměnilo.



Obr. 18 Rozložení magnetického pole pro $I=0A$

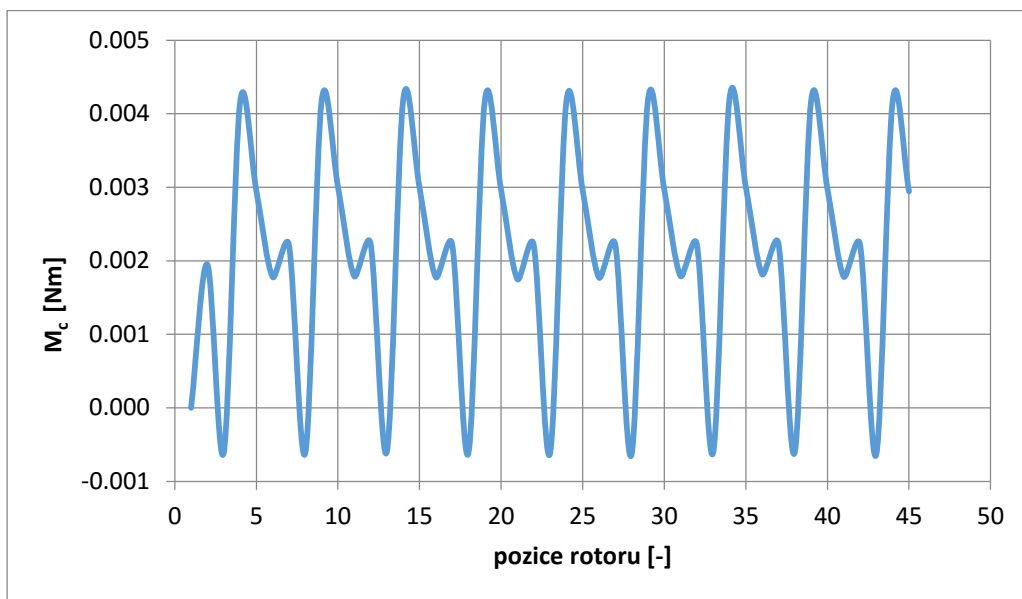


Obr. 19 Rozložení magnetického pole pro $I=1.66A$

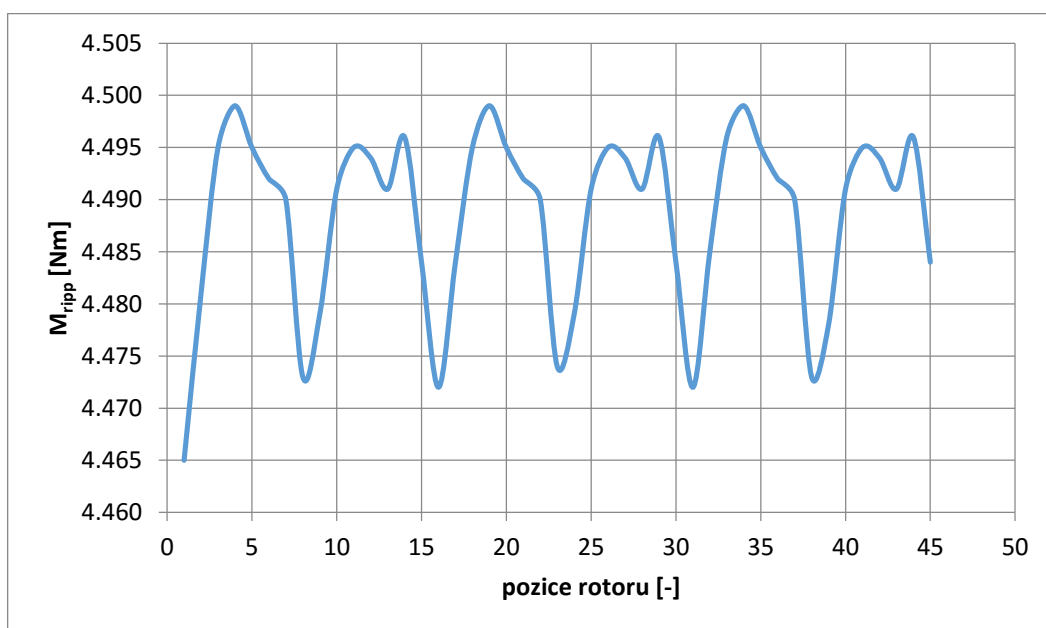
V motoru při nulovém proudu ve vinutí vyšla velikost cogging momentu 0.005 Nm. To je vyjádřením v procentech z celkového momentu 0.1 %. Počet kroků výpočtu jsem nastavil po jednom stupni, aby byl cogging správně vypočten a zároveň výpočet nebyl příliš časově náročný. Pro přesnější výpočet by bylo nutno nastavit větší počet kroků. V mém

případě vychází tato hodnota velice malá a není potřeba zjemňovat krok výpočtu. Průběh cogging momentu je na Obr. 20.

Zvlnění momentu při jmenovitém proudu je na Obr. 21. Hodnota se pohybovala od maximální hodnoty 4.999 Nm po minimální hodnotu 4.465 Nm. Rozdílem získáme výslednou hodnotu 0.034 Nm. Procentuální vyjádření z celkového momentu je 0.758 %. Krok pro výpočet byl zvolen stejný jako při výpočtu cogging momentu. Z hlediska zvlnění a cogging momentu byla volba právě této kombinace pólů a drážek správná.

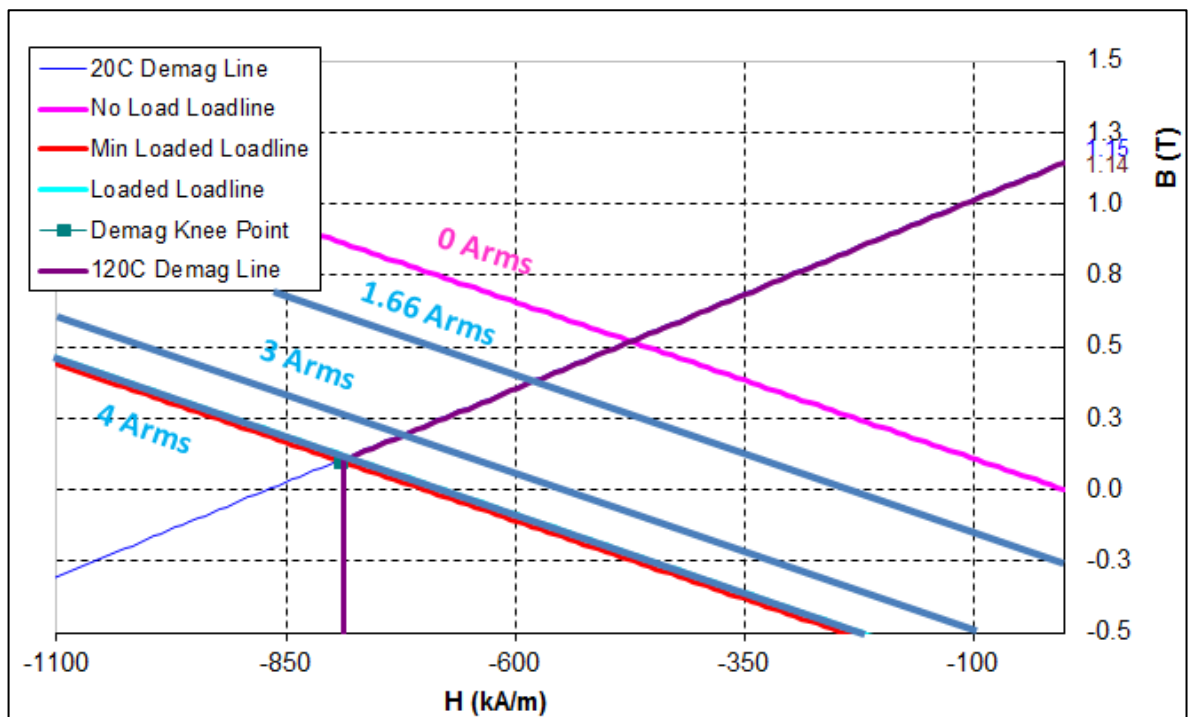


Obr. 20 Průběh cogging momentu při nulovém proudu



Obr. 21 Průběh vlnění momentu při jmenovitém proudu

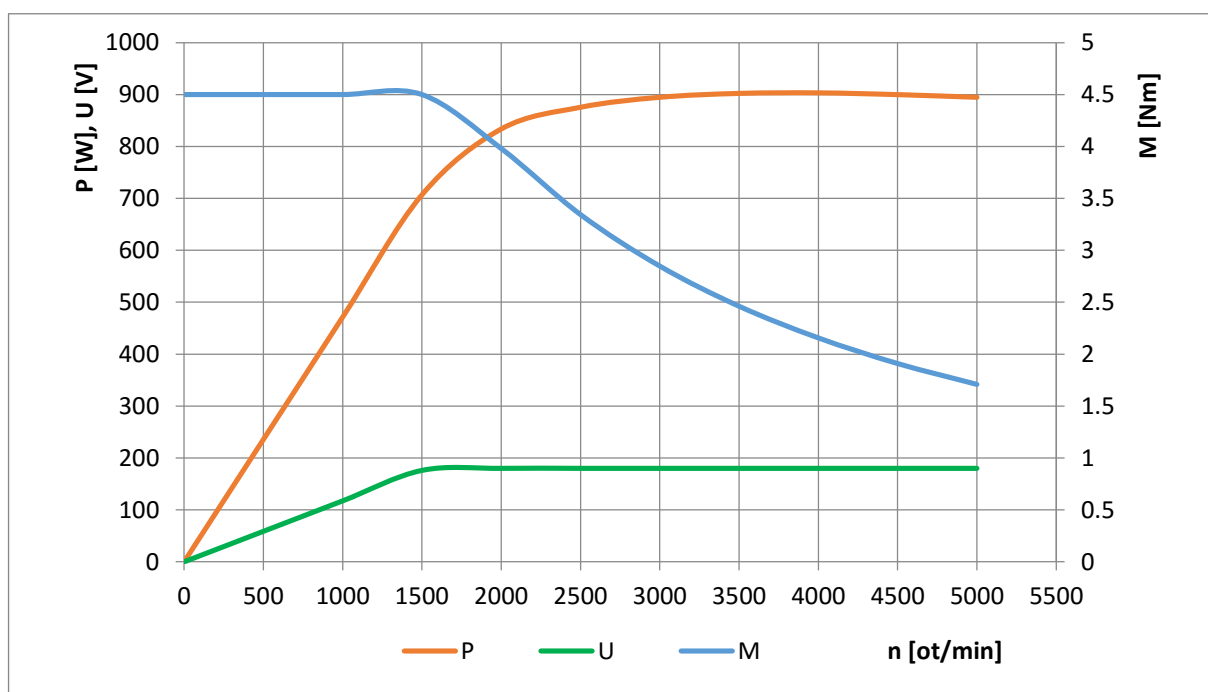
Pro model motoru jsem vytvořil demagnetizační analýzu. Touto analýzou jsem testoval, jestli nejsou magnety demagnetovány. Bylo potřeba vypočítat několik modelů s různými proudy. V první části jsem vypočítal model s nulovým proudem a teplotou magnetů 20°C pro získání křivky demagnetizace magnetu při normální teplotě. V dalších výpočtech jsem zadával různé hodnoty proudů a teplotu magnetů jsem nastavil na 120°C. Zvyšováním proudu jsem simuloval možné proudové přetížení motoru. Na Obr. 22 je výsledná demagnetizační křivka. Pro jmenovitou hodnotu proudu magnety demagnetizaci vyhovují. Vypočtený motor je možno přetížit až 2.5krát větším proudem. Při proudu vyšším než jsou 4 A by docházelo k demagnetizaci magnetů, protože by se křivka proudu nacházela pod knee pointem. Při požadavku na větší proudové přetížení by musela být provedena optimalizace magnetů a bariér. Následně by se provedla znovu demagnetizační analýza pro ověření, jestli jsou magnety požadovanému proudu schopny odolat. Při provozování motoru při vyšších prouděch, které jsou pod knee pointem by docházelo k postupné demagnetizaci a ztrátě výkonu.



Obr. 22 Demagnetizační analýza pro vypočtený model

Průběh výkonu a momentu pro různé rychlosti při stejném proudu je na Obr. 23. Jak je vidět z průběhů, do jmenovitých otáček je moment konstantní a je roven 4.5 Nm. Hodnoty indukovaného napětí a výkonu rostou až do jmenovitých otáček. Po překročení hodnoty 1500

ot/min klesá moment stroje. Indukované napětí dosáhne svého možného maxima a je pro všechny vyšší rychlosti konstantní a rovno 180 V. Výkon stroje roste až do 3000 ot/min. Pro vyšší otáčky je výkon téměř konstantní. Maximální dosažený výkon je roven 900 W. Pro získání konstantního indukovaného napětí při konstantní proudu a zvyšujících se rychlostech je nutno správné řízení elektrickým úhlem β . K tomu nám slouží měnič, který motor řídí pomocí proudů I_d a I_q . Pro jednodušší řízení se často využívá pouze řízení proudem I_q a proud I_d je konstantní.



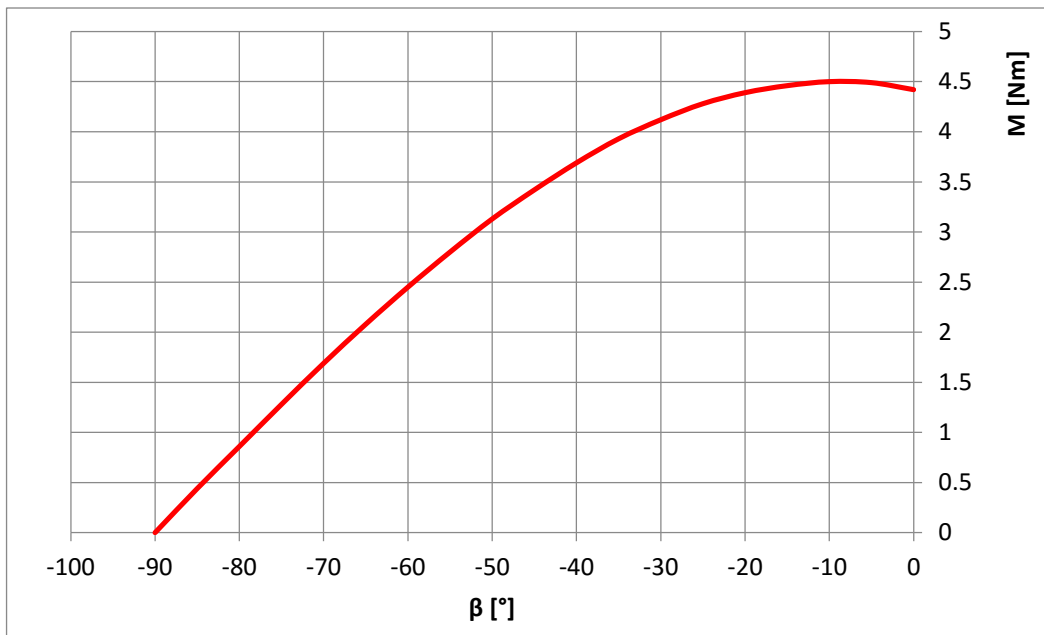
Obr. 23 Průběhy momentu, napětí a výkonu v závislosti na změně otáček

Moment se mění v závislosti na úhlu β . Velikost úhlu β byla v rozsahu 0° až -90° . Při nulovém úhlu, jak již bylo popsáno v kapitole 2.1, je celkový moment roven pouze elektromagnetickému momentu. Při zadání $\beta < 0$ již není reluktanční moment nulový a celkový moment je součtem obou momentů. Všechny výpočty byly provedeny s otáčkami motoru o konstantní rychlosti 1500 ot/min a jmenovitém proudu 1.66A. Závislost momentu na velikosti elektrického úhlu β je na Obr. 24. Z průběhu je jasně vidět, že největšího momentu dosahuje stroj při úhlu $\beta = -10^\circ$. Při tomto úhlu dosahuje motor momentu 4.5 Nm. V případě kdy je $\beta = 0^\circ$, je moment roven pouze elektromagnetickému momentu a má hodnotu 4.42 Nm. Jak je vidět z průběhu pro úhel menší než -10° , moment již začíná výrazně klesat. Je to způsobeno tím, že statorový tok začíná působit proti toku magnetů a tím zeslabovat výsledný tok. Při hodnotě -90° je moment nulový. Se snižujícím se úhlem také

výrazně klesá indukované napětí. V některých případech se této vlastnosti využívá hlavně v případě, když potřebujeme zvyšovat otáčky stroje až na maximální možné. V tomto případě se využívá odbuzování stroje tzv. field weakening. Například když potřebujeme snížit indukované napětí a nevadí nám, že zároveň snížíme moment. V případě kdy je úhel roven 0° tak vychází indukované napětí 184 V a moment 4.42 Nm. Tato hodnota je nad požadovanou hodnotou napětí, která je 180V. Jak je vidět v Tab. 6, při velikosti úhlu -10° je indukované napětí rovno 176.1 V a moment se zvýší na 4.50 Nm. Nyní napětí již vyhovuje požadované velikosti a využitím reluktančního momentu jsme navíc zvýšili celkový moment. Výhodou je, že při správném řízení jsme schopni dosáhnout lepších vlastností stroje bez konstrukčních zásahů. Zároveň se s úhlem β mění zvlnění momentu, cogging momentu i účinnost stroje. Je proto velmi důležité provést několik výpočtů s různou hodnotou β a naleznout nejvhodnější hodnotu pro nejlepší využití reluktančního momentu. U motorů malých výkonů není výhoda reluktančního momentu tak výrazná, ale u motorů velkých výkonů je nezanedbatelná.

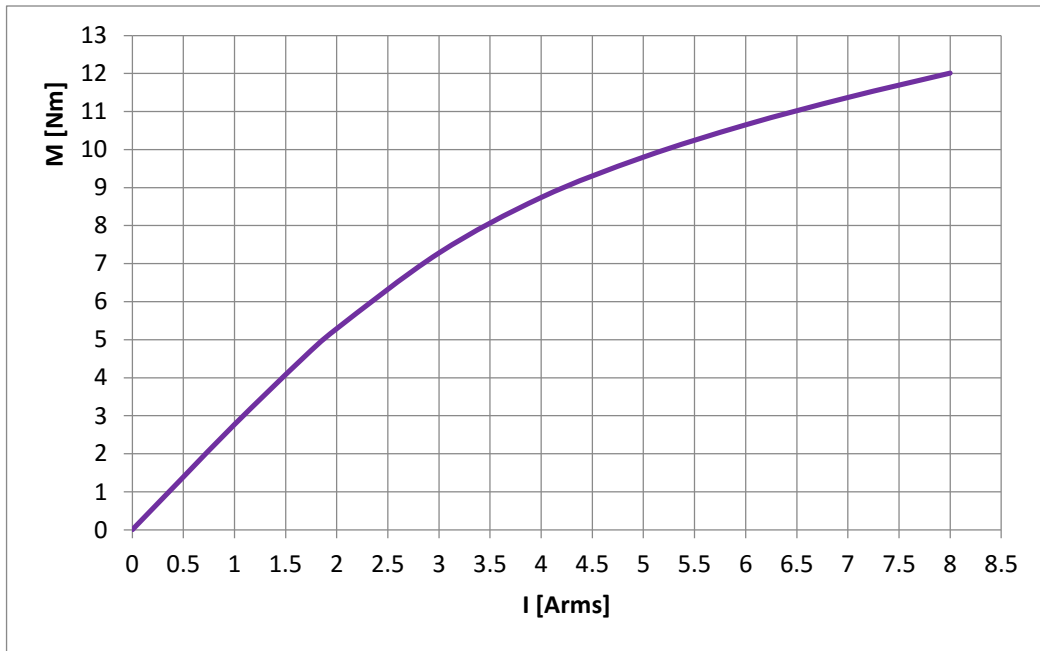
Tab. 6 Veklikost momentu a indukovaného napětí v závislosti na úhlu β

β	M	U	β	M	U
[°]	[Nm]	[V]	[°]	[Nm]	[V]
0	4.420	184	-50	3.130	99.8
-5	4.490	182.9	-55	2.800	88.3
-10	4.500	176.1	-60	2.450	76.8
-15	4.460	168.7	-65	2.080	65.1
-20	4.390	160.6	-70	1.690	53.4
-25	4.280	151.8	-75	1.280	42.0
-30	4.120	142.4	-80	0.860	31.2
-35	3.930	132.3	-85	0.440	22.4
-40	3.690	121.8	-90	0.001	18.5
-45	3.420	110.9			

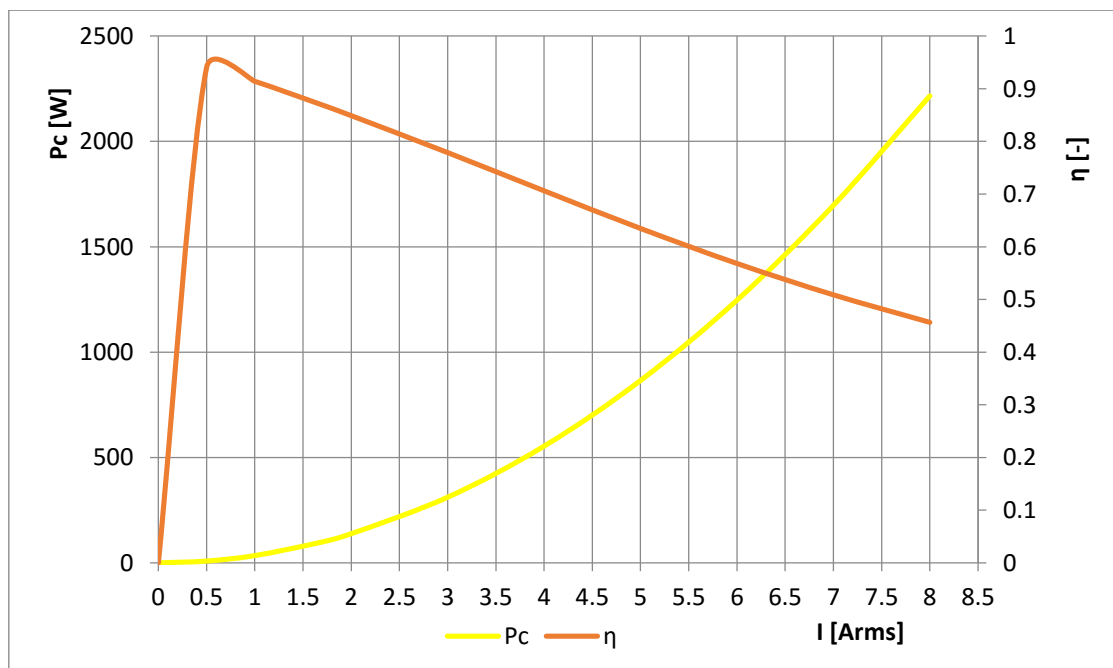


Obr. 24 Vliv velikosti elektrického úhlu β na moment

Závislost momentu na proudu je na Obr. 25. Simulace byly provedeny pro konstantní rychlost otáčení 1500 ot/min. Elektrický úhel jsem zvolil $\beta = -5^\circ$ a byl konstantní pro všechny proudy. V simulacích jsem neuvažoval žádné napětové omezení ani vliv demagnetizace, která by pro proudy větší než 4 A již působila na magnety, jak bylo popsáno a je vidět na Obr. 22. Jak je patrné z průběhu grafu, tak s rostoucím proudem stoupá moment. Do hodnoty 1.8 A je závislost momentu na proudu lineární. Po překročení proudu 1.8 A je již moment na proudu nelineárně závislý a neroste tak strmě, stroj je plně nasycen. S rostoucím proudem jsou spojeny ztráty v mědi, které rostou s kvadrátem proudu. Protože jsou ztráty v mědi dominantní (viz Tab. 5), jejich velikost nejvíce ovlivňuje výslednou účinnost stroje. Proto při proudu 8A je moment 12 Nm a ztráty v mědi vychází 2215 W. Když uvážíme, že výkon stroje je 1890 W, tak ztráty v mědi jsou větší než samotný výkon a účinnost stroje je pouhých 45.65%. Závislost ztrát v mědi na velikosti proudu a s nimi spojená účinnost stroje je na Obr. 26. Lineárně s proudem také roste proudová hustota ve stroji. Se zvyšující se hodnotou proudu stoupá zvlnění momentu. V případě, že bych uvažoval napětové omezení, tak by moment stroje nestoupal takto strmě. Bylo by potřeba omezit velikost napětí změnou elektrického úhlu β , kdy statorový tok působí proti toku magnetů. Tento vliv byl popsán v předchozím odstavci.



Obr. 25 Závislost momentu na proudu



Obr. 26 Vliv velikosti proudu na ztráty v mědi a účinnost stroje

5 Optimalizace modelu pomocí algoritmů umělé inteligence

Tato kapitola je věnována optimalizaci navrženého modelu motoru pomocí umělé inteligence. Optimalizace se zaměří na změnu parametrů a nalezení nejlepší kombinace. Byl

vybrán algoritmus SOMA, který již byl otestován při jiných návrzích motor. Algoritmus podával velmi dobré výsledky v přijatelném čase. Princip algoritmu SOMA byl již popsán dříve a pro optimalizaci byla vybrána strategie AllToOne, více v [1], [2] a [12].

5.1 Účelová funkce

Pojmem účelová funkce se myslí funkce, jejíž optimalizace (nalezení maxima nebo minima) povede k nalezení optimálních hodnot jejich argumentů [2]. Účelová funkce je jedním z klíčových bodů definice podmínek optimalizace. Je tvořena z argumentů, které popisují optimalizovaný stroj.

Na každou účelovou funkci lze nahlížet jako na geometrický problém, v jehož rámci se hledá lokální extrém (minimum nebo maximum) a dále globální extrém na ploše ležící v $(N+1)$ rozměrném prostoru. Někdy je používán i výraz „hyperplocha“ nebo „prostor možných řešení“ daného problému. Počet dimenzí N je dán počtem optimalizovaných argumentů účelové funkce. Jestli má optimalizovaná funkce např. pět argumentů (nezávisle proměnných), pak se hledá extrém na pětirozměrné ploše v šestirozměrném prostoru, kde šestá dimenze je návratová hodnota účelové funkce. Často se stane, že daná účelová funkce může obsahovat více stejných globálních extrémů na různých souřadnicích. Výhodou je, že si poté uživatel může vybrat z více stejně kvalitních řešení pro něj to nejvhodnější.

Definice účelové funkce je jedním z nejkritičtějších a nejdůležitějších kroků v rámci optimalizačního procesu. Při jeho špatném provedení může dojít k velmi výraznému ovlivnění kvality výsledků. Jelikož je mnoho problémů, které lze definovat jako optimalizační, neexistuje jednoznačný postup pro to, jak sestavit účelovou funkci. Jsou naznačeny pouze obecné principy. Hlavní zásadou při tvorbě účelové funkce je nutně vědět čeho se má dosáhnout a z čeho se bude vycházet. V případě prediktivního řízení je základní myšlenka, že se hledá taková množina akčních zásahů u , které vede výstup y řízeného dynamického systému optimálním způsobem k žádané hodnotě w . Pro tento případ je obvykle účelová funkce ve tvaru:

$$J(N_1, N_2, N_u) = \sum_{j=N_1}^{N_2} [y(k+j) - w(k+1)]^2 + \sum_{j=1}^{N_u} \lambda(j) [\Delta u(k+j-1)]^2 \quad (3.1)$$

Jednotlivé parametry mají následující význam:

N_1 – minimální predikční horizont

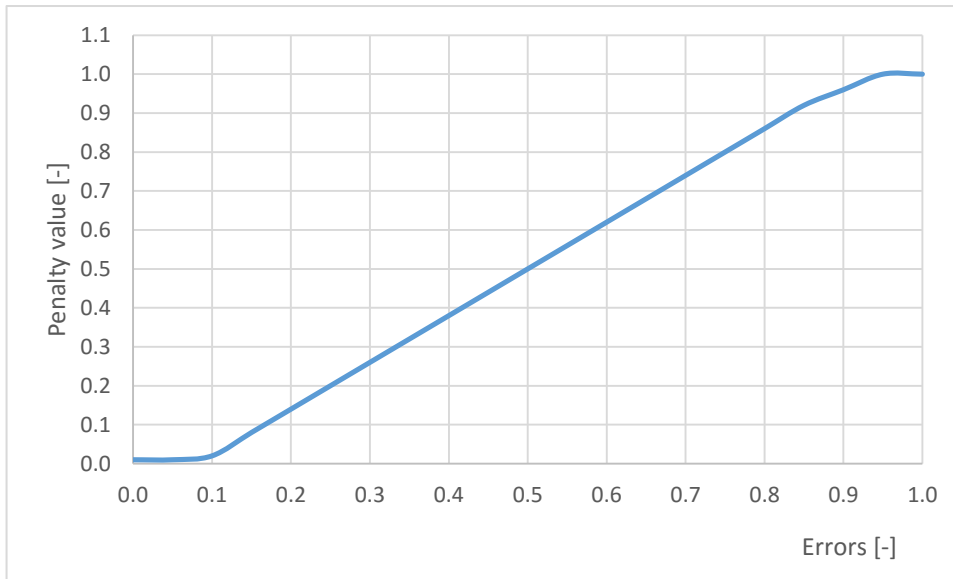
N_2	– maximální predikční horizont
N_u	– řídicí horizont
u	– akční veličina
y	– výstup ze systému
l	– váha pro rozdíly v sekvenci řídicích zásahů
k	– aktuální pozice na časové ose
j	– počet kroků do budoucnosti

5.2 Penalizace funkcí

Penalizací funkcí je záměrná úprava hodnot účelové funkce ve vybraných oblastech argumentů, které jsou z různých důvodů nepřipustné. Pokud tyto oblasti jednoznačně zakážeme, nazývá se potom penalizace jako *hard-constrains*, ale ve skutečnosti je to omezení kladené na hodnoty argumentů [2]. V tomto případě je jedinec, který se nachází v této oblasti, zrušen a náhodně nahrazen jedincem z povolené oblasti. Nevýhodou je, že prostor možných řešení je rozdělen do izolovaných oblastí. Díky této nesouvislosti může vznikat množství lokálních extrémů na hranicích těchto oblastí. Další možností je tzv. *soft-constrains*. Zde jedinec, který je v zakázané oblasti, není zrušen ale pouze znevýhodněn hodnotou účelové funkce. Výhodou *soft-constrains* je, že prostor zůstává souvislý. Proto je tato penalizační metoda považována za výhodnější i přes to, že většina algoritmů je schopna pracovat pouze s *hard-constrains* přístupem. Tato omezení mají svůj původ v reálném světě, kdy některé hodnoty účelové funkce mohou být nerealizovatelné - jako je například záporná tloušťka, záporná pravděpodobnost atd.

Když budeme nahlížet na prohledávaný prostor řešení účelové funkce jako na životná prostředí, potom penalizační funkce mají za úkol znepříjemnit jedincům z populace pohyb v zakázaných oblastech. V geometrickém prostoru je to možno interpretovat jako deformaci hyperplochy směrem k opačnému extrému než je hledán. Výsledkem je, že jedinci tento prostor rychle opustí nebo se nedostanou do další populace.

Při tvorbě penalizační funkce je potřeba uvažovat dvě věci. První se týká strmosti přímky a druhá se týká tolerance v okolí nulové nebo 100% chyby. Tyto věci popíší na příkladu penalizační funkce, která je na Obr. 27.



Obr. 27 Průběh penalizační funkce, citace[12]

Tento průběh penalizační funkce zajistí, že plynulou změnou vypočítané chyby je mírně změněna i hodnota penalty funkce. Rozsah penalty funkce je v rozmezí od 0 do 1 a stejně tomu je i u rozsahu chyby. Výhodou je, že pokud je chyba požadované veličiny nulová, tak i penalizační funkce $f(x)$ je nulová. Stejně tomu je i v případě, kdy je chyba v 1 a penalizační funkce je také rovna jedné. Z tohoto důvodu není převodní křivka ve tvaru přímky, kdy při výpočtu chyby v okolí nuly se již hodnota penalizační funkce mění jen minimálně. Tímto tvarem je zajištěno, že je v tomto okolí určitá tolerance a není už důležité, jestli je hodnota rovna 0 nebo 0.04. Rovnice, do které jsou chyby dosazovány je následující:

$$f(x) = 8.89x^6 - 33.75x^5 + 48.09x^4 - 33.03x^3 + 11.46x^2 - 0.68x + 0.01 \quad (3.2)$$

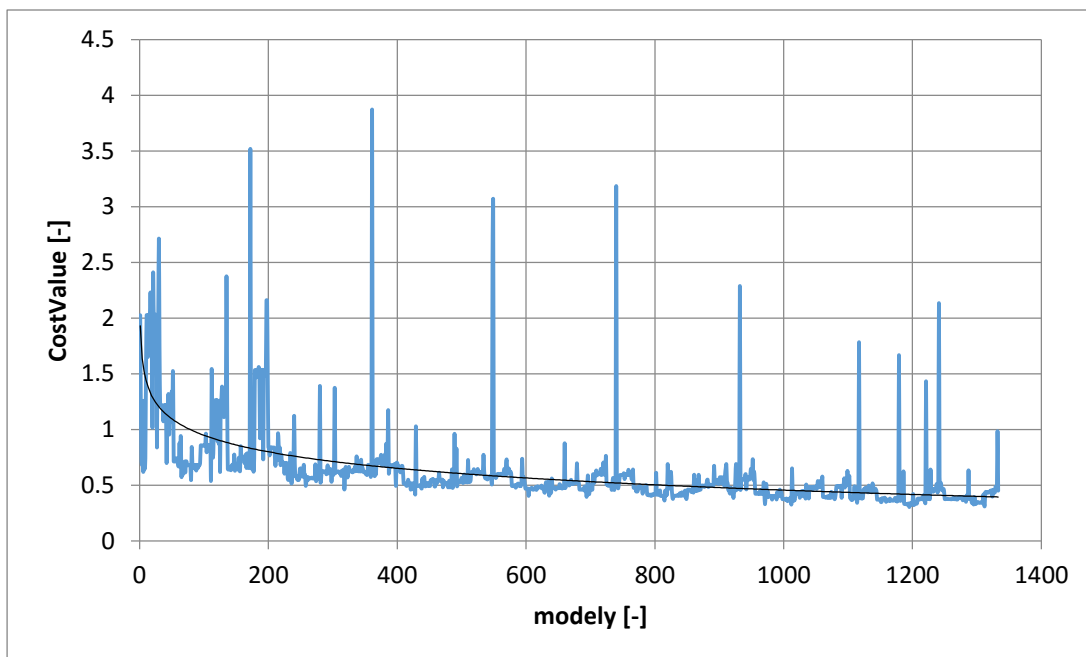
Další penalizační funkce [12] lze posoudit stejným způsobem jako tuto na základě dvou zmíněných parametrů (strmost, tolerance). Průběh penalizační funkce si poté volí sám návrhář podle toho, jaký průběh by sledovaná funkce měla mít a co se od penalizační funkce očekává při návrhu elektrického stroje.

5.3 Optimalizace analytického modelu

Pro optimalizaci byl vybrán algoritmus SOMA. Provedl jsem dvě optimalizace s rozdílnými změnami parametrů. Pro obě jsem nastavil stejná kritéria, podle kterých algoritmus pracoval. Kritérií bylo 6 a patřila do nich velikost indukovaného napětí, moment, zvlnění momentu, cogging momentu, účinnost a účinník. Pro jednotlivé hodnoty jsem nastavil

požadovanou hodnotu, cíl a váhový koeficient. Podle tohoto nastavení se algoritmus dále rozhodoval. Například váhový koeficient pro účinnost jsem nastavil na hodnotu 1 (všechny jsou si rovny), cíl na maximum a hodnotu na 90. Tímto jsem nastavil, že bude algoritmus brát v úvahu pouze modely s účinností konvergující k 90%. Čím je nastaven váhový koeficient u některého parametru vyšší, tím dominantnější je před ostatními. Nejvyšší váhový koeficient byl na napětí, u kterého jsem nastavil požadovanou hodnotu na 180 V. Ostatní parametry jsem nechal nastaveny na stejnou váhu. Optimalizace byla především zaměřena na zlepšení účinnosti a sní spojenými ztrátami v mědi. Nebyla zaměřena na co nejnižší cenu motoru. Použil jsem penalizační funkci popsanou rovnicí (3.2) a zobrazenou na Obr. 27. Základní matice měla deset modelů, které byly vypočteny. Modely měly náhodně zvolené rozměry geometrie z mezí, které jsem nastavil. Nejlepší výsledek podle nastavených kritérií byl algoritmem vybrán jako leader a v první iteraci k němu migrovali ostatní. Nastavil jsem 7 iterací s krokem 20. Pro každou optimalizaci bylo vypočítáno přes 1300 modelů. Jak již bylo popsáno s časovou náročností 15 – 30 minut jednoho výpočtu a maximálním počtem 4 paralelních výpočtů byla časová náročnost velice vysoká. Na druhou stranu bylo propočítané velké množství modelů, a proto bylo prověřeno, že algoritmus pracuje správně a byl vybrán nejlepší nalezený výsledek.

V první optimalizaci jsem nastavil možnost měnit téměř všechny parametry geometrie, které jsou vidět na Obr. 10. Pro všechny vypočtené modely byla pouze neměnná délka stroje, velikost vzduchové mezery, rychlost otáčení a velikost elektrického úhlu β . Ten byl pro všechny modely roven -5° . Po provedení optimalizace modelu jsem zpracoval výsledky a vynesl je do grafu, který je na Obr. 28. CostValue je hodnota, která udává hodnotu výsledné účelové funkce. Tuto hodnotu dostaneme tak, že po spočítání objectives se provede jejich penalizace pomocí definovaných penalizačních funkcí a na závěr se spočítá hodnota účelové funkce. Výsledná hodnota účelové funkce je velmi ovlivňována váhovými koeficienty, které jsou voleny na začátku optimalizace. Čím je hodnota CostValue menší, tím lepší řešení bylo nalezeno. Jak je vidět z průběhu, algoritmus SOMA nalézal v každé další iteraci stále lepší řešení. V každé iteraci byl nalezen nejlepší výsledek, který se stal leadrem a ostatní migrovali v další iteraci k němu.

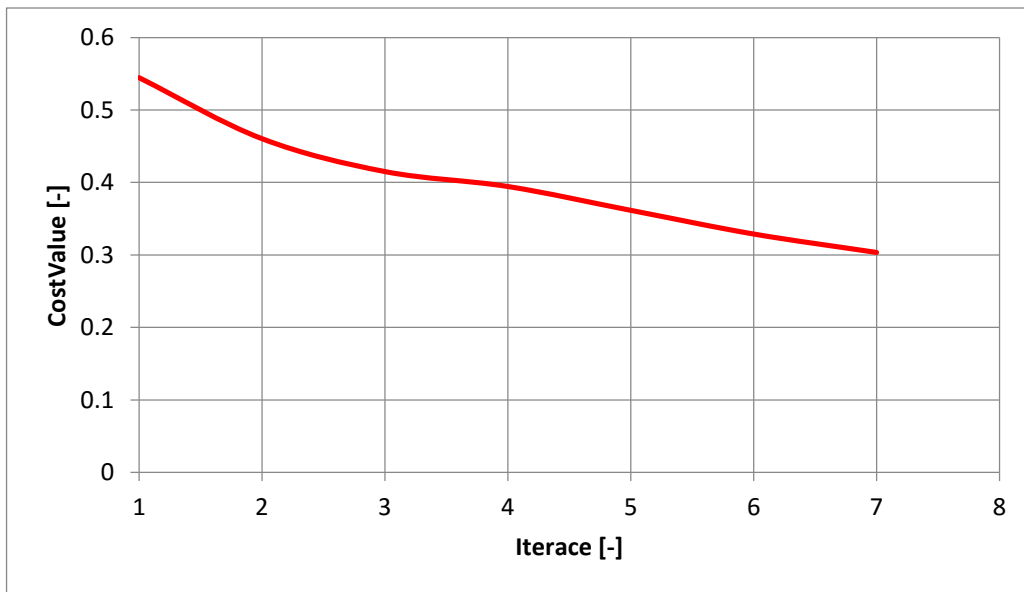


Obr. 28 Průběh první optimalizace analytického modelu

Nejlepší výsledek z každé iterace je na Obr. 29. Je vidět, že hodnota CostValue se každou iterací zmenšovala. V první iteraci byla CostValue = 0.545 a postupnou optimalizací se v poslední iteraci hodnota CostValue snížila na hodnotu 0.303. Jak je z průběhu vidět, tak trend byl stále klesající a kdybych nastavil větší počet iterací je možné, že by SOMA našla ještě lepší řešení. Na druhou stranu když uvážíme, že při jedné iteraci se vypočte 189 modelů, časová náročnost s každou další iterací rychle stoupá. Nejlepší výsledky pro jednotlivé iterace obou optimalizačních úloh jsou v následující tabulce.

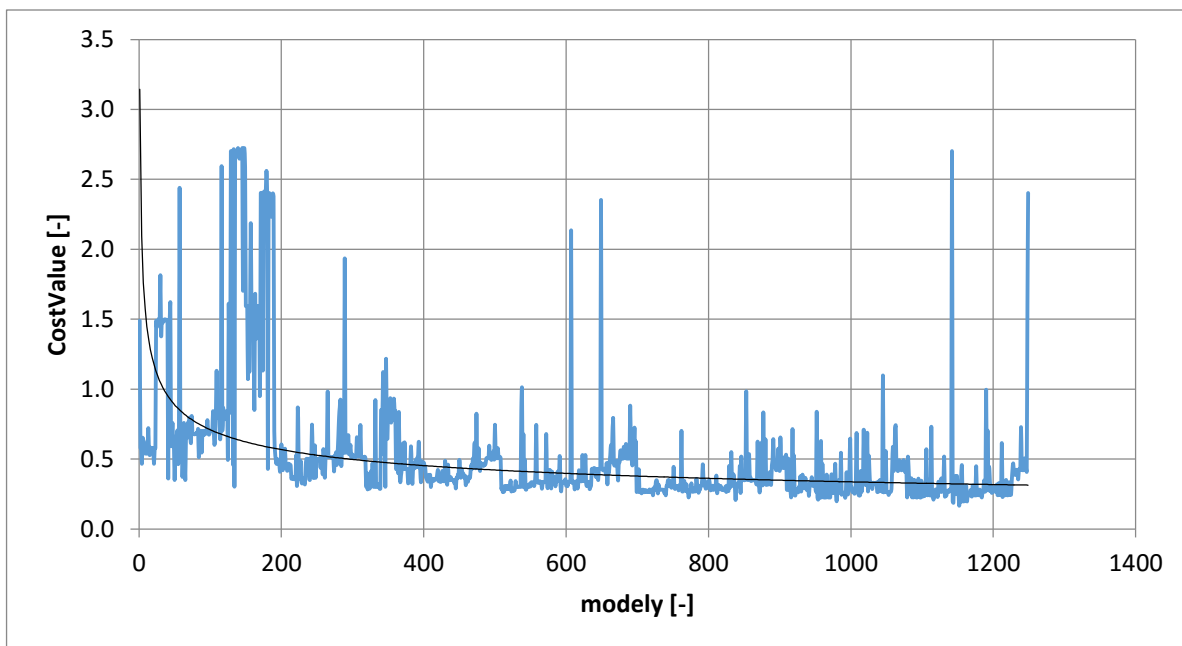
Tab. 7 Nejlepší modely z jednotlivých iterací

Iterace	První optimalizace		Druhá optimalizace	
	Číslo modelu	CostValue	Číslo modelu	CostValue
1	70	0.5446	136	0.3025
2	308	0.4604	323	0.2850
3	418	0.4150	513	0.2642
4	684	0.3945	724	0.2407
5	805	0.3616	840	0.2071
6	961	0.3289	982	0.1978
7	1185	0.3035	1154	0.1696

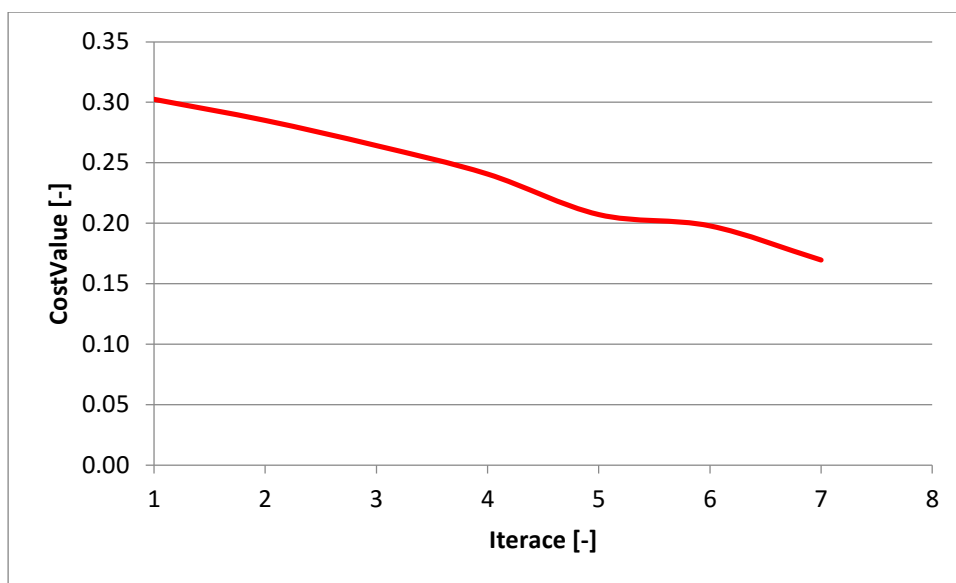


Obr. 29 Nejlepší nalezené řešení v každé iteraci

V druhé optimalizační úloze bylo opět možno měnit všechny parametry, které jsou zobrazeny na Obr. 10. Navíc byla přidána možnost měnit i vzduchovou mezeru. V této optimalizační úloze byla neměnná pouze délka stroje, rychlost otáčení a elektrický úhel β , který byl roven -5° . Oproti minulé optimalizaci jsem ještě zvětšil rozsah proudu a počtu závitů, což je důvod, proč CostValues vychází při poslední iteraci tak odlišně. Z výsledků jsem vypočítal CostValue a vytvořil jsem průběh optimalizace. Tento průběh je na Obr. 30. Z průběhu je patrné, že každou další iterací algoritmus našel lepší řešení. Nejlepší hodnoty pro jednotlivé řešení jsou v Tab. 7. Na Obr. 31 je zobrazena hodnota nejlepší nalezené hodnoty CostValue pro každou iteraci. Z průběhu je patrné, že každou další iterací našel algoritmus lepší řešení. V první iteraci byla hodnota CostValue rovna 0.302 a v poslední iteraci se rovnala 0.1696. Je patrné, že trend byl stále klesající a dá se tedy uvažovat (stejně jako v předchozí optimalizaci), že s dalším počtem iterací by našel algoritmus lepší řešení. Z důvodů časové náročnosti jsem zvolil 7 iterací. V druhé optimalizační úloze je vidět, že po provedení poslední iterace bylo nalezeno lepší řešení než v první. Proto byl jako optimalizovaný model pro porovnání s analytickým a následně i prototypem vybrán model, který v druhé optimalizaci měl nejmenší hodnotu CostValue.



Obr. 30 Průběh druhé optimalizace analytického modelu



Obr. 31 Nejlepší nalezena řešení v každé iteraci

5.4 Srovnání analytického modelu s optimalizovanými

Po provedení obou optimalizačních úloh jsem provedl srovnání s vypočteným analytickým modelem. Z optimalizací jsem vybral modely s nejmenší hodnotou CostValue. Průběhy optimalizací a hodnoty CostValue jsou popsány v předchozí kapitole 5.3. Z první optimalizace jsem vybral model číslo 1185 s hodnotou CostValue = 0.3035 a z druhé model číslo 1154 s hodnotou CostValue = 0.1696. Porovnání mezi analytickým modelem

a optimalizovanými modely je provedeno pomocí vypočtených hodnot z programu FEMAG. Tyto hodnoty jsou v Tab. 8.

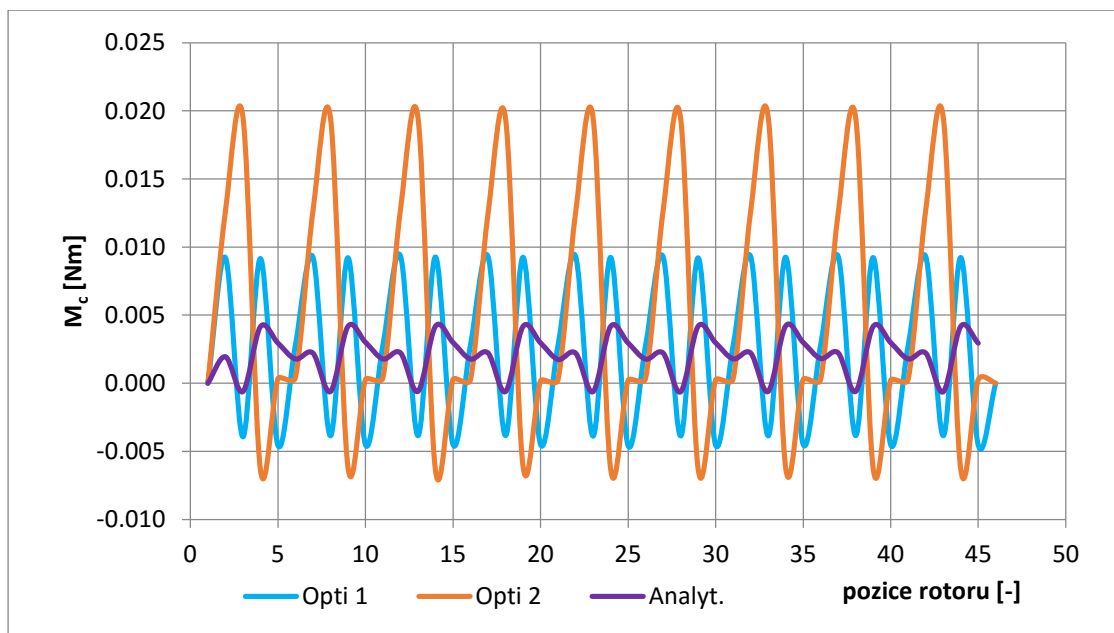
Tab. 8 Vypočtené hodnoty v programu FEMAG pro analytický a optimalizované modely

Symbol	analyt. model	opt. model 1	opt. model 2	jednotka
	hodnota	hodnota	hodnota	
I	1.66	1.56	1.34	[Arms]
M	4.49	4.73	4.49	[Nm]
P_N	705.05	743.68	706.05	[W]
J	11.42	11.13	8.04	[A/mm ²]
U	182.9	170.7	179.4	[Veff]
n	1500	1500	1500	[ot/min]
β	-5	-5	-5	[°]
M_{ripp}	0.034	0.055	0.063	[Nm]
M_{ripp}	0.758	1.162	1.402	[%]
M_c	0.005	0.014	0.026	[Nm]
M_c	0.108	0.294	0.578	[%]
P_{cu}	95.408	74.386	42.619	[W]
P_{sh}	4.677	4.926	6.917	[W]
P_{se}	3.409	3.504	4.844	[W]
P_{rh}	0.004	0.006	0.01	[W]
P_{re}	0.01	0.016	0.029	[W]
P_{ma}	0.226	0.301	0.145	[W]
η	87.17	89.94	92.83	[%]
$\cos\phi$	0.807	0.940	0.977	[-]

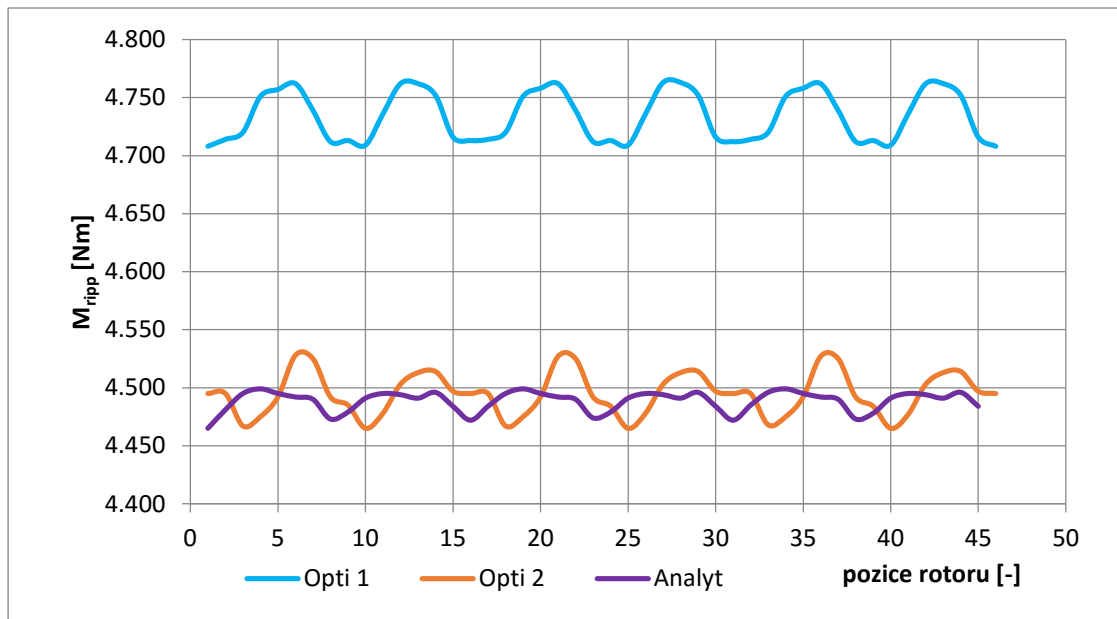
Optimalizace byla zaměřena hlavně na zvýšení účinnosti stroje a s tím spojené snížení dominantních ztrát v mědi. Jak je vidět z výsledků, oba optimalizované modely měly lepší účinnost než analytický model. U druhého optimalizovaného modelu se povedlo snížit ztráty v mědi dokonce na polovinu. Je to způsobeno tím, že v tomto modelu se zmenšila vzduchová mezera. Tedy nebylo potřeba mít ve vinutí takové množství závitů, jako u analytického modelu. Zmenšením vzduchové mezery také vedlo k nárůstu momentu, a proto bylo potřeba snížit proud, aby motor měl požadovaný moment. Se snížením proudu je spojena také proudová hustota a oteplovací ztráty. Z výsledků je patrné, že snížením proudu klesla také proudová hustota ve stroji. Indukované napětí u obou optimalizovaných modelů vyhovuje požadované hodnotě 180 V. U analytického modelu je napětí nepatrně vyšší, ale je možné ho

snížit pomocí řízení elektrickým úhlem β . U prvního optimalizovaného modelu vychází moment vyšší než u zbylých dvou porovnávaných modelů. Je to z důvodu odlišně nastavených podmínek pro optimalizaci, kdy byla váha na výsledek momentu rovna 1.5. Ve druhé optimalizaci byla váha nastavena na 1. První model měl také odlišně nastavené rozmezí proudů a počtu závitů. Když nastavíme nižší proud, dostaneme požadovanou hodnotu momentu i u prvního optimalizovaného modelu. Oba optimalizované modely mají vyšší účinník než analytický model. Druhý optimalizovaný model má dokonce účinník roven 0.977.

Jedna z věcí, která vyšla u optimalizovaných modelů hůře, je zvlnění momentu a cogging moment. Je to z důvodu, že cílem optimalizace nebylo snížit tyto dva parametry, které vycházely velmi dobře již u analytického modelu. Proto váha byla nastavena na hodnotu 1 a pro zvlnění momentu bylo nastaveno maximální zvlnění 3% a cogging momentu maximálně 2%. Je vidět, že nejvíce se zvlnění zvýšilo v druhé optimalizační úloze. Je to zapříčiněno tím, že se zmenšila velikost vzduchové mezery a magnety mají jiný objem než v původním stroji. Zvlnění se zvětšilo dvojnásobně a to na 1.4 %. Průběhy zvlnění momentu pro všechny tři modely jsou na Obr. 33. Cogging moment se dokonce zvětšil pětinašobně. Jelikož byl u analytického modelu pouze 0.1% , změna není nijak dramatická a cogging moment je i u optimalizovaného modelu velmi nízký. Změnu cogging momentu a jeho průběhy pro jednotlivé modely jsem vložil do jednoho grafu. Tyto průběhy jsou na Obr. 32.



Obr. 32 Průběhy cogging momentu pro porovnávané modely



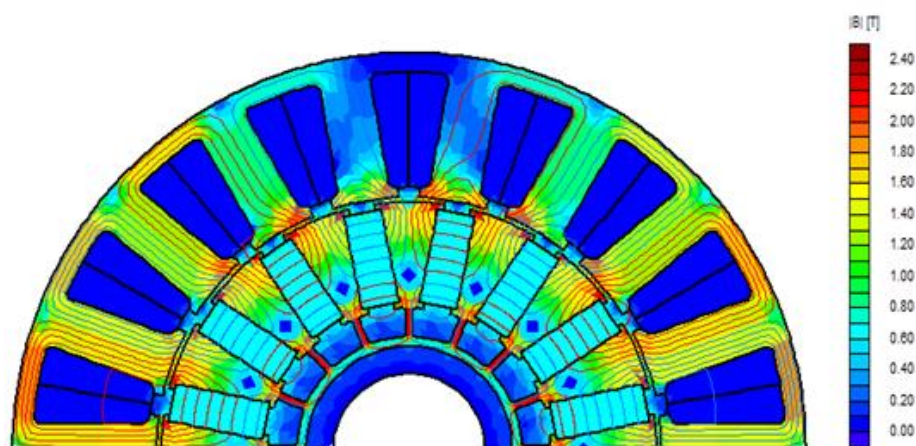
Obr. 33 Průběhy zvlnění momentu pro porovnávané modely

Jak již bylo napsáno dříve, tak v optimalizaci byly měněny kromě velikosti proudu a počtu závitů také parametry geometrie. Se zmenšujícím se proudem a počtem závitů se pro požadovaný moment musela zvětšovat plocha magnetů. V dalších částech bude již s analytickým modelem porovnán pouze nejlepší model z obou optimalizací. Je to model z druhé optimalizace, který měl nejnižší hodnotu CostValue. V Tab. 9 jsou vidět změny některých parametrů oproti analytickému modelu. Z tabulky je patrné, že optimalizovaný model je menší. Na druhou stranu vidíme, že v novém modelu je dvojnásobný objem magnetů. S rostoucím objemem magnetů roste také cena. Při snaze mít motor co nejlevnější by musela být nastavena optimalizace s jinými kritérii. Byla by snaha především co nejvíce snížit objem použitých magnetů za cenu horší účinnosti stroje a větší proudovou hustotou ve stroji. Jednou z možností by bylo také použít feritové magnety. Ty jsou ale mnohem slabší a bylo nutné stroj prodloužit, abychom získali požadovaný moment. Také je patrné, že nový optimalizovaný model má o 164 závitů méně a tedy klesly i ztráty v mědi a stoupla účinnost, což bylo účelem optimalizace. V optimalizovaném modelu je také větší jho stroje a to z důvodů lepšího uzavírání siločar. Vždy je lepší jho dělat větší pro možné případné mechanické úpravy při kompletování motoru, popřípadě zvýšení napěťové hladiny.

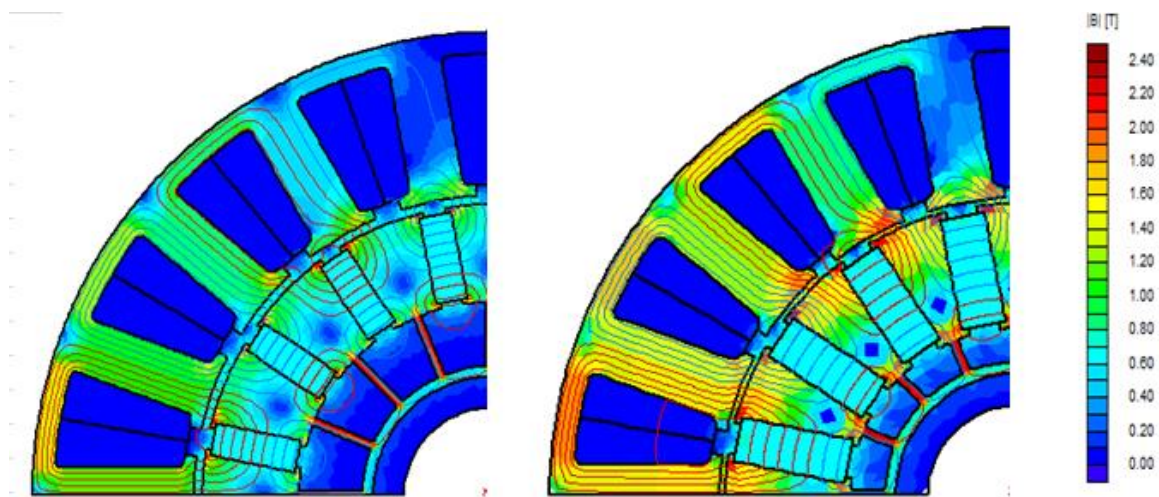
Tab. 9 Změna rozměrů geometrie u optimalizovaného modelu

Vypočítané parametry	symbol	analyt.	opti.	jednotka
		hodnota	hodnota	
Jmenovitý proud	I	1.66	1.34	[Arms]
Vnitřní průměr statoru	D_i	54.9	53.1	[mm]
Vnější průměr statoru	D_o	84.4	83.5	[mm]
Objem magnetů	V_m	15991.7	27520	[mm ³]
Výška jha statoru	h_{bi}	2.69	4.2	[mm]
Počet všech závitů	N	776	612	[-]

Pro optimalizovaný model jsem provedl výpočet při nulovém proudu v cívkách pro rozložení magnetického pole. Toto rozložení je na Obr. 34. Jak je vidět z obrázku, při nulovém proudu v cívkách má rotor i stator poměrně vysokou hodnotu magnetické indukce. Pro porovnání s rozložením B ve stroji je na Obr. 35 zobrazen i analytický model. Je patrné, že větší objem magnetů má vliv při nulovém proudu na rozložení pole, a siločáry jsou více uzavírané přes statorové plechy. Dalším důvodem většího B v optimalizovaném modelu je fakt, že oproti původnímu analytickému modelu má menší vzduchovou mezeru mezi státorem a rotorem. Tento fakt také zesiluje magnetické pole ve stroji. Nejvíce namáhané oblasti jsou stejně jako u analytického modelu rohy magnetů, přechody pod magnety (bridges) a v zubech statoru. V rozích je velikost magnetické indukce 2.1T a stejnou hodnotu má i v přechodech (bridges). Tato velikost je stejná jako u analytického modelu. Rozdíl je v celkovém rozložení B v modelu. U optimalizovaného modelu je patrné vyšší magnetické sycení především v zubech statoru a v plechu rotoru podél magnetu.

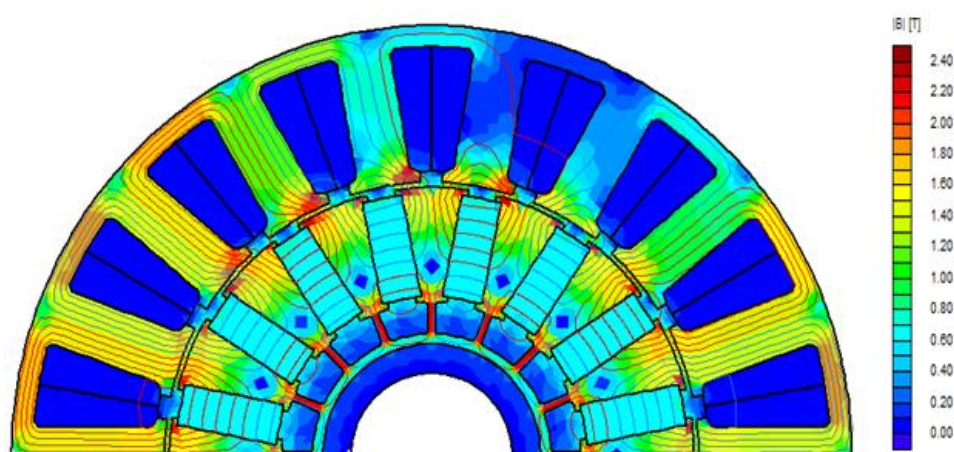


Obr. 34 Rozložení magnetického pole v modelu při nulovém proudu ve vinutí



Obr. 35 Rozložení magnetického pole pro analytický model (vlevo) a pro opti. model (vpravo)

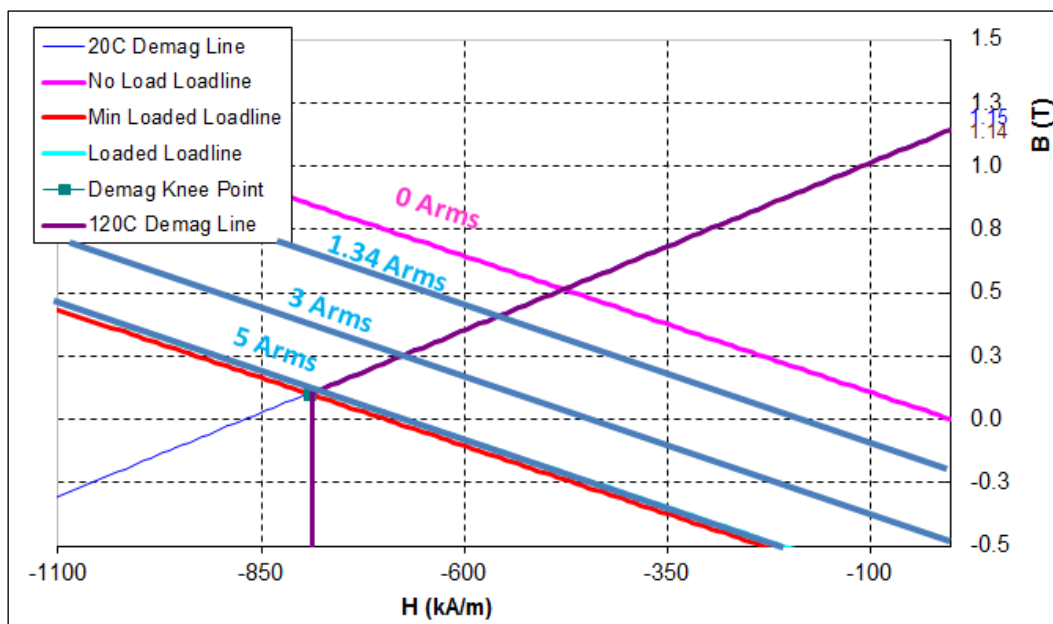
Rozložení magnetického pole pro optimalizovaný model je na Obr. 36. Nejvíce se změnila velikost magnetické indukce v zubech statoru, kde má hodnotu 2.2 T. Ve statorovém jhu došlo také k většímu magnetickému sycení a nejvyšší hodnota je 1.8T. Rotorové plechy jsou bez větších změn a rozložení pole a velikost magnetické indukce je stejné jako pro případ, kdy ve vinutí nebyl žádný proud. Porovnání s analytickým modelem pro jmenovitý proud jsem neprováděl, protože každý model má jinou jmenovitou hodnotu proudu a porovnání by nebylo objektivní.



Obr. 36 Rozložení magnetického pole při jmenovitém proudu

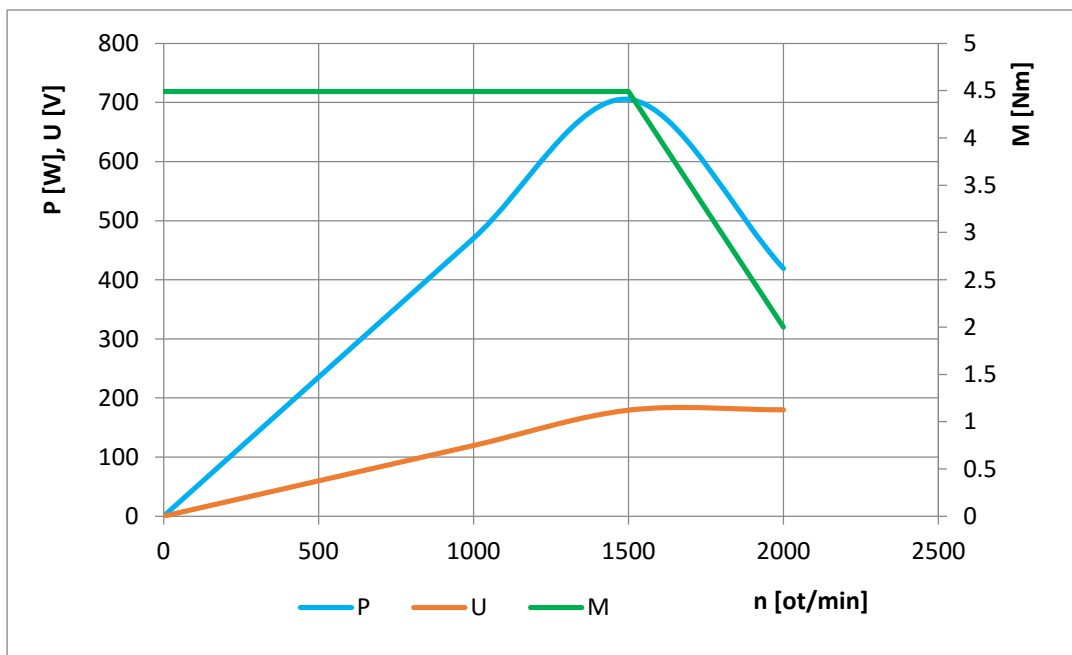
Pro optimalizovaný model jsem provedl demagnetizační analýzu stejným způsobem jako pro analytický model. První výpočet byl proveden pro 20°C na magnetech a nulový

proud pro zjištění strmosti křivek. Následně jsem nastavil teplotu magnetů na 120°C a provedl sérii výpočtů pro různé proudy. Pro jmenovitý proud magnety bez problému vyhovují a nepůsobí na ně demagnetizace. Limitní je proud 5A. Po překročení tohoto proudu již dochází v rozích magnetů k demagnetizaci a postupnému poškozování magnetů. Optimalizovaný model je více odolný na přetížení a lze ho proudově přetížít téměř 5 krát. To znamená, že při maximálním proudu 4A jako u analytického modelu má optimalizovaný model větší výkon a nemá problémy s demagnetizací.



Obr. 37 Demagnetizační analýza pro optimalizovaný model

Závislost výkonu, momentu a indukovaného napětí na rychlosti při konstantním proudu je na Obr. 38. Závislost všech tří veličin do jmenovitých otáček je stejná jako u analytického modelu. Po překročení jmenovitých otáček klesá moment, ale i výkon. Je to z důvodu, že moment klesá strměji, než roste rychlost. Na rozdíl od analytického modelu je možno motor provozovat maximálně do 2000 ot/min. Při požadavku provozovat motor pro vyšší rychlosti by bylo potřeba zvýšit napětí, protože pro vyšší rychlosti již motor neodpovídá napěťovému omezení 180V. Je to způsobeno velkou plochou magnetů. I v případě, kdy je elektrický úhel roven -80° , se stále v motoru indukuje poměrně vysoké napětí.

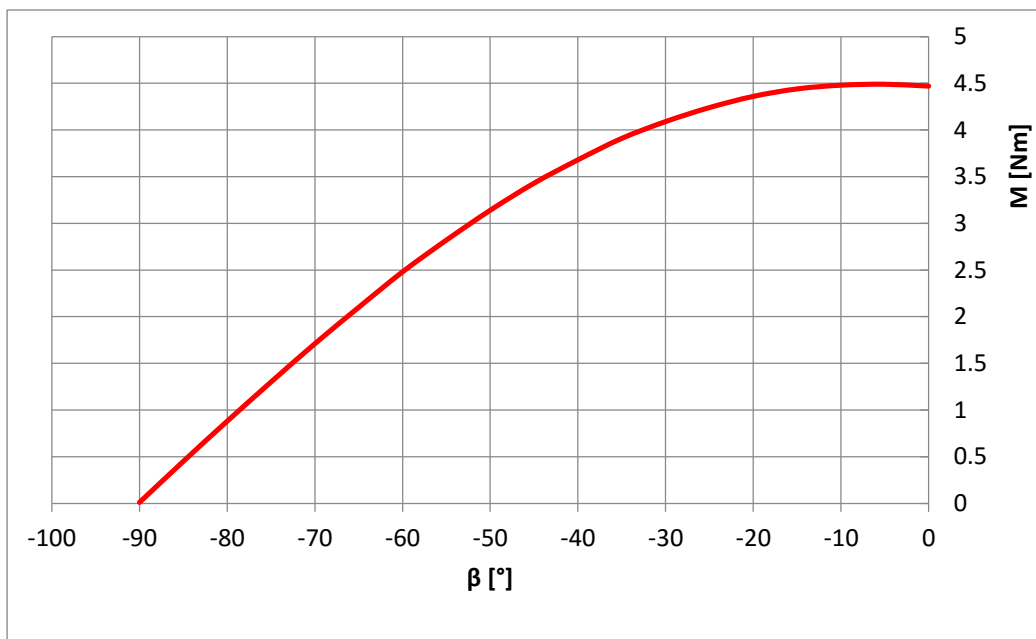


Obr. 38 Závislost momentu, výkonu a indukovaného napětí na rychlosti

Pro optimalizovaný model jsem vytvořil závislost momentu na velikosti elektrického úhlu β . Tato závislost je na Obr. 39. Oproti analytickému modelu, který měl optimální úhel β pro řízení roven -10° , má optimalizovaný model toto optimum v -5° , jak je vidět z průběhu grafu. Pro přesnou představu jsou všechny hodnoty vypsány v Tab. 10. Z tabulky je patrné, že pro $\beta = 0^\circ$ je hodnota momentu menší pouze o 0.01 Nm, ale motor nevyhovuje z důvodu vysokého napětí.

Tab. 10 Závislost momentu a indukovaného napětí na velikosti β pro optimalizovaný model

β	M	U	β	M	U
[°]	[Nm]	[V]	[°]	[Nm]	[V]
0	4.47	182.4	-50	3.14	146.6
-5	4.49	179.4	-55	2.82	142.9
-10	4.48	176.3	-60	2.48	139.5
-15	4.44	172.9	-65	2.1	136.3
-20	4.36	169.4	-70	1.71	133.5
-25	4.24	165.8	-75	1.3	131.2
-30	4.09	162.1	-80	0.88	129.5
-35	3.91	158.2	-85	0.45	128.4
-40	3.68	154.3	-90	0.01	128.1
-45	3.43	150.5			

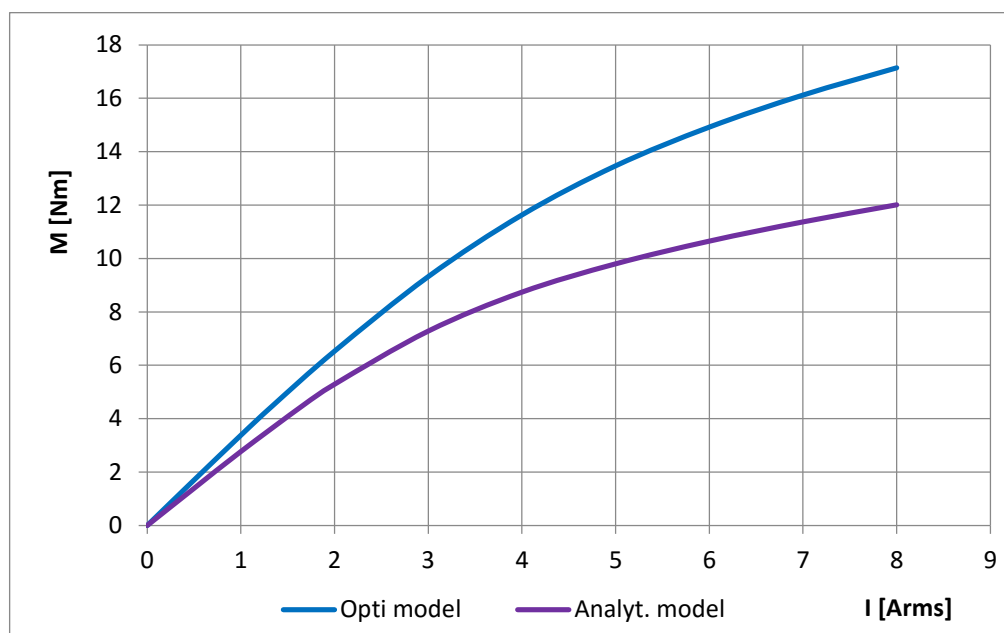


Obr. 39 Závislost momentu na velikosti β pro optimalizovaný model

Z výsledků je patrné, že velikost elektrického úhlu nemá na indukované napětí příliš velký vliv - oproti analytickému modelu, kdy s rostoucí hodnotou klesalo indukované napětí mnohem rychleji. Při zvolení úhlu $\beta = -90^\circ$ má motor stále 130 V, a proto jak již bylo zmíněno v předchozím odstavci, pouze změnou řídicího úhlu není možné motor provozovat pro rychlosti vyšší než 2000 ot/min při konstantním proudu.

Pro optimalizovaný model jsem provedl výpočet průběhu momentu v závislosti na proudu. Tento průběh je na Obr. 40. Do grafu jsem přidal také průběh pro analytický model pro lepší možnost srovnání obou modelů. Průběh je stejně jako u předchozího modelu pro různé proudy bez ohledu na demagnetizační analýzu. V případě uvažování demagnetizace by byl analytický model pouze do 4 A a optimalizovaný model do 5 A. Jak je patrné z průběhu grafu, optimalizovaný model má se stejnou hodnotou proudu větší moment. Je to způsobeno již zmíněnou plochou magnetů a také zmenšenou vzduchovou mezerou. U optimalizovaného modelu je do proudu 1.8 A moment motoru lineárně závislý. Po překročení této hodnoty již moment neroste lineárně s proudem. Stejně jako u předchozího modelu, s rostoucím proudem klesá účinnost stroje z důvodu zvyšujících se ztrát v mědi. Ztráty v mědi jsou totiž na proud závislé s kvadrátem proudu. Účinnost neklesá tolik jako u analytického modelu a pro proud 8 A je účinnost motoru rovna 64%. To je o 20% více než u analytického modelu. Je to způsobeno menším počtem závitů, které byly jedním z optimalizovaných parametrů. Zvlnění momentu se také se zvyšujícím proudem zvyšuje, ale ne tak razantně jako u předchozího

modelu. Cogging moment s rostoucím proudem klesá. V mém případě byl u obou modelů velice malý a proto změna při proudu 8 A je minimální.



Obr. 40 Porovnání závislosti momentu na proudu pro oba modely

6 Vyroběný prototyp a jeho měření

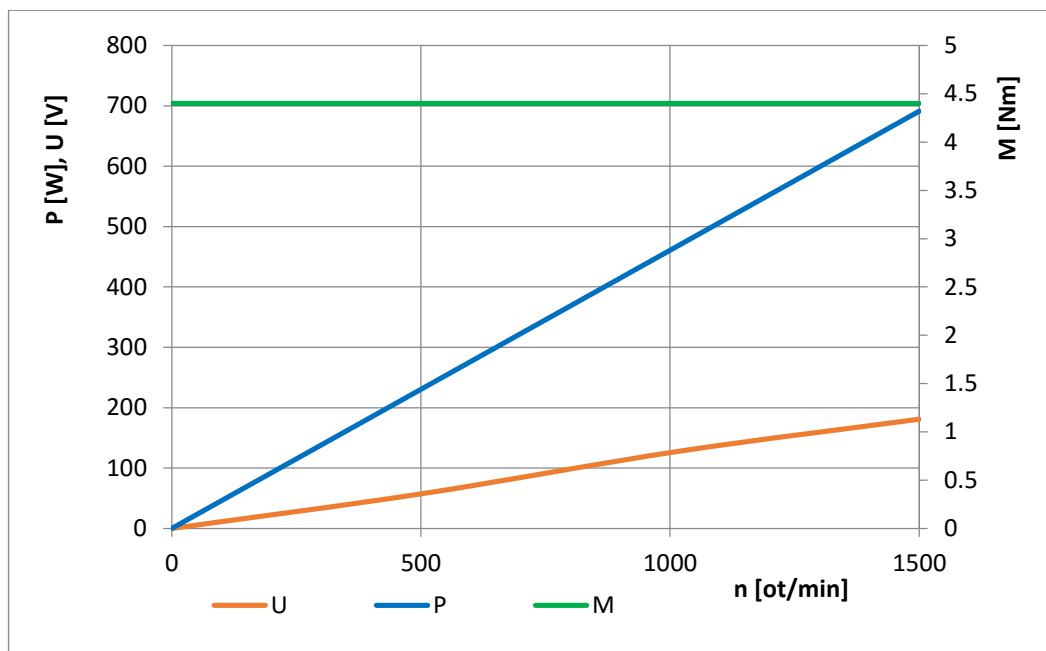
Prototyp byl vyroben firmou Baumüller a měření bylo provedeno ve firemní laboratoři. Prototyp byl vybrán z několika navržených modelů a nakonec vyroben. Jeho jmenovitý proud byl vyšší, než pro který byl původně navržen. Se zvýšeným proudem a stejným požadavkem na velikost indukovaného napětí bylo potřeba snížit počet závitů ve stroji. Optimalizovaný model nebyl vybrán pro vyrobení. Důvodem byla vyšší cena spojená s větším objemem použitých magnetů. Zákazník si zvolil raději motor s horší účinností a účínkem, ale nižší cenou. Pro analytický model jsem pouze zvýšil proud a snížil počet závitů a porovnal výsledné hodnoty s hodnotami naměřenými na prototypu.

Měření na prototypu bylo při různých rychlostech a konstantním jmenovitém proudu 1.85 A. Měření bylo provedeno pro rychlosti 500, 1020 a 1500 ot/min za ustálených teplot ve vinutí a na magnetech. Motor nemá žádné aktivní chlazení a je proto chlazen pouze pasivně okolním proudícím vzduchem. Naměřené hodnoty momentu a indukovaného napětí jsou v Tab. 11. Prototyp byl měřen při nulovém elektrickém úhlu β . Z naměřených hodnot je patrné, že prototyp má požadovaný moment a vyhovuje i požadovanému napětí. Průběh pro

změnu momentu v závislosti na rychlosti je na Obr. 41. Z průběhů je patrné, že s rostoucí rychlostí stoupá indukované napětí a výkon stroje.

Tab. 11 Naměřené hodnoty z prototypu

n [ot/min]	I [Arms]	M [Nm]	U [V _{eff}]	P [W]
500	1.85	4.4	57.273	230.38
1020	1.85	4.4	128.114	469.98
1500	1.85	4.4	180.942	691.15



Obr. 41 Závislost momentu a indukovaného napětí na rychlosti pro změřený prototyp

Pro porovnání s analytickým modelem bylo potřeba změnit počet závitů a zvýšit proud na požadovanou hodnotu. Pro optimalizovaný model jsem toto porovnání neprováděl, protože pro stejný proud by měl motor mnohem vyšší výkon a dalším snížením počtu závitů by již motor neměl požadované indukované napětí. Před vyrobením prototypu vybraný model nevyhovoval z mechanického hlediska a bylo nutné provést změny v geometrii rotoru, kde šlo především o zesílení přechodů pod magnety. Proto jsem zvětšil šířku přechodů také u analytického modelu a provedl výpočty pro požadované rychlosti. Vypočtené hodnoty jsou v Tab. 12. Jak je patrné z vypočtených a změřených hodnot, analytický model s prototypem má stejný moment a výkon. Vypočtené indukované napětí se mírně liší od změřených hodnot. Jedním z důvodů, který mohl způsobit rozdílné hodnoty je fakt, že jsem neměl přesné rozměry parametrů. Tyto parametry byly změněny v důsledku nevyhovujících mechanických výpočtů. Motor je také vyroben z materiálů, které nemají ideální vlastnosti (jako jsou

uvažovány při výpočtech v programu FEMAG). Z tohoto důvodu, také může dojít k rozdílným výsledkům s měřeným prototypem.

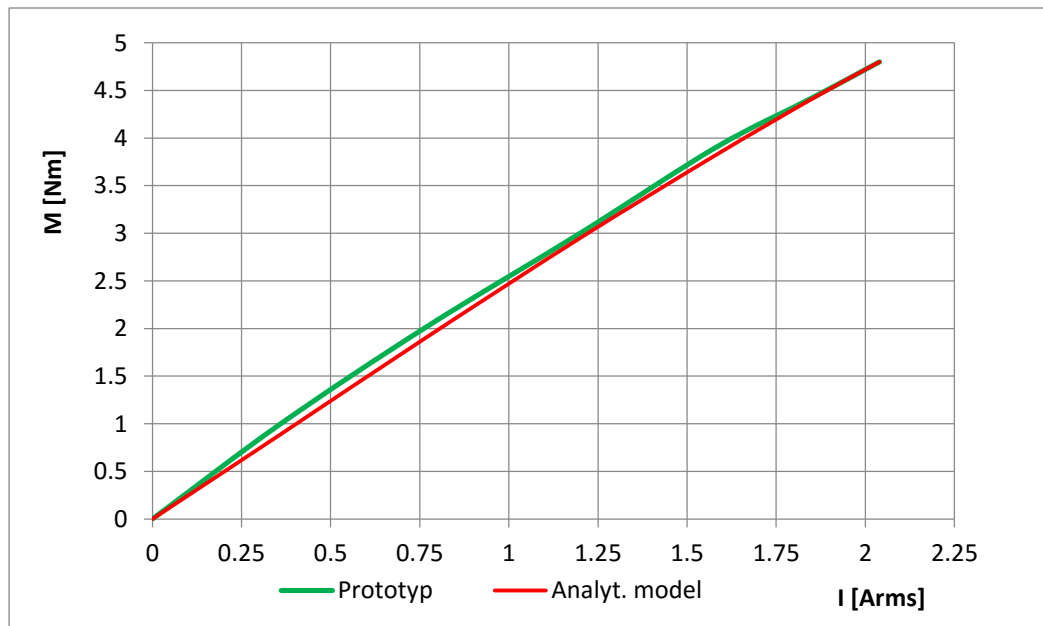
Tab. 12 Porovnání hodnot momentu a napětí pro analytický model a prototyp

prototyp				
n [ot/min]	I [Arms]	M [Nm]	U [Veff]	P [W]
500	1.85	4.4	57.273	230.38
1020	1.85	4.4	128.114	469.98
1500	1.85	4.4	180.942	691.15
analytický model				
n [ot/min]	I [Arms]	M [Nm]	U [Veff]	P [W]
500	1.85	4.41	58.1	230.9071
1020	1.85	4.41	118.5	471.0504
1500	1.85	4.41	174.8	692.7212

Pro prototyp byla také změřena závislost momentu na změně proudu při konstantní rychlosti 1500 ot/min. Měření bylo opět provedeno při nulovém elektrickém úhlu. Pro stejné proudy jsem propočítal momentovou charakteristiku i pro analytický model a porovnal obě křivky navzájem. Průběhy grafů jsou na Obr. 42 je vidět, že prototyp má pro nižší proudy větší moment než analytický model. Možnou příčinou tohoto rozdílu může být, že měření závislosti momentu na proudu nebylo při ustálené teplotě na magnetech a ve vinutí. Na začátku měření při nižších proudech nebyla ještě teplota ustálená na provozní hodnotu. Při vyšší teplotě magnetů totiž klesá remanentní magnetická indukce B_r , a tím klesá též moment stroje. Při výpočtech pomocí programu FEMAG je pro všechny výpočty uvažována pracovní teplota na magnetech 120°C. Z křivek je patrný stejný trend průběhu momentu pro prototyp i analytický model. Rozdíly mezi změřeným momentem prototypu a vypočteným momentem pro analytický model jsou velmi malé a proto pro lepší přehlednost jsou uvedeny v Tab. 13.

Tab. 13 Hodnoty naměřeného a vypočteného momentu pro zadaný proud

I [Arms]	prototyp	analyt. model
	M [Nm]	M [Nm]
0.36	1	0.89
0.77	2.02	1.91
1.2	3	2.95
1.58	3.9	3.82
1.85	4.42	4.41
2.04	4.8	4.8



Obr. 42 Průběhy momentu v závislosti na proudu pro analyt. model a prototyp

7 Závěr

Diplomová práce je věnovaná návrhu, optimalizaci a následnému měření prototypu motoru, který je navržen pro požadovaný výkon při zadané velikosti napájecího napětí. Jednalo se o synchronní motor s permanentními magnety v rotoru nazývaný také Spoke motor. Pro motor byly použity magnety NdFeB, které mají vysokou remanentní magnetickou indukci. První část práce byla věnována teoretické rešerši. V této rešerši byl popsán princip funkce motoru s jeho výhodami a nevýhodami. Dále v kapitole byly popsány tři algoritmy umělé inteligence, které je možné použít pro optimalizaci. V poslední části teoretické rešerše byl popsán analytický postup při výpočtech rozměrů motoru s permanentními magnety.

Pomocí analytických vztahů byly vypočteny základní parametry motoru. Tyto parametry byly poté použity pro vytvořenou univerzální geometrii. Tato geometrie se dá použít pro různé velikosti a délky s možností měnit jednotlivé parametry podle potřeby. V práci byly také popsány změny od prvotní geometrie a možnosti, které lze při návrhu uvažovat. Ať už se jedná o jiný tvar magnetů, vzduchovou mezeru okolo magnetů nebo výpočet segmentovaného statoru. Tato geometrie byla také úspěšně použita pro Spoke motory s výkonem nad 500 kW, kdy nahradila motory s magnety lepenými na povrchu rotoru.

Po vypočtení modelu v programu FEMAG, byl zvolen algoritmus SOMA strategie AlltoOne. Tento algoritmus byl již testován na několika optimalizačních úlohách předtím a poskytoval velmi dobré výsledky v přijatelném čase. Algoritmus mi byl poskytnut vedoucím práce a já jej použil pro optimalizaci stroje s nastavenými optimalizačními kritérii. Cílem bylo snížit ztráty ve vinutí a tím zvýšit tak celkovou účinnost stroje. Algoritmus byl nastaven na 7 migračních kol a v posledním kole bylo nalezeno nejlepší řešení u obou optimalizačních úloh. Pro každou optimalizační úlohu bylo vypočteno přes 1300 modelů. Ve druhé optimalizační úloze bylo nalezeno nejlepší řešení, protože hodnota CostValue byla nejnižší. Tento model byl použit pro porovnání s analytickým modelem. Optimalizovaný model měl o 5% lepší účinnost a ztráty v mědi byly poloviční. Z průběhů optimalizace je patrné, že algoritmus pracuje správně a je ho proto možné použít pro řešení problémů.

Optimalizovaný model nebyl vybrán pro výrobu prototypu z důvodu vyšší ceny, která byla způsobena větším objemem magnetů ve stroji. Byl vybrán analytický model s vyšším jmenovitým proudem a menším počtem závitů. Model nevyhovoval mechanické analýze a bylo nutné změnit několik parametrů geometrie rotoru. Změřené hodnoty na prototypu byly porovnány s upraveným analytickým návrhem. Z výsledků je patrné, že analytický model má

stejný výkon a závislost momentu na proudu je také stejná. Takže porovnáním změřených hodnot na prototypu se ověřila správnost analytického výpočtu a je možné použít analytické vztahy pro rychlý výpočet parametrů geometrie pro různé vstupní požadavky. Díky univerzální geometrii rychle vypočítat výstupní hodnoty motoru a optimalizačním algoritmem nalézt optimální řešení podle zadaných optimalizačních kritérií. Také se ověřila správnost výpočtů získaných pomocí programu FEMAG, kdy vypočtené hodnoty odpovídaly hodnotám změřeným.

Použitá literatura

- [1] ZELINKA, I. Umělá inteligence v problémech globální optimalizace. 1. Praha : BEN - technická literatura, 2002. 192 s. ISBN 80-7900-069-5.
- [2] ZELINKA, I., et al. *Evoluční výpočetní techniky : Principy a aplikace*. 1. Praha : BEN - technická literatura, 2009. 536 s. ISBN 978-80-7300-218-3.
- [3] Optimalizace pomocí mravenčích kolonií – Pavel Krömer
- [4] TJE MILLER. *SPEED's Electric Machines: An outline of some of the theory in the SPEED software for electric machine design with problem and solutions*. University of Glasgow, 2002-2009.
- [5] GIERAS, Jacek Franciszek. *Permanent magnet motor technology: design and applications*. 3rd ed. Boca Raton: CRC Press, c2010, xiv, 612 s. Third Edition. ISBN 978-1-4200-6440-7.
- [6] Optimalizační algoritmy inspirované živou přírodou – Vendula Churová – Bakalářská práce
- [7] PYRHONEN, Juha, Tapani JOKINEN a Valeria HRABOVCOVÁ. *Design of rotating electrical machines*. Hoboken, NJ: Wiley, c2008, ix, 512 p. ISBN 9780470695166.
- [8] Optimalizace vibračního mikrogenerátoru - Ing. Jiří Kurfürst, Ph.D. – diplomová práce
- [9] ONWUBOLU, Godfrey C a B BABU. *New optimization techniques in engineering*. New York: Springer, 2004, xxii, 712 p. ISBN 354020167x.
- [10] GALIOTO, Steven J., Patel B. REDDY, Ayman M. EL-REFAIE a James P. ALEXANDER. *Effect of Magnet Types on Performance of High-Speed Spoke Interior-Permanent-Magnet Machines Designed for Traction Applications*. IEEE Transactions on Industry Applications [online]. 2015, 51(3): 2148-2160
- [11] ZHANG, Peng, Dan M. IONEL a Nabeel A. O. DEMERDASH. *Morphing parametric modeling and design optimization of spoke and V-type permanent magnet machines by combined design of experiments and differential evolution algorithms*. In: 2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition [online]. 2013 [cit. 2015-10-02]. DOI: 10.1109/ecce.2013.6647383.
- [12] Optimalizace stroje s permanentními magnety na rotoru pomocí umělé inteligence- Ing. Jiří Kurfürst, Ph.D. – disertační práce
- [13] Haiwei Cai supervised by Prof. Longya Xu, *Comparison Study of Ferrite and Rare Earth IPM Machines*, Department of Electrical and Computer Engineering , The Ohio State University
- [14] script.femag.de

- [15] CHUNTING MI, G.R. SLEMON a R. BONERT. Modeling of iron losses of permanent-magnet synchronous motors. *IEEE Transactions on Industry Applications* [online]. 2003
- [16] F.G.J. Landgraf, M.F. de Campos, and J. Leicht, Hysteresis loss subdivision, *J.Magn. Mater.*, vol. 320, no. 20, pp. 2494-2498, 2008
- [17] ZHANG, Peng, Gennadi Y. SIZOV, Dan M. IONEL a Nabeel A.O. DEMERDASH. Design optimization of spoke-type ferrite magnet machines by combined design of experiments and differential evolution algorithms. In: *2013 International Electric Machines & Drives Conference* [online]. IEEE, 2013
- [18] LIN, D., P. ZHOU, C. LU a S. LIN. Analytical Prediction of Cogging Torque for Spoke Type Permanent Magnet Machines. *IEEE Transactions on Magnetics* [online]. 2012
- [19] GE, X., Z. ZHU, J. LI a J. CHEN. Analysis of spoke-type IPM machine by step-staggered rotor with alternate airspace-barriers. In: *2015 IEEE Magnetics Conference (INTERMAG)* [online]. IEEE, 2015
- [20] ZHAO, Fei, Thomas A. LIPO a Byung-II KWON. A Novel Dual-Stator Axial-Flux Spoke-Type Permanent Magnet Vernier Machine for Direct-Drive Applications. *IEEE Transactions on Magnetics* [online]. 2014
- [21] Keith W. Klonty, Haodong Li, Reducing Core Loss of segmented laminations, *SMMA Fall Technical Conference*, 2008
- [22] KIM, Sung-Il, Jinwoo CHO, Sunghyuk PARK, Taesang PARK a Seongtaek LIM. Characteristics Comparison of a Conventional and Modified Spoke-Type Ferrite Magnet Motor for Traction Drives of Low-Speed Electric Vehicles. *IEEE Transactions on Industry Applications* [online]. 2013
- [23] HONG, Chan-Hee, Hyun-Soo SEOL, Hyun-Woo JUN, Huai-Cong LIU a Ju LEE. Characteristic analysis of Spoke-type IPMSM corresponding to the rib structure. In: *2014 17th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)* [online]. IEEE, 2014