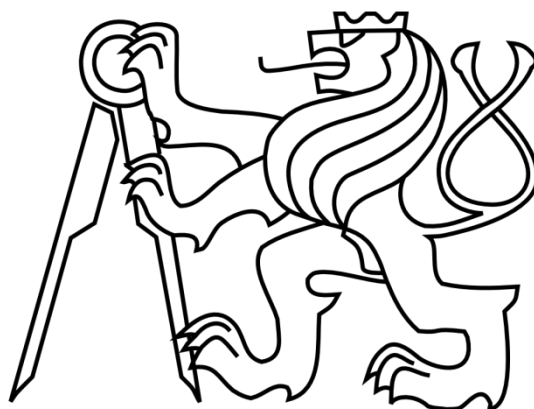


ČESKÉ VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V PRAZE

Fakulta elektrotechnická



BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

2016

Tadeáš Holý



ČESKÉ VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V PRAZE

**Fakulta elektrotechnická
Katedra elektrických pohonů a trakce**

**Analýza a porovnání rozložení magnetického pole v třífázovém a
vícefázovém asynchronním stroji**

**Analysis and comparison of magnetic-field distribution in three- and
multi-phase induction machines**

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

Studijní program: Elektrotechnika, energetika a management
Studijní obor: Aplikovaná elektrotechnika

Vedoucí práce: doc. Ing. Miroslav Chomát, CSc.

Tadeáš Holý

Praha 2016

Čestné 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. Nemám závažný důvod proti užití tohoto školního díla ve smyslu §60 Zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon).

Datum: 26. 5. 2016

.....

Tadeáš Holý

Poděkování

Rád bych tímto poděkoval vedoucímu mé bakalářské práce doc. Ing. Miroslavovi Chomátovi, CSc. za ochotu, trpělivost, čas věnovaný při konzultacích a řadu cenných rad, které mi dopomohly k dosažení stanovených cílů. Dále bych rád poděkoval Ing. Lud'ku Schreierovi, CSc. za konzultace ohledně tvorby simulačních modelů, Ing. Pavlovi Kološovi z firmy KOVINTRADE Praha za poskytnutí naměřených parametrů plechu M800-50A a v neposlední řadě firmě EMP Slavkov za poskytnutí dokumentace k motorům.

České vysoké učení technické v Praze
Fakulta elektrotechnická

katedra elektrických pohonů a trakce

ZADÁNÍ BAKALÁŘSKÉ PRÁCE

Student: **Tadeáš Holý**

Studijní program: Elektrotechnika, energetika a management
Obor: Aplikovaná elektrotechnika

Název tématu: **Analýza a porovnání rozložení magnetického pole v třífázovém a vícefázovém asynchronním stroji**

Pokyny pro vypracování:


- 1) Seznamte se s principem vícefázových asynchronních pohonů a problematikou modelování magnetického pole v elektrických stojích.
- 2) Pomocí metody konečných prvků modelujte 2D rozložení magnetického pole v asynchronním stroji třífázovém a pětífázovém, popřípadě o jiném počtu fází, při různých hodnotách skluzu.
- 3) Získejte a analyzujte průběh magnetické indukce ve vzduchové mezeře strojů a porovnejte obsah základní a vyšších prostorových harmonických těchto průběhů.

Seznam odborné literatury:

- [1] LEVI, E. Multiphase Electric Machines for Variable-Speed Applications. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 55, No. 5, pp. 1893-1909, 2008.
- [2] MĚŘIČKA, J., HAMATA V. a VOŽENÍLEK, P. Elektrické stroje. Praha: Vydavatelství ČVUT, 2001.
- [3] MAYER, D.: Aplikovaný elektromagnetismus. 2. vydání, České Budějovice: KOPP, 2012.
- [4] SCHREIER, L., BENDL, J. a CHOMÁT, M. Mathematical model of five-phase induction machine. Acta Technica CSAV, Vol. 56, No. 2, pp. 141-157, 2011.
- [5] LIPO, T.A. Introduction to AC Machine Design. Madison: University of Wisconsin – Madison, 1996.
- [6] ŠTĚPINA, J. Prostorové fázory jako základ teorie elektrických strojů. Plzeň: Fakulta elektrotechnická ZČU, 1993.

Vedoucí: doc. Miroslav Chomát Ing., CSc.

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

Tato bakalářská práce se zabývá analýzou 2D rozložení magnetického pole třífázového a pětifázového asynchronního motoru s kotvou nakrátko o jmenovitém výkonu 1,5 kW. Problematika je řešena pomocí metody konečných prvků s využitím softwaru COMSOL Multiphysics. V úvodu je popsán princip třífázových a víceřázových asynchronních strojů a problematika modelování magnetického pole v elektrických strojích. Dále je popsán postup modelování magnetického pole asynchronních strojů včetně získání potřebných hodnot rotorových a statorových proudů pomocí simulace s využitím softwaru MATLAB Simulink. Získaná data magnetického pole a průběhu magnetické indukce ve vzduchové mezeře byla podrobena analýze a následně shrnuta v hodnocení.

Klíčová slova:

Asynchronní stroj, pětifázový asynchronní stroj, víceřázový stroj, magnetické pole, metoda konečných prvků

Summary:

This bachelor thesis focuses on the analysis of 2D distribution of magnetic field in three- and five-phase induction motors with squirrel cage rotors. Nominal power of these machines is 1,5 kW. The problem is solved by finite element method in software COMSOL Multiphysics. The principle of three-phase and multi-phase induction machines and magnetic field modeling in electrical machines are described. Furthermore, step-by-step description of creating the model of magnetic field is presented. Stator and rotor currents necessary for the magnetic field model are obtained from the simulation model using MATLAB-Simulink. The data of 2D magnetic field distribution and magnetic field density distribution along the air gap are analyzed and the evaluation is presented.

Index Terms:

Induction machine, five-phase induction machine, multi-phase machine, magnetic field, finite element method

Obsah

Úvod.....	10
1. Asynchronní stroje	11
1.1 Konstrukční uspořádání.....	11
1.2 Princip činnosti.....	13
1.3 Matematický model asynchronního stroje.....	14
1.3.1 Základní rovnice asynchronního motoru.....	14
1.3.2 Definice prostorového vektoru	16
1.3.3 Transformace souřadnic	18
1.3.4 Energetická bilance	20
1.3.5 Náhradní schéma	21
1.4 Vícefázové asynchronní motory.....	23
2. Řešení okrajových úloh v elektromagnetickém poli	25
2.1 Okrajové elektromagnetické úlohy.....	25
2.2 Metoda konečných prvků	25
2.3 Stručný princip MKP.....	26
2.4 Řešení elektromagnetických úloh softwarovými nástroji	27
3. Simulace asynchronních strojů.....	28
3.1 Použité rovnice	28
3.2 Potřebné parametry pro simulaci.....	31
3.3 Simulační model 3-fázového asynchronního stroje.....	32
3.3.1 Výsledek simulace 3-fázového stroje.....	33
3.4 Simulační model 5-fázového asynchronního stroje.....	36
3.4.1 Výsledek simulace 5-fázového stroje.....	37
4. Modelování magnetického pole asynchronních strojů pomocí metody konečných prvků.....	40
4.1 Základy zpracování úlohy	40
4.2 Tvorba modelů asynchronních strojů	41
4.2.1 Definice problému	41
4.2.2 Výběr prostředí.....	42
4.2.3 Definice geometrie	42
4.2.4 Definice materiálů	42
4.2.5 Zadání okrajových podmínek.....	43
4.2.6 Nastavení vlastností fyzikálního rozhraní	43
4.2.7 Vytvoření výpočetní sítě (mesh)	44
4.2.8 Řešení modelu	44
4.2.9 Zpracování výsledků simulace	44

5. Analýza magnetického pole strojů	45
5.1 Magnetické pole 3-fázového stroje	45
5.1.1 Průběh magnetické indukce ve vzduchové mezeře 3-fázového stroje	47
5.2 Magnetické pole 5-fázového stroje	51
5.2.1 Průběh magnetické indukce ve vzduchové mezeře 5-fázového stroje	54
5.3 Průběh magnetické indukce ve vzduchové mezeře 3-fázového a 5-fázového stroje s lineárním magnetickým obvodem	57
5.3.1 Průběh magnetické indukce ve vzduchové mezeře 3-fázového stroje s lineárním železem	57
5.3.2 Průběh magnetické indukce ve vzduchové mezeře 5-fázového stroje s lineárním železem	61
Závěr	66
Seznam použitých zdrojů	68
Seznam použitých symbolů a zkratk	69
Seznam obrázků	71
Seznam tabulek	73
Obsah přiloženého DVD	74
Seznam příloh	75
Přílohy	76
Příloha A	76
Příloha B	82
Příloha C	91
Příloha D	97

Úvod

Výroba a využití elektrické energie je od počátku spojena s problematikou přeměny energie mechanické na energii elektrickou a zpět s co nejvyšší účinností. Přeměnu energie obstarávají elektrické generátory nebo elektrické motory. V této práci se budu zabývat třífázovým a vícefázovým asynchronním motorem. Protože je teorie vícefázových strojů poměrně nová vědní disciplína, je zajímavé porovnat vícefázový stroj s třífázovým z hlediska vnitřního rozložení magnetického pole.

Cílem této práce je seznámit se s principem vícefázových asynchronních strojů, problematikou modelování magnetického pole v elektrických strojích a pomocí metody konečných prvků modelovat a následně porovnat magnetické pole a jeho rozložení ve vzduchové mezeře malého třífázového a pětifázového asynchronního stroje o výkonu 1,5 kW. Průběhy magnetické indukce ve vzduchové mezeře budu analyzovat a porovnávat obsah základní a vyšších harmonických těchto průběhů. Problematika modelace magnetického pole zahrnuje vliv natočení rotoru vůči statoru a vliv změny zátěžného momentu. V důsledku zvýšení zátěžného momentu se zvyšují statorové a rotorové proudy, které následně zvyšují sycení magnetického obvodu. Pro účely modelování magnetického pole je nutné tyto proudy nejprve zjistit, což provedu pomocí simulace chodu těchto strojů při zvoleném konstantním zatížení. Tuto simulaci provedu v softwaru MATLAB Simulink, přičemž budu respektovat jen základní prostorové harmonické magnetické indukce ve vzduchové mezeře.

Model magnetického pole sestavím v softwaru COMSOL Multiphysics. Budu respektovat patřičné okrajové podmínky a vlastnosti použitých materiálů, a to i nelineárního železa magnetického obvodu. Geometrie strojů bude založena na poskytnuté dokumentaci. Analýza magnetického pole by měla poukázat na hodnoty sycení magnetického obvodu. Dále porovnávat obsah vyšších harmonických průběhu magnetické indukce ve vzduchové mezeře pro oba stroje. Dle teoretických předpokladů by měl mít 5-fázový stroj nižší podíl vyšších harmonických magnetické indukce ve vzduchové mezeře oproti 3-fázovému stroji.

1. Asynchronní stroje

Asynchronní motory patří mezi nejpoužívanější elektrické pohony. Tyto stroje jsou známé pro svou jednoduchou konstrukci, spolehlivost, minimální údržbu a nízké náklady na výrobu. Asynchronní motory se vyrábějí ve velkých sériích, přičemž výrobní proces je z velké části automatizován, to má za následek jejich nízkou výrobní i prodejní cenu. Z těchto důvodů jsou asynchronní stroje široce používány v mnoha průmyslových aplikacích [1][2].

Asynchronní motory však nejsou dokonalé a některé nevýhody komplikují jejich provoz. Mezi ty nejvýznamnější patří obtížné řízení rychlosti, pokud neuvažujeme soustavu s měničem. Z tohoto důvodu jsou samostatné asynchronní motory používány pro aplikace, které nevyžadují regulaci otáčivé rychlosti. Příkladem takového použití jsou např. ventilátory, posuvné pásy, čerpadla atd. Další nevýhodou asynchronních motorů je velký záběrný proud při rozběhu přímým připojením na síť. Záběrný proud je omezen pouze impedancí nakrátko a může dosahovat u strojů s klecovou kotvou 4 až 7 násobku jmenovitého proudu [2].

Tyto nedostatky však lze poměrně snadno eliminovat použitím polovodičové výkonové elektrotechniky. V tomto případě je soustava tvořena motorem, polovodičovým měničem a řídicí částí s potřebnými čidly. Motor lze takto přizpůsobit danému účelu a nachází tak uplatnění v širokém spektru aplikací. Asynchronní motor se takto stává široce univerzální a využívá se například i pro trakční pohon, což by bez měničů nebylo možné. Problematikou řízení asynchronních motorů se zabývá mnoho firem, které na trh dodávají potřebné řídicí komponenty. Vlivem konkurence se tyto komponenty zlevňují a neustále roste počet řízených asynchronních motorů [1].

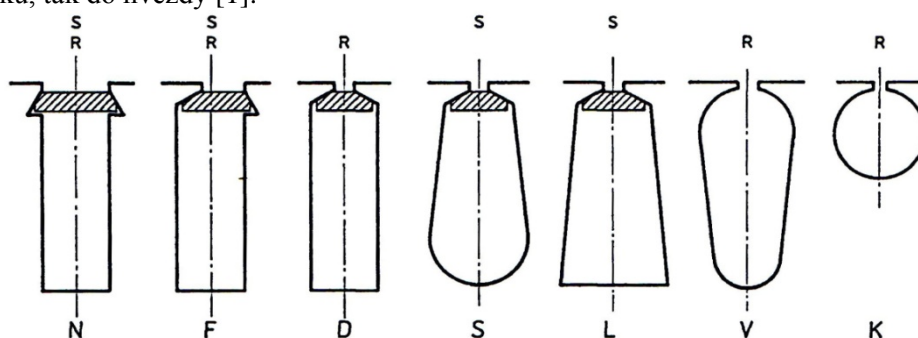
Se zdokonalením výkonové elektrotechniky mohou měniče na výstupu disponovat libovolným počtem fází, které mohou být použity pro napájení tzv. vícefázových strojů. Počet fází stroje tak není limitován třemi, jak tomu bylo dříve bez použití měničů. Je možné vytvořit vícefázové stroje, které pracují na stejném principu, přičemž potřebný přiváděný výkon je rozdělen do více fází. Vícefázové stroje mají oproti třífázovým určité výhody, samotná problematika vícefázových strojů bude vysvětlena v podkapitole 1.4.

1.1 Konstrukční uspořádání

Jako ostatní elektrické točivé stroje, i asynchronní motor se skládá z dvou hlavních částí, statoru a rotoru. Rotor a stator jsou navzájem odděleny vzduchovou mezerou, která je zpravidla široká pouze několik desetin milimetrů až milimetr u větších strojů.

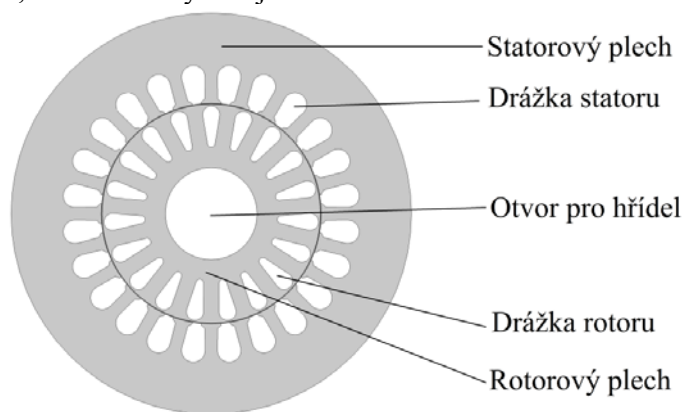
Vnější část statoru, neboli kostra motoru, je nejčastěji vyráběna jako železný nebo hliníkový odlitek, popřípadě se jedná o svařovanou konstrukci. Kostra spolu s víky po stranách stroje tvoří jeho celou konstrukci. Víka, v nichž jsou uložena ložiska, nesou hřídel s rotorem. Na kostru jsou kladeny poměrně přísné požadavky, co se tuhosti a rozměrové přesnosti týče. Do kostry jsou vsazeny prstence z izolovaných statorových plechů, které jsou vyrobeny z plechů pro elektrotechniku s obvyklou tloušťkou 0,5 mm. Kombinace elektrotechnické oceli s příměsí křemíku a izolovaných plechů o malé tloušťce snižuje ztráty vířivými proudy, které je nutno z hlediska provozu stroje minimalizovat. Vířivé proudy mají charakter proudových smyček, které zeslabují magnetický tok, čímž snižují účinnost stroje. Ztráty vzniklé vířivými proudy spolu s Jouleovými ztrátami ve vinutí zahřívají stroj. Pokud by teplota dosáhla kritické hodnoty, mohlo by dojít k nenávratnému poškození izolace vinutí. Do statorových plechů jsou vyřezány otvory tzv. drážky, do kterých se vkládá vinutí. Drážky vinutí mohou mít různý tvar lišící se dle typu vinutí, příklady tvarů drážek jsou uvedeny na obr 1.1. Statorové vinutí je vyvedeno na svorkovnici

umístěnou na kostře motoru. Svorkovnice umožňuje zapojení a přepojování vinutí jak do trojúhelníku, tak do hvězdy [1].



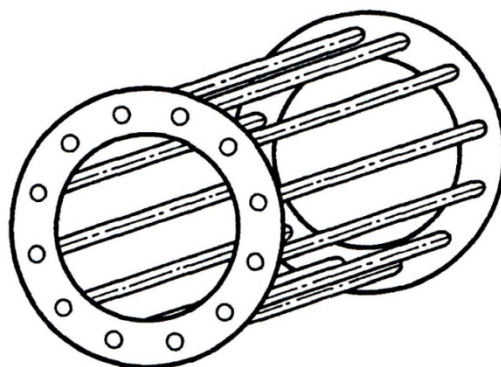
Obr. 1.1 Normalizované tvary statorových i rotorových drážek (přejato z [1])

Rotor je také složen z plechů pro elektrotechniku, které jsou pevně usazeny na hřídeli. Rotorový plech tvoří výstřižek ze stejného plechu, jaký byl použit pro stator. Při stříhání plechů se zpravidla vystřihne jak statorová, tak i rotorová část z jednoho kusu (viz obr. 1.2). Do rotorových drážek je umístěno vinutí, které může být dvojího druhu – klecové nebo vinuté.



Obr. 1.2 Statorový a rotorový plech

Klecové vinutí je nejpoužívanějším typem a nachází uplatnění u většiny asynchronních strojů. Toto vinutí je tvořeno neizolovanými hliníkovými nebo měděnými tyčemi uloženými v rotorových drážkách. Tyče jsou na obou koncích spojeny nakrátko zkratovacími prstenci, z tohoto důvodu vzniklo označení kotva nakrátko. Každá tyč tohoto vinutí tvoří jednu fázi rotoru. Jedná se tedy o vícefázové vinutí [1]. Hliníková klecová vinutí jsou obvykle vstřikovávána do rotorových drážek, tím vzniká velice pevná a přitom jednoduchá konstrukce. Nákres klecové kotvy bez rotorových plechů je patrný z obr.1.3.

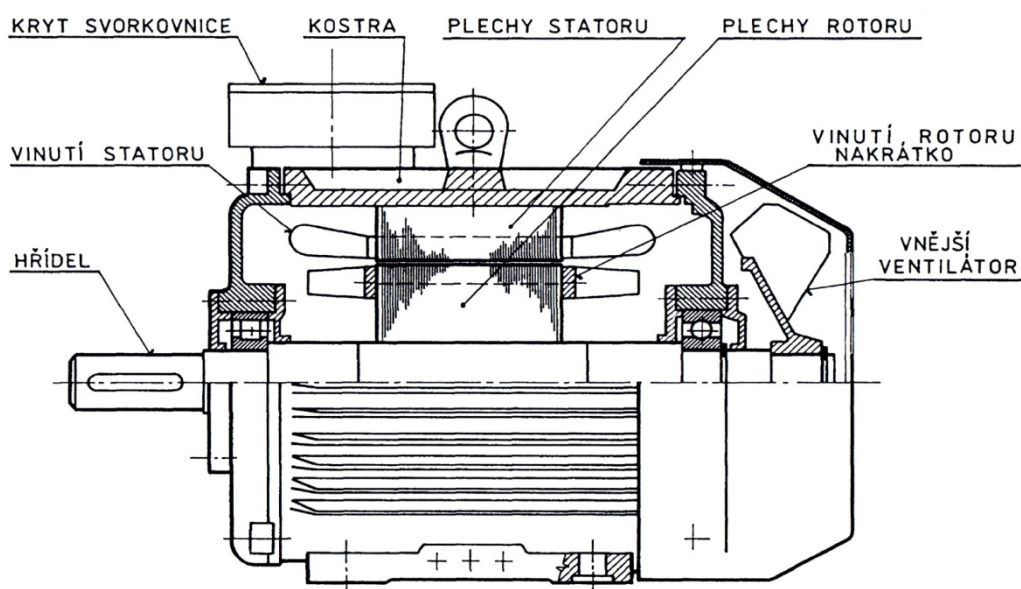


Obr. 1.3 Klecová kotva (převzato z [1])

U stroje s vinutým rotorem je trojfázové vinutí navinuto tak, aby vytvořilo stejný počet pólů, jako má stator. Vinutí je permanentně zapojeno do hvězdy. Každý konec vinutí je připojen na příslušný kroužek umístěný na hřídeli. Na kroužky dosedají kartáče, přes které lze k rotorovému vinutí připojit impedanci. Externí impedancí lze měnit momentovou charakteristiku a tím měnit i rychlost otáčení. Impedance se také používá při rozběhu asynchronního motoru, aby se snížil záběrný proud. Po rozběhu, tedy po dosažení jmenovitých otáček, je impedance vyřazena a kroužky jsou automaticky zkratovány. Kartáče nadále nedosedají na kroužky a nedochází tak ke třecím ztrátám. Stroje s třífázovým vinutým rotorem jsou nazývány též jako kroužkové stroje [1].

Z motoru je nutné odvádět teplo, které vzniká Joulovými ztrátami ve vinutí a hysterezními ztrátami v magnetickém obvodu. Pro tento účel je kostra opatřena chladicími žebry a na rotor je umístěn ventilátor, který vhání do motoru vzduch, jehož prouděním je motor ochlazován. Zvláštním případem je klecové vinutí, které má na zkratovacích kroužcích nálitky ve tvaru lopatek, které taktéž plní funkci ventilátoru.

Konstrukce je patrná z obr. 1.4, který znázorňuje příčný řez asynchronního motoru s klecovým vinutím.



Obr. 1.4 Řez asynchronním motorem s klecovým vinutím (převzato z [1])

1.2 Princip činnosti

Princip činnosti asynchronního stroje je založen na přenosu energie elektromagnetickou indukcí, proto se také označuje pojmem indukční stroj (anglický název "induction machine"). Průchodem střídavého proudu ve statorovém vinutí vzniká ve vzduchové mezeře stroje točivé magnetické pole, které se otáčí se stejnou frekvencí jakou má přiváděný proud. Toto točivé pole si lze představit jako permanentní magnet, který se otáčí úhlovou rychlostí dle frekvence přiváděného proudu. Pro úhlovou rychlost točivého pole statoru napájeného frekvencí f_s platí následující vztah:

$$\omega_s = \frac{2\pi \cdot f_s}{p_p} \quad (1.2.1)$$

Kde p_p je počet pólových dvojic.

Dle Faradayova zákona indukuje točivé magnetické pole statoru do rotorového vinutí elektromotorické napětí. Rotorové vinutí je buď spojeno nakrátko zkratovacími prstenci nebo

pomocí kroužků a vlivem elektromotorického napětí prochází vinutím proud. Průchodem proudu v rotoru vznikne magnetické pole, které reaguje s točivým magnetickým polem statoru a vzniká tak točivý moment ve směru otáčení magnetického pole statoru. Aby se do rotoru indukovalo napětí, je nutné, aby se rotor otáčel pomaleji, než je otáčivá rychlost magnetického pole statoru. Proto se pro asynchronní motor zavádí tzv. skluz, který udává, jak se otáčivá rychlost rotoru opožďuje za otáčivou rychlostí točivého magnetického pole statoru. Pro skluz platí následující vztah:

$$s = \frac{\omega_S - \omega}{\omega_S} \quad (1.2.2)$$

Kde ω je úhlová rychlost rotoru. Dle hodnoty skazu lze zjistit, v jakém provozním stavu se asynchronní stroj nachází. Platí:

- $s \in (-\infty, 0)$ stroj pracuje jako generátor
- $s \in (0, 1)$ stroj pracuje jako motor
- $s \in (1, \infty)$ stroj pracuje jako brzda

Spolu se skluzem je možné definovat rotorovou frekvenci, pro kterou platí:

$$f_R = f_S \cdot s \quad (1.2.3)$$

Pokud se stroj bude otáčet synchronně s točivým polem statoru, bude skluz roven nule a do rotoru se nebude indukovat žádné napětí. Stroj se nachází v tzv. **stavu naprázdno** (podobně jako u transformátoru). Tohoto stavu nelze prakticky dosáhnout, protože stroj je na hřídeli zatížen nenulovým momentem tvořeným mechanickými ztrátami v ložiscích, odporem větráku atd. Tento moment nepatrně zpomaluje rotor, do něhož se pak indukují proudy [1].

Pokud je rotor zabrzděn, skluz je roven jedné. V tomto případě se stroj nachází v tzv. **stavu nakrátko** (opět obdobně jako u transformátoru). Tento stav je nepříznivý, protože při jmenovitém napětí mohou proudy dosahovat nebezpečných hodnot a stroj tak může být nenávratně poškozen.

1.3 Matematický model asynchronního stroje

Protože jsou elektrické stroje geometricky velmi složité, lze jejich matematické modely sestavit jen s použitím zjednodušení, která zanedbávají magnetický odpor a nelinearity magnetického obvodu. Dále se předpokládá, že magnetický tok v úzké vzduchové mezeře prochází jen v radiálním směru [3].

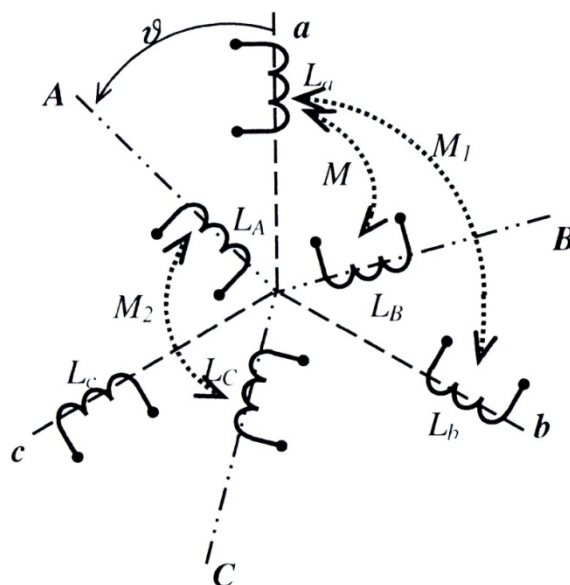
1.3.1 Základní rovnice asynchronního motoru

Pro uvažovaný matematický model budou nadále uvažovány následující předpoklady:

- ztráty v železe jsou zanedbatelné
- magnetický materiál má lineární charakteristiku v pracovní oblasti motoru
- motor je napájen z ideální třífázové sítě (harmonická souměrná napětí)
- vinutí fází jsou sinusově rozložena v rotorových a statorových drážkách
- odpory a indukčnosti jednotlivých fází v rotoru a ve statoru jsou si rovny

Předpokládejme souměrný trojfázový kroužkový asynchronní motor, který má na rotoru stejný počet fází jako na statoru. U strojů s klecovou kotvou je počet fází v rotoru dán počtem rotorových drážek. Motor bude dvupólový a nebude uvažováno sycení magnetického obvodu. Tyto předpoklady se nijak neliší od běžně užívaných zjednodušení v teorii elektrických strojů.

Veličiny rotorového vinutí budou označovány malými písmeny a,b,c a rotorové veličiny velkými písmeny A,B,C. Mezi jednotlivými vinutími kromě vlastní indukčnosti L_x působí také vzájemná indukčnost M_x . Situace je znázorněna na obr 1.5.



Obr. 1.5 Znázornění třífázového rotorového a statorového systému (převzato a upraveno z [2])

Dle obr 1.5 je uvažováno pět indukčností:

$L_a = L_b = L_c$	vlastní indukčnosti statorového vinutí
$L_A = L_B = L_C$	vlastní indukčnosti rotorových vinutí
M_1	vzájemná indukčnost dvou fází statorových vinutí
M_2	vzájemná indukčnost dvou fází rotorových vinutí
M	vzájemná indukčnost rotorových a statorových vinutí

Vzájemná indukčnost rotorových a statorových vinutí M se mění s úhlem natočení rotoru ϑ , ostatní veličiny se s úhlem ϑ nemění. Pro motor dle výše uvedených předpokladů lze napsat šest rovnic pro spřažené magnetické toky Ψ_x (kde x označuje příslušnou fázi), tedy pro každé vinutí jednu rovnici. Pro výchozí úhel natočení rotoru $\vartheta = 0^\circ$, lze pro statorovou fázi a napsat následující rovnici:

$$\begin{aligned} \Psi_a = & L_a \cdot i_a + M_1 \cdot \cos 120^\circ \cdot i_b + M_1 \cdot \cos 240^\circ \cdot i_c + \\ & + M(\vartheta) \cdot \cos 0^\circ \cdot i_A + M(\vartheta) \cdot \cos 120^\circ \cdot i_B + M(\vartheta) \cdot \cos 240^\circ \cdot i_C \end{aligned} \quad (1.3.1)$$

Za předpokladu, že vinutí nemá vyveden společný uzel, platí pro proudy následující rovnice $i_a + i_b + i_c = 0$ a $i_A + i_B + i_C = 0$. Potom lze přepsat rovnici (1.3.1) do tvaru:

$$\begin{aligned} \Psi_a = & L_a \cdot i_a - M_1 \cdot \cos 120^\circ \cdot i_a + M(\vartheta) \cdot \cos 0^\circ \cdot i_A + \\ & + M(\vartheta) \cdot \cos 120^\circ \cdot i_A = \left(L_a + \frac{1}{2} M_1\right) \cdot i_a + \frac{3}{2} M(\vartheta) \cdot i_A \end{aligned} \quad (1.3.2)$$

Pro zjednodušení zápisu rovnic se používá celková indukčnost jedné fáze statorového vinutí, která bude značena jako L_S a celková vzájemná indukčnost statorových a rotorových vinutí, která bude značena jako L_h . Pro L_S a L_h platí:

$$\begin{aligned} L_S &= (L_a + \frac{1}{2} M_1) \\ L_h &= \frac{3}{2} M(\vartheta) \end{aligned} \quad (1.3.3)$$

Díky rovnicím (1.3.3) lze zjednodušit rovnice pro spřažené magnetické toky Ψ_x statorového vinutí. Obdobná úvaha je provedena i pro rotorové vinutí, kde zavádíme celkovou indukčnost jedné fáze rotorového vinutí značenou L_R . Pro spřažené magnetické toky rotorových a statorových vinutí pak platí:

$$\begin{aligned} \Psi_a &= L_S \cdot i_a + L_h \cdot i_A \\ \Psi_b &= L_S \cdot i_b + L_h \cdot i_B \\ \Psi_c &= L_S \cdot i_c + L_h \cdot i_C \\ \Psi_A &= L_R \cdot i_A + L_h \cdot i_a \\ \Psi_B &= L_R \cdot i_B + L_h \cdot i_b \\ \Psi_C &= L_R \cdot i_C + L_h \cdot i_c \end{aligned} \quad (1.3.4)$$

Okamžité hodnoty napětí statorových a rotorových vinutí lze popsat následujícími diferenciálními rovnicemi:

$$\begin{aligned} u_a &= R_S \cdot i_a + \frac{d\Psi_a}{dt} \\ u_b &= R_S \cdot i_b + \frac{d\Psi_b}{dt} \\ u_c &= R_S \cdot i_c + \frac{d\Psi_c}{dt} \\ u_A &= R_R \cdot i_A + \frac{d\Psi_A}{dt} \\ u_B &= R_R \cdot i_B + \frac{d\Psi_B}{dt} \\ u_C &= R_R \cdot i_C + \frac{d\Psi_C}{dt} \end{aligned} \quad (1.3.5)$$

Tato kapitola byla zpracována na základě literatury [2],[4].

1.3.2 Definice prostorového vektoru

V teorii elektrických strojů se s výhodou používá transformace do pravoúhlého souřadného systému, který se otáčí zvolenou rychlostí. Díky transformaci se nahradí tři okamžité hodnoty jednou vektorovou veličinou a sníží se tak počet rovnic. Dle Eulerovy rovnice $e^{jx} = \cos x - j \cdot \sin x$ lze zavést zobrazení prostorového vektoru jakékoli fyzikální či geometrické veličiny podle sinusové funkce v polárních souřadnicích stroje [3]. Pro názornost bude předveden příklad pro transformaci statorových proudů do souřadnicového systému α, β pevně svázaného se státorem. Pro vektor proudu nahrazující okamžité hodnoty statorových proudů lze napsat:

$$\begin{aligned} \hat{I}_S &= K \cdot (i_a \cdot e^{j0} + i_b \cdot e^{j\frac{2}{3}\pi} + i_c \cdot e^{j\frac{4}{3}\pi}) = \\ &= K \cdot [i_a + i_b \cdot (\cos 120^\circ - j \cdot \sin 120^\circ) + i_c \cdot (\cos 240^\circ - j \cdot \sin 240^\circ)] \end{aligned} \quad (1.3.6)$$

Vektor proudů je značen symbolem " $\hat{\cdot}$ ", dolní index "S" označuje, že se jedná o vektor, který přísluší ke statoru. Dolním indexem "R" bude dále označován vektor, který přísluší k rotoru. Dle rovnice (1.3.6) se vektor proudu i_a nachází na reálné ose, není tedy fázově posunut a nemá imaginární složku. Proudů i_b a i_c jsou natočeny o 120° respektive o 240° vzhledem k reálné ose. Pokud označíme reálnou osu α a imaginární osu β , můžeme pro souřadnice vektoru \hat{I}_S napsat tuto rovnici:

$$\begin{aligned} I_{S\alpha} &= \operatorname{Re}\{\hat{I}_S\} = K \cdot (i_a + i_b \cdot \cos 120^\circ + i_c \cdot \cos 120^\circ) = K \cdot \frac{3}{2} \cdot i_a \\ I_{S\beta} &= \operatorname{Im}\{\hat{I}_S\} = K \cdot (-i_b \cdot \sin 120^\circ - i_c \cdot \sin 120^\circ) = K \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot (i_c - i_b) \end{aligned} \quad (1.3.7)$$

Ve vztahu (1.3.7) byla použita rovnost $i_a + i_b + i_c = 0$ (není vyveden společný uzel). Konstanta K je volitelná. Pro $K = 1$ má vektor velikost danou fyzikální skutečností, pro $K = \sqrt{\frac{3}{2}}$ platí, že výkon v trojfázovém systému a,b,c je roven výkonu v systému α,β . V teorii elektrických strojů se konstanta K volí nejčastěji jako $K = \frac{2}{3}$, protože pak je proud i_a roven proudu $I_{S\alpha}$. Pro $K = \frac{2}{3}$ lze dle (1.3.7) odvodit zpětnou transformaci:

$$\begin{aligned} i_a &= I_{S\alpha} \\ i_b &= -\frac{1}{2}I_{S\alpha} + \frac{\sqrt{3}}{2}I_{S\beta} \\ i_c &= -\frac{1}{2}I_{S\alpha} - \frac{\sqrt{3}}{2}I_{S\beta} \end{aligned} \quad (1.3.8)$$

Vektorem lze nahradit jak spřažené magnetické toky, tak napětí. Pak lze soustavu šesti rovnic z (1.3.5) přepsat do dvou rovnic používajících vektory:

$$\begin{aligned} \hat{U}_S &= R_S \cdot \hat{I}_S + \frac{d\hat{\Psi}_S}{dt} \\ \hat{U}_R &= R_R \cdot \hat{I}_R + \frac{d\hat{\Psi}_R}{dt} \end{aligned} \quad (1.3.9)$$

Pro vektory spřažených magnetických toků platí:

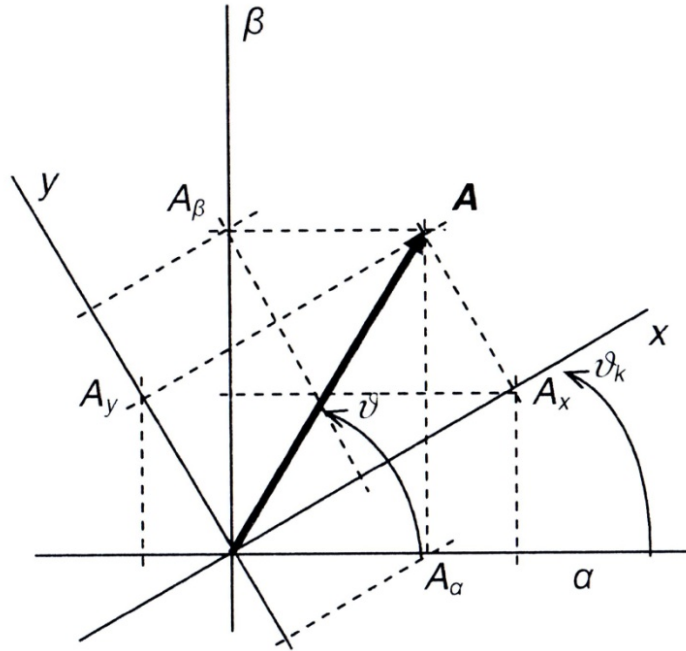
$$\begin{aligned} \hat{\Psi}_S &= L_S \cdot \hat{I}_S + L_h \cdot \hat{I}_R \cdot e^{j\vartheta} \\ \hat{\Psi}_R &= L_R \cdot \hat{I}_R + L_h \cdot \hat{I}_S \cdot e^{-j\vartheta} \end{aligned} \quad (1.3.10)$$

Pokud se rotor a stator navzájem otáčejí, mění se vzájemná indukčnost statorových a rotorových vinutí. Pro respektování této skutečnosti byly rovnice násobeny členem $e^{j\vartheta}$, kde ϑ je úhel natočení rotoru (viz obr. 1.5). Tedy rotor se otáčí vůči statoru úhlovou rychlostí ω , pro úhel natočení pak platí $\vartheta = \omega \cdot t$.

Tato kapitola byla zpracována na základě literatury [2],[4].

1.3.3 Transformace souřadnic

V předchozí kapitole byly popsány vektory pro souřadnou soustavu pevně svázanou se statorem (α, β). Následující transformace má za úkol převést tento systém do rotujícího systému (x, y). Rotující systém necht' rotuje rychlostí ω_k . Situaci znázorňuje obr. 1.6.



Obr. 1.6 Transformace souřadných systémů os (převzato a z [2])

Je-li znám vektor v pevných souřadnicích α, β , je možno získat souřadnice v rotujícím systému x, y dle následujících transformačních rovnic:

$$\begin{aligned} A_x &= A_\alpha \cdot \cos \vartheta_k + A_\beta \cdot \sin \vartheta_k \\ A_y &= A_\beta \cdot \cos \vartheta_k - A_\alpha \cdot \sin \vartheta_k \end{aligned} \quad (1.3.11)$$

Kde $\vartheta_k = \omega_k \cdot t + \vartheta_{k0}$ je vzájemný úhel odpovídajících si os a ϑ_{k0} je vzájemný úhel v čase $t = 0$. Podobně lze odvodit zpětnou transformaci z rotujícího systému:

$$\begin{aligned} A_\alpha &= A_x \cdot \cos \vartheta_k - A_y \cdot \sin \vartheta_k \\ A_\beta &= A_y \cdot \cos \vartheta_k + A_x \cdot \sin \vartheta_k \end{aligned} \quad (1.3.12)$$

Transformační vztahy (1.3.11) a (1.3.12) lze přepsat do vektorové podoby:

$$\begin{aligned} \hat{A}^k &= A^s \cdot e^{j\vartheta_k} \\ \hat{A}^s &= A^k \cdot e^{-j\vartheta_k} \end{aligned} \quad (1.3.13)$$

Kde horní index "k" značí transformovaný vektor v souřadnicích x, y a horní index "s" označuje vektor v souřadnicích α, β . Dle těchto vektorů lze transformovat napěťové rovnice z (1.3.9). Po transformaci pak dostaneme:

$$\begin{aligned} \hat{U}_s \cdot e^{j\vartheta_k} &= R_s \cdot \hat{I}_s \cdot e^{j\vartheta_k} + \frac{d(\hat{\Psi}_s \cdot e^{j\vartheta_k})}{dt} \\ \hat{U}_R \cdot e^{j(\vartheta_k - \vartheta)} &= R_R \cdot \hat{I}_R \cdot e^{j(\vartheta_k - \vartheta)} + \frac{d(\hat{\Psi}_R \cdot e^{j(\vartheta_k - \vartheta)})}{dt} \end{aligned} \quad (1.3.14)$$

Po derivaci a úpravě obdržíme:

$$\begin{aligned}\widehat{U}_S^k &= R_S \cdot \widehat{I}_S^k + \frac{d\widehat{\Psi}_S^k}{dt} + \omega_k \cdot \widehat{\Psi}_S^k \\ \widehat{U}_R^k &= R_R \cdot \widehat{I}_R^k + \frac{d\widehat{\Psi}_R^k}{dt} + (\omega_k - \omega) \cdot \widehat{\Psi}_R^k\end{aligned}\quad (1.3.15)$$

V rovnicích kromě úbytků napětí na odporech vinutí R_S a R_R figurují i napětí, vzniklá elektromagnetickou indukcí. Napětí $\frac{d\widehat{\Psi}_R^k}{dt}$ a $\frac{d\widehat{\Psi}_S^k}{dt}$ se označují jako napětí transformační, napětí $\omega_k \cdot \widehat{\Psi}_S^k$ a $(\omega_k - \omega) \cdot \widehat{\Psi}_R^k$ se označují jako napětí rotační. Obdobně lze transformovat i spřažené magnetické toky popsané v rovnici (1.3.10):

$$\begin{aligned}\widehat{\Psi}_S^k &= L_S \cdot \widehat{I}_S^k + L_h \cdot \widehat{I}_R^k \\ \widehat{\Psi}_R^k &= L_R \cdot \widehat{I}_R^k + L_h \cdot \widehat{I}_S^k\end{aligned}\quad (1.3.16)$$

Horní indexy "k" budou v dalším textu vynechávány tam, kde nemůže dojít k omylu. Typ transformace bude nadále odlišován pouze dolním indexem. V teorii elektrických strojů se prakticky používají jen tři transformace:

Transformace do souřadnic pevně svázaných se statorem, též Clarkova transformace. Osy jsou označovány jako α, β a v tomto případě se otáčejí nulovou rychlostí $\omega_k = 0$. Tato transformace se používá pro sledování statorových veličin. Pro tuto transformaci platí následující rovnice:

$$\begin{aligned}u_{S\alpha} &= R_S \cdot i_{S\alpha} + \frac{d\Psi_{S\alpha}}{dt} \\ u_{S\beta} &= R_S \cdot i_{S\beta} + \frac{d\Psi_{S\beta}}{dt} \\ u_{R\alpha} &= R_R \cdot i_{R\alpha} + \frac{d\Psi_{R\alpha}}{dt} + \omega \cdot \Psi_{R\beta} \\ u_{R\beta} &= R_R \cdot i_{R\beta} + \frac{d\Psi_{R\beta}}{dt} - \omega \cdot \Psi_{R\alpha} \\ \Psi_{S\alpha} &= L_S \cdot i_{S\alpha} + L_h \cdot i_{R\alpha} \\ \Psi_{S\beta} &= L_S \cdot i_{S\beta} + L_h \cdot i_{R\beta} \\ \Psi_{R\alpha} &= L_R \cdot i_{R\alpha} + L_h \cdot i_{S\alpha} \\ \Psi_{R\beta} &= L_R \cdot i_{R\beta} + L_h \cdot i_{S\beta}\end{aligned}\quad (1.3.17)$$

Transformace do souřadnic rotujících synchronní rychlostí. Osy jsou označovány jako d,q a otáčejí se synchronní rychlostí ω_S , tedy $\omega_k = \omega_S$. Tento systém je vhodný např. pro sledování regulačních dějů. Pro tuto transformaci platí následující rovnice:

$$\begin{aligned}u_{Sd} &= R_S \cdot i_{Sd} + \frac{d\Psi_{Sd}}{dt} - \omega \cdot \Psi_{Sq} \\ u_{Sq} &= R_S \cdot i_{Sq} + \frac{d\Psi_{Sq}}{dt} + \omega \cdot \Psi_{Sd} \\ u_{Rd} &= R_R \cdot i_{Rd} + \frac{d\Psi_{Rd}}{dt} - (\omega_S - \omega) \cdot \Psi_{Rq} \\ u_{Rq} &= R_R \cdot i_{Rq} + \frac{d\Psi_{Rq}}{dt} + (\omega_S - \omega) \cdot \Psi_{Rd} \\ \Psi_{Sd} &= L_S \cdot i_{Sd} + L_h \cdot i_{Rd} \\ \Psi_{Sq} &= L_S \cdot i_{Sq} + L_h \cdot i_{Rq} \\ \Psi_{Rd} &= L_R \cdot i_{Rd} + L_h \cdot i_{Sd} \\ \Psi_{Rq} &= L_R \cdot i_{Rq} + L_h \cdot i_{Sq}\end{aligned}\quad (1.3.18)$$

Transformace do souřadnic svázaných s rotorem, též Parkova transformace. Osy jsou označovány jako k,l a otáčejí se rychlostí rotoru ω , tedy $\omega_k = \omega$. Tento systém je vhodný pro sledování rotorových veličin. Pro tuto transformaci platí následující rovnice:

$$\begin{aligned}
 u_{Sk} &= R_S \cdot i_{Sk} + \frac{d\Psi_{Sk}}{dt} - \omega \cdot \Psi_{Sl} \\
 u_{Sl} &= R_S \cdot i_{Sl} + \frac{d\Psi_{Sl}}{dt} - \omega \cdot \Psi_{Sk} \\
 u_{Rk} &= R_R \cdot i_{Rk} + \frac{d\Psi_{Rk}}{dt} \\
 u_{Rl} &= R_R \cdot i_{Rl} + \frac{d\Psi_{Rl}}{dt} \\
 \Psi_{Sk} &= L_S \cdot i_{Sk} + L_h \cdot i_{Rk} \\
 \Psi_{Sl} &= L_S \cdot i_{Sl} + L_h \cdot i_{Rl} \\
 \Psi_{Rk} &= L_R \cdot i_{Rk} + L_h \cdot i_{Sk} \\
 \Psi_{Rl} &= L_R \cdot i_{Rl} + L_h \cdot i_{Sl}
 \end{aligned} \tag{1.3.18}$$

Tato kapitola byla zpracována na základě literatury [2],[4].

1.3.4 Energetická bilance

V teorii elektrických strojů se často zanedbávají ztráty vířivými proudy a ztráty mechanické. Je kladen důraz na Jouleovy ztráty, které vznikají průchodem proudů ve statorovém a rotorovém vinutí. Pro Jouleovy ztráty platí $\Delta P = R \cdot I^2$. Obecně platí, že výkon P_σ , který se přivede ze statoru do vzduchové mezery, se mění na ztráty v rotoru a mechanický výkon na hřídeli. Z teorie asynchronních strojů je znám vztah pro elektrický moment popisující tento děj:

$$M = \frac{(1-s) \cdot P_\sigma}{\omega} \tag{1.3.20}$$

Kde $\omega = \frac{(1-s) \cdot \omega_1}{p_p}$. Činný výkon lze obecně vyjádřit vztahem:

$$P_1 = A \cdot \operatorname{Re}\{\hat{U}_S \cdot \hat{I}_S^*\} \tag{1.3.21}$$

Horní index * označuje komplexně sdružený vektor. Do vztahu (1.3.21) dosadíme $\hat{U}_S = R_S \cdot \hat{I}_S + \frac{d\hat{\Psi}_S}{dt}$ a $\hat{\Psi}_S = \hat{\Psi}_{sm} \cdot e^{j\theta_1}$.

$$\begin{aligned}
 P_1 &= A \cdot \operatorname{Re}\{R_1 \cdot (i_\alpha + j \cdot i_\beta) \cdot (i_\alpha - j \cdot i_\beta) + \\
 &+ j \cdot \omega_1 \cdot (\Psi_\alpha + j \cdot \Psi_\beta) \cdot (i_\alpha - j \cdot i_\beta)\} = \\
 &= A \cdot \operatorname{Re}\{R_1 \cdot (i_\alpha^2 + i_\beta^2) + \omega_1 \cdot (\Psi_\alpha \cdot i_\beta + \Psi_\beta \cdot i_\alpha)\}
 \end{aligned} \tag{1.3.22}$$

Z porovnání ztrát ve vinutí statoru, které jsou v rovnici (1.3.22) reprezentovány prvním členem, dostaneme hodnotu koeficientu A . Při volbě koeficientu $K = \frac{3}{2}$ platí $i_\alpha^2 + i_\beta^2 = I_{sm}^2$, z čehož dostaneme:

$$3 \cdot R_S \cdot I_S^2 = A \cdot R_S \cdot (\sqrt{2} \cdot I_S^2) \quad \Rightarrow \quad A = \frac{3}{2} \tag{1.3.23}$$

Výkon přenášený vzduchovou mezerou P_σ je ve vztahu (1.3.22) vyjádřen druhým členem, pak lze tedy při použití rovnice (1.3.20) napsat konečný vztah pro moment:

$$M = \frac{3}{2} \cdot p_p \cdot (\Psi_\alpha \cdot i_\beta + \Psi_\beta \cdot i_\alpha) \quad (1.3.24)$$

Lze odvodit, že moment lze vyjádřit jako součin dalších rotorových a statorových veličin. Z hlediska simulace asynchronního motoru, které bude probráno v kapitole 3, je vhodné zvolit kombinaci rotorových a statorových proudů.

Tato kapitola byla zpracována na základě literatury [2],[4].

1.3.5 Náhradní schéma

Při odvozování rovnic asynchronního motoru v ustáleném stavu se uvažuje sinusové napájení o konstantní frekvenci, motor pracuje s konstantními otáčkami. Pokud uvažujeme $\omega_k = 0$, lze pro Clarkovu transformaci popsanou (1.3.17) a po dosazení spřažených magnetických toků napsat:

$$\begin{aligned} \hat{U}_S &= R_S \cdot \hat{I}_S + j \cdot X_S \cdot \hat{I}_S + j \cdot X_h \cdot \hat{I}_R \\ \hat{U}_R &= R_R \cdot \hat{I}_R + j \cdot s \cdot X_R \cdot \hat{I}_R + j \cdot s \cdot X_h \cdot \hat{I}_S \end{aligned} \quad (1.3.25)$$

Kde s je skluz popsaný vztahem (1.2.2). X_S je celková statorová reaktance dána vztahem $X_S = X_h + X_{S\sigma}$, kde $X_{S\sigma}$ je statorová rozptylová reaktance a X_h je vzájemná reaktance statoru a rotoru. Pro celkovou rotorovou reaktanci platí obdobný vztah, tedy $X_R = X_h + X_{R\sigma}$, kde $X_{R\sigma}$ je rotorová rozptylová reaktance. Rotorové veličiny jako proudy, odpory a reaktance jsou přepočteny na stator pomocí transformačních rovnic:

$$\begin{aligned} k_U &= \frac{k_{vS} \cdot N_S}{k_{vR} \cdot N_R} = \frac{U_S}{U_R} \\ k_I &= \frac{m_S \cdot k_{vS} \cdot N_S}{m_R \cdot k_{vR} \cdot N_R} \\ k_Z &= \frac{k_U}{k_I} \end{aligned} \quad (1.3.26)$$

Kde k_U je přepočítávací konstanta napětí, k_I je přepočítávací konstanta proudu a k_Z je přepočítávací konstanta impedance. Symbol k_{vS} je činitel vinutí pro stator, k_{vR} je činitel vinutí pro rotor, m_S vyjadřuje počet fází statoru a m_R počet fází rotoru. N_S je počet vodičů jedné statorové fáze a N_R je počet vodičů jedné rotorové fáze. Pokud platí $m_S = m_R$, pak $k_I = \frac{1}{k_U}$ a $k_Z = k_U^2$.

Přepočítané veličiny nebudou zvláště označovány, pak platí:

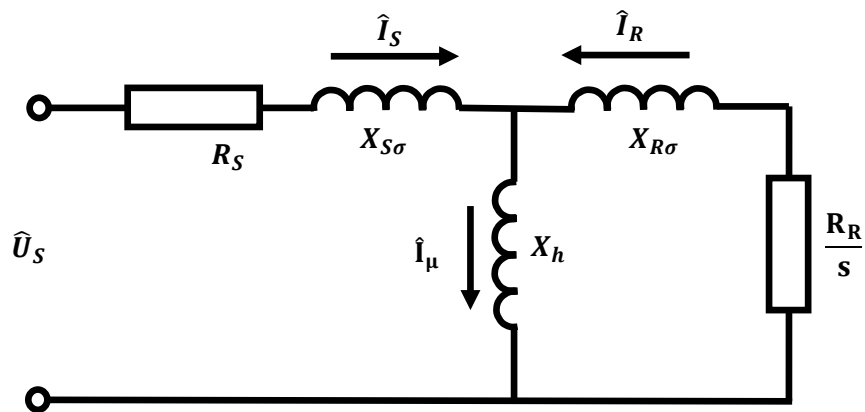
$$\begin{aligned} \hat{U}_S &= R_S \cdot \hat{I}_S + j \cdot X_{S\sigma} \cdot \hat{I}_S + j \cdot X_h \cdot (\hat{I}_S - \hat{I}_R) \\ \hat{U}_R &= R_R \cdot \hat{I}_R + j \cdot s \cdot X_{R\sigma} \cdot \hat{I}_R + j \cdot s \cdot X_h \cdot (\hat{I}_S - \hat{I}_R) \end{aligned} \quad (1.3.27)$$

Po vydělení druhé rovnice skluzem s a zavedením pojmů indukovaného napětí $\hat{U}_i = X_h \cdot (\hat{I}_S - \hat{I}_R)$ a magnetizačního proudu $\hat{I}_\mu = (\hat{I}_S - \hat{I}_R)$ lze rovnice přepsat do tvaru:

$$\begin{aligned} \hat{U}_S &= (R_S + j \cdot X_{S\sigma}) \cdot \hat{I}_S + j \cdot X_h \cdot \hat{I}_\mu \\ \hat{U}_i &= \left(\frac{R_R}{s} + j \cdot X_{R\sigma}\right) \cdot \hat{I}_R + \frac{\hat{U}_R}{s} \end{aligned} \quad (1.3.28)$$

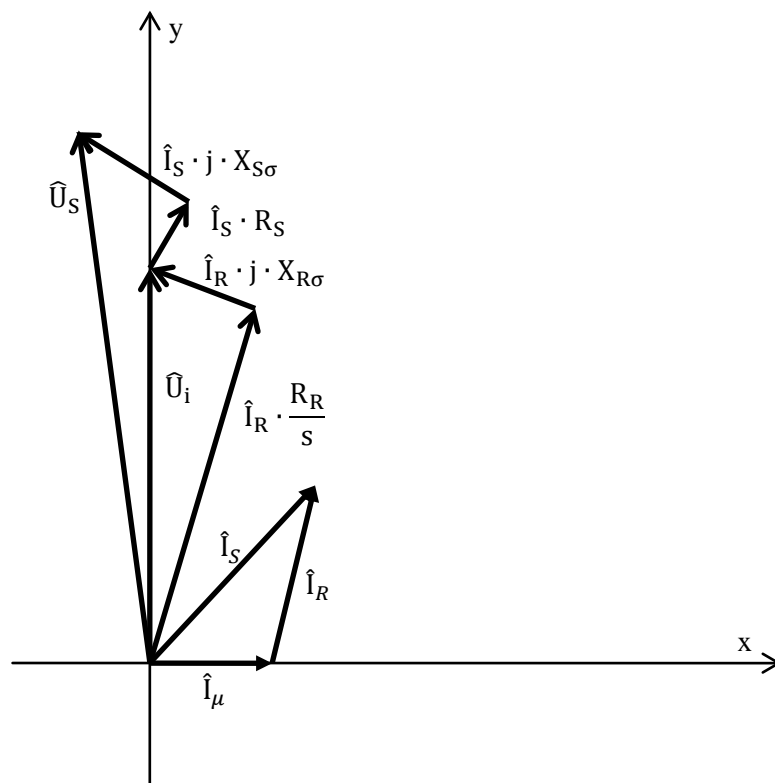
Dle těchto rovnic lze sestavit náhradní obvodové schéma asynchronního motoru ve tvaru π -článku, pro který platí $\hat{U}_R = 0$. Nulové rotorové napětí naznačuje, že je vinutí rotoru zapojeno nakrátko, což splňuje motor s klecovou kotvou, která je využívána nejčastěji. Pokud je asynchronní motor

kroužkový, je nutné při jeho chodu vinutí přes tyto kroužky zkratovat. Pak platí stejné schéma i pro tento motor. Náhradní schéma ve tvaru π -článku pak vypadá následovně:



Obr. 1.7 Náhradní schéma asynchronního stroje

Pro náhradní schéma na obr. 1.7 je níže nakreslen vektorový diagram. Ve většině případů se volí poloha vektoru magnetizačního proudu \hat{I}_μ v reálné ose (x), tím pádem se bude vektor indukovaného napětí \hat{U}_i nacházet na imaginární ose (y).



Obr. 1.8 Vektorový diagram asynchronního stroje

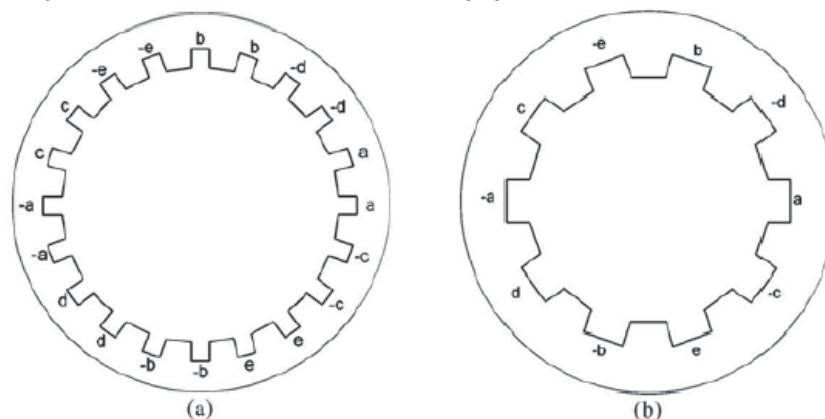
Tato kapitola byla zpracována na základě literatury [2],[4].

1.4 Vícefázové asynchronní motory

Vícefázové stroje s počtem fází n , kde $n > 3$, nejsou z hlediska principu funkce odlišné od běžných třífázových strojů. Taktéž tyto stroje dělíme na dvě základní skupiny dle principu funkce, tedy synchronní a asynchronní, přičemž konstrukční uspořádání se liší jen v počtu navinutých fází na statoru a případně i na rotoru u vinutého asynchronního motoru. Vícefázové asynchronní stroje nacházejí uplatnění jak v aplikacích o malých výkonech, které požadují vysokou spolehlivost, tak i aplikacích velkých výkonů. Převažují aplikace o vysokých výkonech, kdy jsou vícefázové stroje používány pro pohon lodí, lokomotiv, hybridních aut, či v průmyslových aplikacích [5].

Základy vícefázových strojů byly položeny koncem šedesátých let minulého století. Pro řízení třífázových motorů se v té době používaly jen šestipulzní frekvenční měniče. Tyto měniče mají poměrně velký podíl vyšších časových harmonických, které způsobují pulzace momentu. Snížení pulzací momentu bylo možno dosáhnout zvýšením počtu fází stroje. U moderních měničů využívajících pulzně-šířkovou modulaci (PWM) není pulzace momentu tak patrná, protože výstupní proudy měniče je téměř sinusové a podíl vyšších harmonických napětí je tak minimální. Z tohoto důvodu tedy není již nutné používat vícefázové motory. V průběhu let však byly objeveny i další výhody, které vícefázové motory poskytují. Možnost rozdělení statorových napájecích proudů do více fází spolu s jejich vyšší spolehlivostí patří i nyní k využitelným výhodám vícefázových strojů [5].

Statorové vinutí může být navrženo tak, aby poskytovalo přibližně sinusové rozložení magnetomotorického napětí (dále jen MMN) nebo obdélníkové rozložení MMN. Obdélníkové rozložení MMN vyžaduje tzv. koncentrované vinutí, které má pouze jednu drážku na pól fázi. Sinusové rozložení MMN, které je nejvyužívanější, vyžaduje, aby se jeden pól fáze nacházel alespoň ve dvou drážkách. S rostoucím počtem fází roste počet drážek a je poměrně složité tuto podmínku dodržet zejména u malých strojů. Například 5-fázový motor s dvěma pólpáry vyžaduje pro sinusové rozložení MMN minimálně 40 drážek ve statorovém plechu, kdežto u 3-fázového motoru s dvěma pólpáry je to pouze 24 drážek. Statorové vinutí n -fázového stroje se obvykle navrhuje tak, aby úhel α mezi dvěma po sobě jdoucími fázemi byl $\alpha = 2\pi/n$, tak lze dosáhnout symetrického stroje. Rozložení vinutí 5-fázového stroje je naznačeno na obr. 1.9 níže.



Obr. 1.9 Vinutí 5-fázového motoru a) sinusového rozložení MMN b) obdélníkového rozložení MMN (převzato z [5])

Do koncentrovaného vinutí mohou být vnuceny proudy s určitou vyšší harmonickou, která interaguje s příslušnou harmonickou MMN. Tímto způsobem je možné zvýšit moment stroje [5].

Vícefázové stroje mají oproti třífázovým určité výhody, mezi které patří možnost rozdělení příkonu stroje do více fází. Je tak redukován proud při zachování napětí, který prochází jednou fází a tím jsou redukovány i proudové požadavky na spínací součástky této fáze. Z tohoto důvodu se

vícefázové stroje hojně využívají v aplikacích o velmi vysokých výkonech. U vícefázových motorů statorové proudy vytvářejí ve vzduchové mezeře MMN, které má nižší podíl vyšších harmonických, než je tomu u třífázových strojů. Vyšší podíl základní harmonické má za následek zvýšení účinnosti stroje a zároveň snížení hluku. I malé zvýšení výkonu může značně snížit náklady na provoz stroje, zvláště pokud se jedná o neustálý provoz v průmyslových aplikacích. Další podstatnou výhodou vícefázových strojů je jejich vyšší spolehlivost, která je způsobena vyšším počtem fází. Pokud dojde k poruše jedné fáze u 3-fázového stroje, řízení momentu a magnetického toku již není prakticky možné. To ovšem neplatí pro vícefázový stroj, který lze řídit, pokud není více než $n - 3$ fází vadných [5]. Nastane-li porucha jedné fáze, vypadne vždy $1/n$ výkonu motoru, což je pro $n > 3$ vždy méně, než pro $n = 3$. Vícefázové motory jsou pak používány tam, kde spolehlivost hraje zásadní roli, může se jednat o aplikace v jaderných elektrárnách.

Simulační model vícefázových strojů stále zůstává předmětem zkoumání. Přesnější modely počítají i s vyššími prostorovými harmonickými, které mohou značně ovlivnit chování stroje. U třífázových strojů se vyšší prostorové harmonické obvykle zanedbávají. Model vícefázového stroje pak obsahuje několik dílčích modelů, které reprezentují chování dané harmonické v motoru. Každá harmonická je tedy reprezentována submodulelem stroje pro danou harmonickou. Moment vyvíjený strojem je pak dán součtem všech dílčích momentů, které jsou produkovány uvažovanými vyššími harmonickými. Příklad modelu 5-fázového asynchronního motoru respektujícího vyšší harmonické je uveden v literatuře [6].

Při modelaci jsem se omezil na symetrický 5-fázový stroj s nevyvedeným uzlem vinutí a předpokládal jsem, že stroj je napájen z harmonické sinusové sítě. Za těchto podmínek lze zanedbat vlivy vyšších prostorových harmonických a stroj pak lze simulovat stejnými rovnicemi, jaké byly odvozeny pro 3-fázový motor.

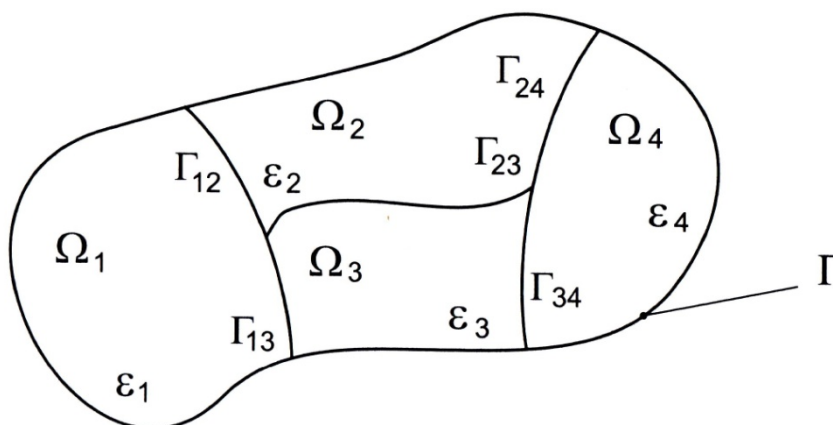
2. Řešení okrajových úloh v elektromagnetickém poli

Pro účely analýzy fyzikálního systému se zkoumané objekty popisují matematickým modelem, který lze řešit dvěma způsoby – analyticky či numericky. Při analytickém řešení úlohy se předpokládá dobrá znalost matematického aparátu a takové řešení lze použít jen pro jednodušší zkoumané objekty. Oproti tomu numerické řešení je použitelné i pro složité úlohy, které počítají s geometricky složitou strukturou a nelineární charakteristikou materiálů. Numerické řešení je založeno na stanovení potenciálů elektrických a magnetických polí ve zkoumaném objektu použitím Maxwellových rovnic, toto řešení tak lze použít pro všechny typy úloh. Numerické metody v dnešní době hrají hlavní roli v procesu navrhování a analyzování elektrických strojů [7].

2.1 Okrajové elektromagnetické úlohy

Při řešení stacionárního magnetického pole se určují v definiční oblasti skalární nebo vektorové potenciály, které jsou v daném místě popsány parciálními diferenciálními rovnicemi. Pro jednoznačnost řešení těchto parciálních diferenciálních rovnic se určují známé hodnoty derivací potenciálů. Zpravidla se jako známé hodnoty potenciálů berou ty, které se nacházejí na okraji definiční oblasti, jedná se o tzv. formulaci okrajové (hraniční) podmínky. Dále je třeba určit podmínky pro potenciál, který leží na rozhraní různých prostředí. Takovýto celistvý matematický model se nazývá okrajová úloha či úloha s okrajovými podmínkami [7].

Při řešení 2D okrajových úloh se definiční oblast Ω rozdělí na suboblasti Ω_i s různými materiálovými vlastnostmi. Suboblasti Ω_i jsou podmnožinou definiční oblasti Ω a platí tedy, že $\Omega = \Omega_1 \cup \Omega_2 \cup \dots \cup \Omega_n$. Geometrie definiční oblasti je dána tím, kde chceme vyšetřovat magnetické pole. Podmínky pro potenciál na rozhraní suboblastí Ω_i a Ω_j jsou označena jako Γ_{ij} , přičemž $i \neq j$, situace je znázorněna na obr. 2.1. Okrajová podmínka na hranici Γ Ω může ležet z části, ale i celá v nekonečnu [7].



Obr. 2.1 Definiční oblast okrajové úlohy (převzato z [7])

2.2 Metoda konečných prvků

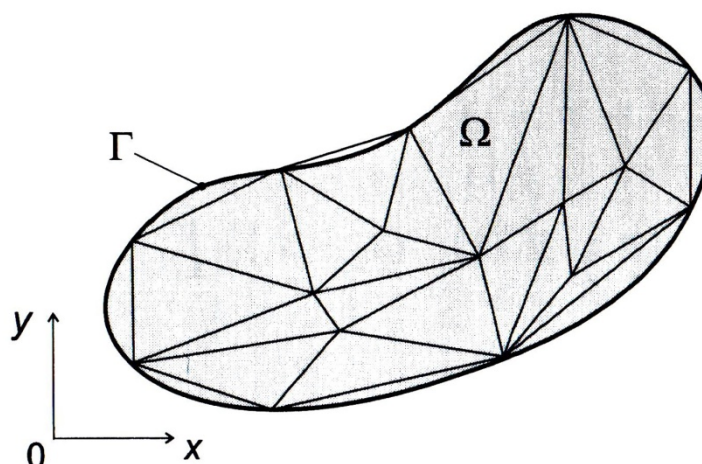
Metoda konečných prvků (dále jen MKP, anglicky finite element method) je numerická metoda, která je vhodná pro řešení elektromagnetických polí, ale i fyzikálních polí jiného druhu. Tato metoda umožňuje řešit úlohy s časově proměnnými poli a je možné využít materiály, které jsou nehomogenní, anizotropní či nelineární. MKP je založena na rozdělení celého objektu

zkoumání na konečný počet podobjektů (elementů), v kterých jsou zkoumány parametry pole. Princip funkce bude popsán v následující podkapitole.

MKP byla vyvinuta v roce 1943 matematikem Richardem Courantem, avšak svého uplatnění se poprvé dočkala až koncem 50. let, kdy ji NASA použila při výpočtech mechanického namáhání pro program Apollo. S rozvojem počítačové techniky a po uvolnění pro širokou veřejnost se tato metoda stala nejrozšířenější metodou pro řešení fyzikálních problémů. MKP lze použít i pro řešení úloh, které respektují více druhů fyzikálního pole, jedná se o tzv. sdružené problémy.

2.3 Stručný princip MKP

Funkce MKP je založena na aproximaci objektu geometricky definovanými elementy o konečném počtu, hovoříme o tzv. diskretizaci definiční oblasti Ω . Elementy mohou mít různé tvary, v praxi se nejčastěji používají elementy tvaru trojúhelníku nebo obdélníků. Tvary elementů je teoreticky možné i kombinovat, ale z matematického hlediska se toto nedoporučuje [8]. Tzv. triangulace oblasti Ω je naznačena na obr. 2.2, kde jsou použity elementy tvaru trojúhelníků. Trojúhelníková síť je výhodnější, protože poskytuje lepší aproximaci křivočarého objektu a tím pádem je přesnější i aproximace okrajové podmínky Γ , než je tomu u obdélníkové aproximace. Jinými slovy elementy s tvarem trojúhelníků vyplňují zkoumaný objekt s vyšší přesností než je tomu u obdélníkových elementů.[7], [8].



Obr. 2.2 Triangulace oblasti Ω s okrajovou podmínkou Γ (převzato a upraveno z [7])

Pokud je oblast Ω tvořena suboblastmi (viz kapitola 2.1) s různými materiálovými vlastnostmi, pak aproximační elementy musí splňovat podmínku, že nemohou protínat rozhraní suboblastí. Dále musí být při triangulaci dodržena jedna z následujících podmínek platná pro dva libovolné elementy (dle [7]):

- elementy nemají žádný společný bod
- elementy mají společnou jednu stranu
- elementy mají společný jeden vrchol

Elementy jsou tvořeny a spojovány v tzv. uzlových bodech, jejichž souřadnice v prostoru jsou známy. Pro jednoduchost je možné říct, že hodnoty potenciálů jsou dopočteny právě v uzlových bodech. Rovnicemi vlastností popsaných pro každý element lze popsat vlastnosti celého objektu. Řešení diferenciálních rovnic tak přechází na řešení rovnic algebraických, které popisují celý řešený objekt. Řešením algebraických rovnic, kterých jsou řádově tisíce až miliony, dostáváme parametry pro řešený fyzikální problém [8].

2.4 Řešení elektromagnetických úloh softwarovými nástroji

První programy využívající MKP byly poprvé využity na pracovištích typu NASA. Postupem času byly odtajňovány a našly uplatnění při výpočtu různých fyzikálních polí. Licence komerčního softwaru využívající MKP může být velmi drahá. Cena je dána složitostí výpočetních algoritmů, které jsou naprogramovány tvůrci softwaru. Uživatel tak nemusí znát tyto algoritmy a stará se jen o správné sestavení zadané úlohy (viz kapitola 4). Uživatel je zodpovědný za správnou interpretaci výsledků a jejich verifikaci, která by měla být provedena alespoň dle teoretických znalostí v dané problematice [7].

3. Simulace asynchronních strojů

Matematický model stroje se skládá z rovnic popisujících vztahy mezi elektromagnetickým momentem, mechanickými vztahy a vztahy pro elektrické veličiny. Na základě matematického modelu je možno tyto stroje simulovat. Aby bylo možné vytvořit model asynchronního stroje pro simulaci, je třeba zavést některá zjednodušení, která ovšem nemohou narušit fyzikální podstatu modelu. V teorii elektrických strojů se při odvozování rovnic kupříkladu běžně zanedbává magnetický odpor a nebere se v potaz změna parametrů vlivem změny teploty. Toto a další zjednodušení může vést k nepřesnostem modelu oproti reálnému stroji. Snahou je přiblížit se co nejvíce fyzikální realitě stroje i za použití zjednodušení. Výpočetní čas potřebný pro simulaci stroje je ovšem poměrně dlouhý i pro výkonný hardware. Z tohoto důvodu nejsou simulační modely strojů používány pro aplikace pracující v reálném čase. To však pro analýzu chování stroje nehraje roli.

Simulační modely asynchronních strojů (3-fázového a 5-fázového) jsem pro účel této práce vytvořil v programu MATLAB Simulink, určeného pro vědecké výpočty. Simulink je nadstavbové prostředí Matlabu sloužící k modelaci a simulaci dynamických systémů. Dynamický systém se popisuje v grafickém prostředí pomocí funkčních bloků, jako tomu je u blokových schémat. Do MATLABu lze implementovat vlastní program (skript), který uživateli pomáhá při řešení rozsáhlejších problémů. Skripty se vytvářejí v editoru a ukládají se do souborů s příponou .m (tzv. m-file, m-soubor).

3.1 Použité rovnice

V této kapitole uvedu potřebné rovnice, které jsem použil pro zápis do softwaru MATLAB Simulink, pro simulaci 3-fázového a 5-fázového stroje s kotvou nakrátko. Rovnice asynchronního stroje jsem převedl do tvaru, který je vhodný pro integraci s blokem S-funkce. Tento blok bude představovat výpočetní model asynchronního stroje, jehož jádrem je soubor s příponou .m (m-file, m-soubor). M-soubor definuje samotný algoritmus výpočtu, který musí být naprogramován a to v syntaktickém jazyce Matlab, C, C++ nebo ve Fortranu. V této práci jsem m-soubor naprogramoval v jazyce Matlab.

Jak již bylo řečeno, Matlab Simulink využívá pro zápis dynamických systémů funkční bloky reprezentující např. zdroje signálů, matematické operace, zobrazování signálů atd. V případě rozsáhlejšího systému je sestava bloků poměrně složitá. V takové struktuře se obtížně hledá případná chyba. Tomu jsem se chtěl v mé práci vyhnout, a proto jsem použil blok S-funkce, která eliminuje práci s bloky na úkor programování m-souboru popisujícího vstupní a výstupní veličiny.

Další výhodou použití bloku S-funkce spatřuji ve snadné změně parametrů, které se zadávají pomocí dialogového okna bez nutnosti vytvářet masku. Parametry se vpisují do textového pole a jsou odděleny čárkou, přičemž jejich posloupnost je dána dle instrukcí v m-souboru. Takto odpadá ruční změna parametrů v samotném m-souboru (přiřazení čísla proměnné), i změna hodnoty v bloku konstanty určující parametr, které by případně do S-funkce mohly vstupovat.

V této kapitole popíši samotný zápis výpočetních rovnic do m-souboru. V kapitole 1.3 byl odvozen matematický model asynchronního stroje s vinutou kotvou. Zavedením vektorů a transformací rovnic napětí a spřažených magnetických toků do točivého souřadnicového systému není již systém svázán s počtem fází. Tedy rovnice mohou být použity jak pro 3-fázový, tak pro 5-fázový motor. Pro model jsem použil transformaci α, β (též Clarkovu), pro kterou platí soustava rovnic (1.3.17). Jelikož je rotorové vinutí spojeno nakrátko zkratovacími kruhy, položím $u_{R\alpha} = 0$

a $u_{R\beta} = 0$. Po dosazení za spřažené magnetické toky mají rovnice následující tvar:

$$\begin{aligned}
 u_{S\alpha} &= R_S i_{S\alpha} + L_S \frac{d i_{S\alpha}}{dt} + L_h \frac{d i_{R\alpha}}{dt} \\
 u_{S\beta} &= R_S i_{S\beta} + L_S \frac{d i_{S\beta}}{dt} + L_h \frac{d i_{R\beta}}{dt} \\
 0 &= R_R i_{R\alpha} + L_S \frac{d i_{R\alpha}}{dt} + L_h \frac{d i_{S\alpha}}{dt} + \omega \cdot (L_R i_{R\beta} + L_h i_{S\beta}) \\
 0 &= R_R i_{R\beta} + L_S \frac{d i_{R\beta}}{dt} + L_h \frac{d i_{S\beta}}{dt} - \omega \cdot (L_R i_{R\alpha} + L_h i_{S\alpha})
 \end{aligned} \tag{3.1.1}$$

Je nutné znovu zdůraznit, že rovnice (3.1.1) byly odvozeny s následujícími zjednodušujícími předpoklady:

- ztráty v železe jsou zanedbatelné
- magnetický materiál má lineární charakteristiku v pracovní oblasti motoru
- motor je napájen z harmonické souměrné sítě
- vinutí fází jsou sinusově rozložena v rotorových a statorových drážkách
- odpory a indukčnosti jednotlivých fází v rotoru a ve statoru jsou stejné

Předpokládám tedy, že modelovaný 3-fázový a 5-fázový stroj tyto předpoklady plní, i když jsem si vědom, že u skutečného stroje tomu tak není. U reálného stroje nelze s absolutní přesností dosáhnout, aby odpory a indukčnosti byly přesně stejné.

Aby bylo možné zapsat výpočetní algoritmus m-soubor, je nutné vyjádřit derivace proudů, které se při kroku numerického výpočtu určí dle předem známých parametrů. Z rovnic (3.1.1.) dostanu derivace pro jednotlivé proudy:

$$\begin{aligned}
 \frac{d i_{S\alpha}}{dt} &= \frac{u_{S\alpha} - R_S i_{S\alpha} - L_h \frac{d i_{R\alpha}}{dt}}{L_S} \\
 \frac{d i_{S\beta}}{dt} &= \frac{u_{S\beta} - R_S i_{S\beta} - L_h \frac{d i_{R\beta}}{dt}}{L_S} \\
 \frac{d i_{R\alpha}}{dt} &= \frac{-R_R i_{R\alpha} - L_h \frac{d i_{S\alpha}}{dt} - \omega \cdot (L_R i_{R\beta} + L_h i_{S\beta})}{L_R} \\
 \frac{d i_{R\beta}}{dt} &= \frac{-R_R i_{R\beta} - L_h \frac{d i_{S\beta}}{dt} + \omega \cdot (L_R i_{R\alpha} + L_h i_{S\alpha})}{L_R}
 \end{aligned} \tag{3.1.2}$$

V rovnicích (3.1.2) se však vyskytují na pravé straně derivace proudů, které jsou z hlediska zápisu do m-souboru nevhodné. Pokud by byl například vyžadován výpočet $\frac{d i_{S\alpha}}{dt}$, volala by se při výpočtu funkce počítající člen $\frac{d i_{R\alpha}}{dt}$, v kterém ovšem figuruje počítaný člen $\frac{d i_{S\alpha}}{dt}$. Toto rekurzivní volání by vedlo k zacyklení programu a výpočet by selhal. Je nutné vyjádřit derivace proudů tak, aby byly

známy z předchozí rovnice. Dosazením jedné rovnice do druhé a po úpravě lze napsat:

$$\begin{aligned}
\frac{d i_{S\alpha}}{dt} &= \frac{-L_{R\alpha} \cdot L_h \cdot R_R + i_{S\alpha} \cdot L_R \cdot R_S - L_R \cdot u_{S\alpha} - I_{S\beta} \cdot L_h^2 \cdot \omega - i_{R\beta} \cdot L_h \cdot L_R \cdot \omega}{L_h^2 - L_R \cdot L_S} \\
\frac{d i_{S\beta}}{dt} &= \frac{-L_{R\beta} \cdot L_h \cdot R_R + i_{S\beta} \cdot L_R \cdot R_S - L_R \cdot u_{S\beta} + I_{S\alpha} \cdot L_h^2 \cdot \omega + i_{R\beta} \cdot L_h \cdot L_R \cdot \omega}{L_h^2 - L_R \cdot L_S} \\
\frac{d i_{R\alpha}}{dt} &= \frac{i_{R\alpha} \cdot L_S \cdot R_R - i_{S\alpha} \cdot L_h \cdot R_S + L_h \cdot u_{S\alpha} + i_{S\beta} \cdot L_h \cdot L_S \cdot \omega + i_{R\beta} \cdot L_R \cdot L_S \cdot \omega}{L_h^2 - L_R \cdot L_S} \\
\frac{d i_{R\beta}}{dt} &= \frac{i_{R\beta} \cdot L_S \cdot R_R - i_{S\beta} \cdot L_h \cdot R_S + L_h \cdot u_{S\beta} + i_{S\alpha} \cdot L_h \cdot L_S \cdot \omega + i_{R\alpha} \cdot L_R \cdot L_S \cdot \omega}{L_h^2 - L_R \cdot L_S}
\end{aligned} \tag{3.1.3}$$

Na pravé straně soustavy rovnic (3.1.3) se již vyskytují jen parametry stroje, proudy známé z předešlého kroku numerického výpočtu a úhlová rychlost ω . Soustava obsahuje 7 neznámých $u_{S\alpha}$, $u_{S\beta}$, $i_{S\alpha}$, $i_{S\beta}$, $i_{R\alpha}$, $i_{R\beta}$ a ω pro 4 rovnice. Pro řešení soustavy rovnic se volí $u_{S\alpha}$ a $u_{S\beta}$ jako nezávisle proměnné [2], tedy statorové napětí budou měnit závislé proměnné $i_{S\alpha}$, $i_{S\beta}$, $i_{R\alpha}$, $i_{R\beta}$ a ω . Aby byla soustava rovnic řešitelná, je nutné ji doplnit o pohybovou rovnici známou z teorie elektrických strojů a tím získat vztah pro úhlovou rychlost ω :

$$\begin{aligned}
M_{el} - M_{zat} &= J \frac{d\omega}{dt} \\
\frac{d\omega}{dt} &= \frac{p_p}{J} (M_{el} - M_{zat})
\end{aligned} \tag{3.1.4}$$

Kde J označuje moment setrvačnosti, M_{el} moment elektrický a M_{zat} zátěžný moment. Levý člen obecné pohybové rovnice byl vynásoben počtem pól párů p_p , aby otáčky ω odpovídaly skutečným. Pro zápis do m-souboru je opět nutné vyjádřit derivaci, v tomto případě úhlové rychlosti rotoru ω . V rovnici (3.1.4) se vyskytuje člen elektrického momentu M_{el} , pro který platí následující rovnice dle (1.3.24):

$$M_{el} = K^{-1} \cdot p_p L_h (i_{S\beta} i_{R\alpha} - i_{S\alpha} i_{R\beta}) \tag{3.1.5}$$

Kde K je volitelná konstanta (viz. vzorec (1.3.7)), pro 3-fázový stroj bude uvažována jako $K = \frac{2}{3}$ a pro 5-fázový stroj bude $K = \frac{2}{5}$. Pak bude platit, že velikost $i_{S\alpha} = i_{S\alpha}$.

Rovnice (3.1.3), (3.1.4) a (3.1.5) jsou vhodné pro zápis do m-souboru, jehož přiřazením S-funkcí získám blok, který popisuje chování modelovaných strojů s kotvou nakrátko. M-soubor jsem naprogramoval tak, aby vstupní proměnné reprezentovaly vstupní napětí $u_{S\alpha}$ a $u_{S\beta}$ ze zdroje. Výstupní parametry reprezentují sledované veličiny, tedy $i_{S\alpha}$, $i_{S\beta}$, $i_{R\alpha}$, $i_{R\beta}$, M_{el} a ω . Dále jsem zvolil počáteční hodnoty proudů $i_{S\alpha}$, $i_{S\beta}$, $i_{R\alpha}$, $i_{R\beta}$ a úhlové rychlosti ω rovny nule, což odpovídá klidovému stavu motoru. Model simuluje rozběh motoru přímým připojením na síť a jeho následné ustálení v rovnovážném bodě.

3.2 Potřebné parametry pro simulaci

Pro simulaci musíme zjistit konkrétní hodnoty parametrů stroje, které definují jeho chování dle rovnic (3.1.3), (3.1.4) a (3.1.5). Parametry stroje jsou L_h , L_S , L_R , R_R , R_S , p_p a J a je zásadní, aby byly určeny správně. Některé parametry jsou uvedeny na štítku motoru, další parametry jsou udávány v katalogových listech. Dokumentace ani štítek motoru však nemusí obsahovat všechny údaje, potřebné pro model asynchronního stroje. Na řadu tak přichází měření, při kterých jsou změřeny parametry náhradního schématu a moment setrvačnosti.

V následující tabulce jsou uvedeny parametry, které jsem použil pro simulaci 3-fázového stroje:

Parametr:	Hodnota:	Jednotka:
L_R	0,7054	H
L_S	0,7020	H
L_h	0,6829	H
R_R	4,053	Ω
R_S	6,238	Ω
J	0,0075	$kg \cdot m^2$

Tab. 3.1 Parametry 3-fázového stroje

V následující tabulce jsou uvedeny parametry, které jsem použil pro simulaci 5-fázového stroje:

Parametr:	Hodnota:	Jednotka:
L_R	0,4473	H
L_S	0,4423	H
L_h	0,4354	H
R_R	2,498	Ω
R_S	3,778	Ω
J	0,0075	$kg \cdot m^2$

Tab. 3.2 Parametry 5-fázového stroje

Parametry 3-fázového a 5-fázového stroje mi poskytl Ústav termomechaniky AV ČR, Oddělení elektrotechniky a elektrofyziky. Všechny rotorové parametry jsou přepočteny na stator, tudíž i výstupní rotorové veličiny $i_{R\alpha}$, $i_{R\beta}$ jsou v modelu přepočteny na stator.

Zátěžný moment M_{zat} je volitelný a zadává se spolu s parametry stroje v dialogovém okně S-funkce. Jmenovitý zátěžný moment M_{Nzat} je u 3-fázového, tak i u 5-fázového stroje roven 5 Nm, zvolil jsem tedy hodnoty zátěžného momentu M_{zat} tak, aby tuto jmenovitou hodnotu nepřekročil. Zvolené hodnoty jsou uvedeny v následující tabulce:

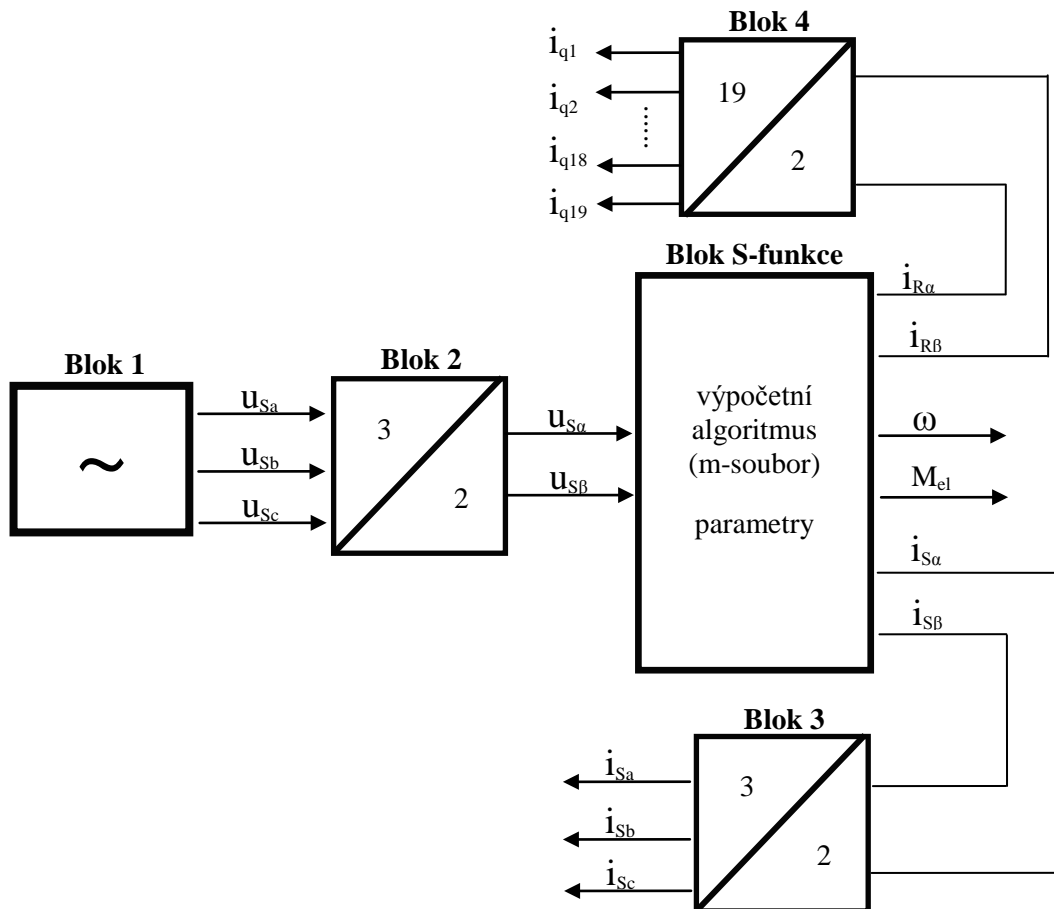
Zátěž:	Hodnota:	Jednotka:
M_{zat1}	0	Nm
M_{zat2}	2,5	Nm
M_{zat3}	5	Nm

Tab. 3.3 Hodnoty zátěžných momentů použitých při simulaci

Zátěžný moment ovlivňuje skluz motoru. Skluz je tak volen nepřímo prostřednictvím zátěžného momentu.

3.3 Simulační model 3-fázového asynchronního stroje

Následující zjednodušené blokové schéma jsem vytvořil tak, aby popisovalo simulační model 3-fázového asynchronního stroje pro software MATLAB Simulink:



Obr. 3.1 Zjednodušené blokové schéma simulačního modelu 3-fázového stroje

Bloky schématu a jejich funkce:

- **Blok 1** reprezentuje třífázový zdroj harmonických sinusových napětí o efektivní hodnotě 230 V.
- **Blok 2** převádí třífázovou soustavu do os α, β dle následujících rovnic:

$$\begin{aligned} \hat{U}_S &= \frac{2}{3}(u_{Sa} + u_{Sb}e^{j\frac{2\pi}{3}} + u_{Sc}e^{j\frac{4\pi}{3}}) \\ U_{S\alpha} &= \text{Re}\{\hat{U}_S\} \\ U_{S\beta} &= \text{Im}\{\hat{U}_S\} \end{aligned} \quad (3.3.6)$$

- **Blok S-funkce** odkazuje na m-soubor, jehož tvorbu jsem popsal v podkapitole 3.1. Do bloku S-funkce vstupují složky harmonických sinusových napětí $u_{S\alpha}$ a $u_{S\beta}$. V tomto případě volím $K = \frac{2}{3}$, protože se jedná o 3-fázový stroj.

- **Blok 3** převádí soustavu os α, β zpět na třífázovou soustavu. Tím jsou určeny statorové proudy stroje pomocí následujících rovnic:

$$\begin{aligned} I_{sa} &= I_{s\alpha} \\ I_{sb} &= -\frac{1}{2}I_{s\alpha} + \frac{\sqrt{3}}{2}I_{s\beta} \\ I_{sc} &= -\frac{1}{2}I_{s\alpha} - \frac{\sqrt{3}}{2}I_{s\beta} \end{aligned} \quad (3.3.7)$$

- **Blok 4** převádí rotorové proudy popsané v souřadné soustavě os α, β na konkrétní hodnoty proudů v jednotlivých drážkách rotoru dle vztahů:

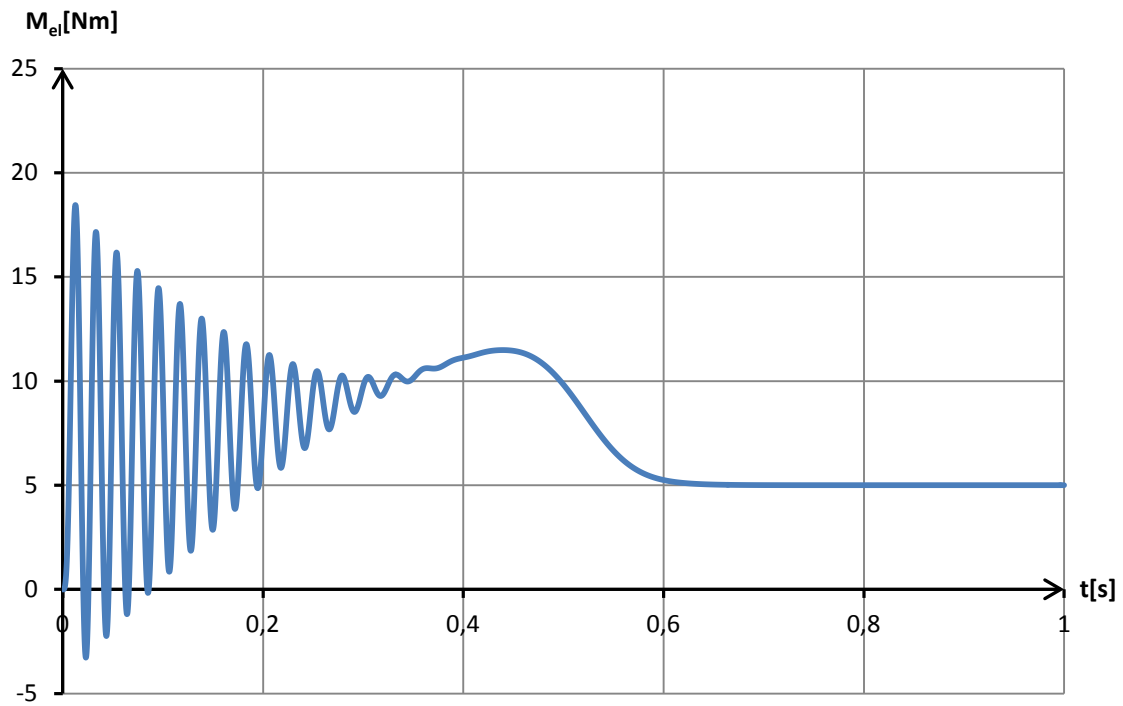
$$\begin{aligned} i_{q1} &= \cos(\vartheta) \cdot i_{r\alpha} + \sin(\vartheta) \cdot i_{r\beta} \\ i_{q2} &= \cos\left(\frac{2\pi}{19}\vartheta\right) \cdot i_{r\alpha} + \sin\left(\frac{2\pi}{19}\vartheta\right) \cdot i_{r\beta} \\ i_{q3} &= \cos\left(\frac{4\pi}{19}\vartheta\right) \cdot i_{r\alpha} + \sin\left(\frac{4\pi}{19}\vartheta\right) \cdot i_{r\beta} \\ &\dots\dots\dots \\ i_{q19} &= \cos\left(\frac{36\pi}{19}\vartheta\right) \cdot i_{r\alpha} + \sin\left(\frac{36\pi}{19}\vartheta\right) \cdot i_{r\beta} \end{aligned} \quad (3.3.8)$$

Kde ϑ je úhel natočení rotoru. Hodnoty proudů $i_{q1}, i_{q2} \dots i_{q19}$ jsou přepočteny na stator.

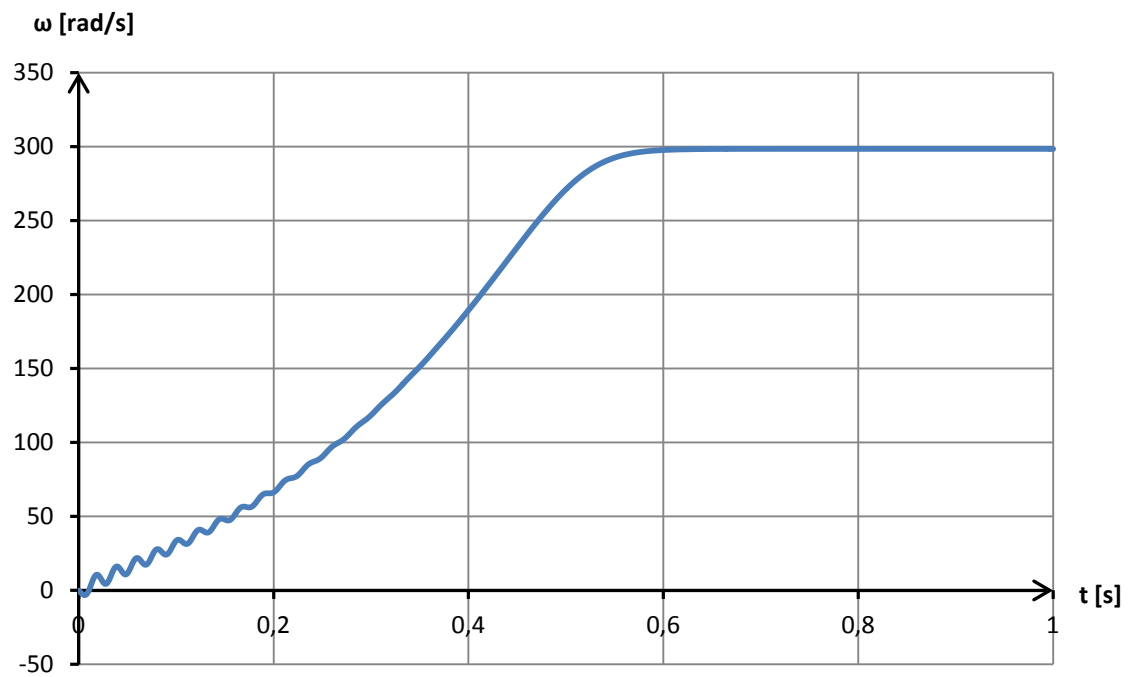
3.3.1 Výsledek simulace 3-fázového stroje

Při rozběhu stroje přímým připojením na síť se do rotoru akumuluje kinetická energie točivé hmoty, přičemž vznikají přechodové kmitavé složky momentu a proudu. Přechodová kmitavá složka elektrického momentu má stejnou frekvenci, jakou má přiváděný proud. Proudová přechodová kmitavá složka vzniká indukční zátěží, kterou asynchronní stroj představuje. Čas nutný pro ustálení veličin je závislý především na velikosti motoru, respektive na hmotnosti rotoru, který popisuje moment setrvačnosti J . U velkých strojů dochází k ustálení kmitavých složek v řádu sekund.

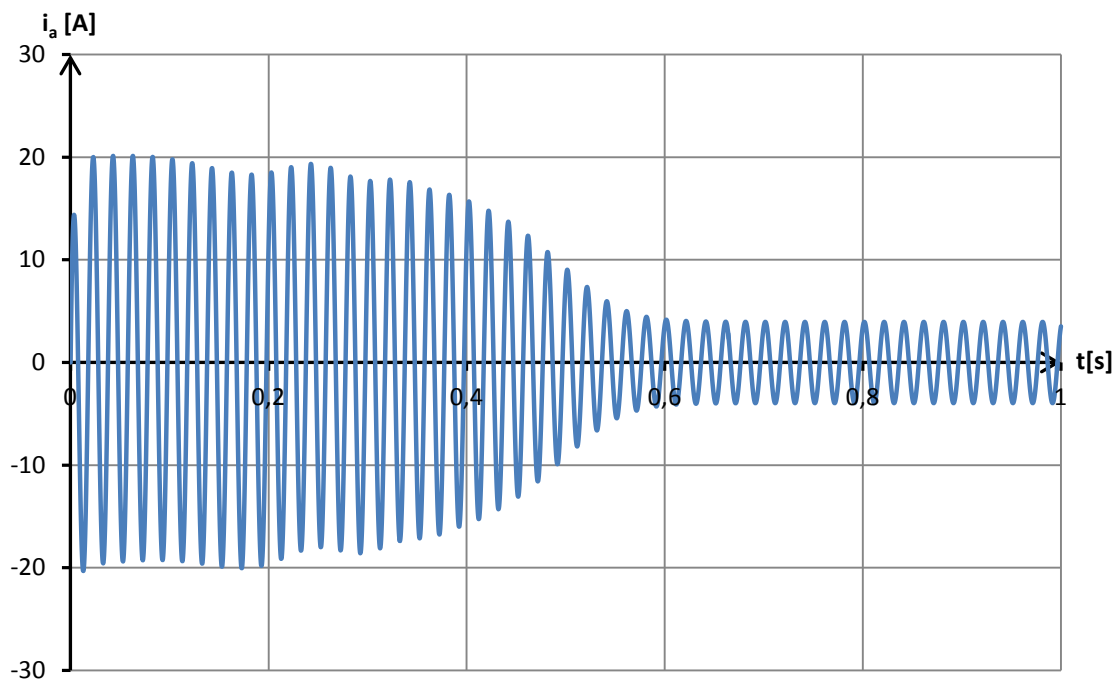
Dynamické chování 3-fázového stroje po přímém připojení na síť pro jmenovitý zátěžný moment $M_{zat} = 5 \text{ Nm}$ je zřejmé z průběhu momentu, proudu fáze a úhlové rychlosti, které jsou výstupem simulace v softwaru MATLAB Simulink. Pro průběhy na obr. 3.2, obr. 3.3 a obr.3.4 je časová osa omezená jednou sekundou, protože moment setrvačnosti J je natolik malý, že k ustálení průběhů dochází již kolem 0,6 sekundy.



Obr. 3.2 Elektrický moment při rozběhu 3-fázového stroje



Obr. 3.3 Úhlová rychlost rotoru při rozběhu 3-fázového stroje



Obr. 3.4 Proud fáze a při rozběhu 3-fázového stroje

Z průběhu na obr. 3.2 je zřejmé, že amplituda elektrického momentu M_{el} se po připojení na síť drží v rozmezí tří až čtyřnásobku zátěžného momentu M_{zat} . Hodnota amplitudy proudu fáze a je zhruba pětinásobek ustálené hodnoty proudu, což je u asynchronních strojů s kotvou nakrátko běžné.

Magnetické pole 3-fázového stroje budu modelovat v čase $t = 10$ s měřeného od připojení motoru na síť (od začátku simulace). V tomto okamžiku už jsou průběhy proudů ustálené. V čase $t = 10$ s jsem ze simulačního modelu odečetl hodnoty statorových a rotorových proudů, moment stroje a otáčky rotoru, z kterých lze určit skluz s . Simulační model však počítá s rotorovými proudy, které jsou přepočteny na stator. Z hlediska modelace magnetického pole je nutné tyto hodnoty zpětně přepočíst na rotor pomocí konstanty k_I definovanou následujícím vzorcem:

$$k_I = \frac{m_S \cdot k_{vS} \cdot N_S}{m_R \cdot k_{vR} \cdot N_R} \quad (3.3.9)$$

Kde k_{vS} je činitel vinutí pro stator, k_{vR} je činitel vinutí pro rotor, m_S vyjadřuje počet fází statoru a m_R počet fází rotoru. N_S je počet vodičů jedné statorové fáze a N_R je počet vodičů jedné rotorové fáze. Parametry pro konstantu k_I jsou pro 3-fázový stroj uvedeny v následující tabulce:

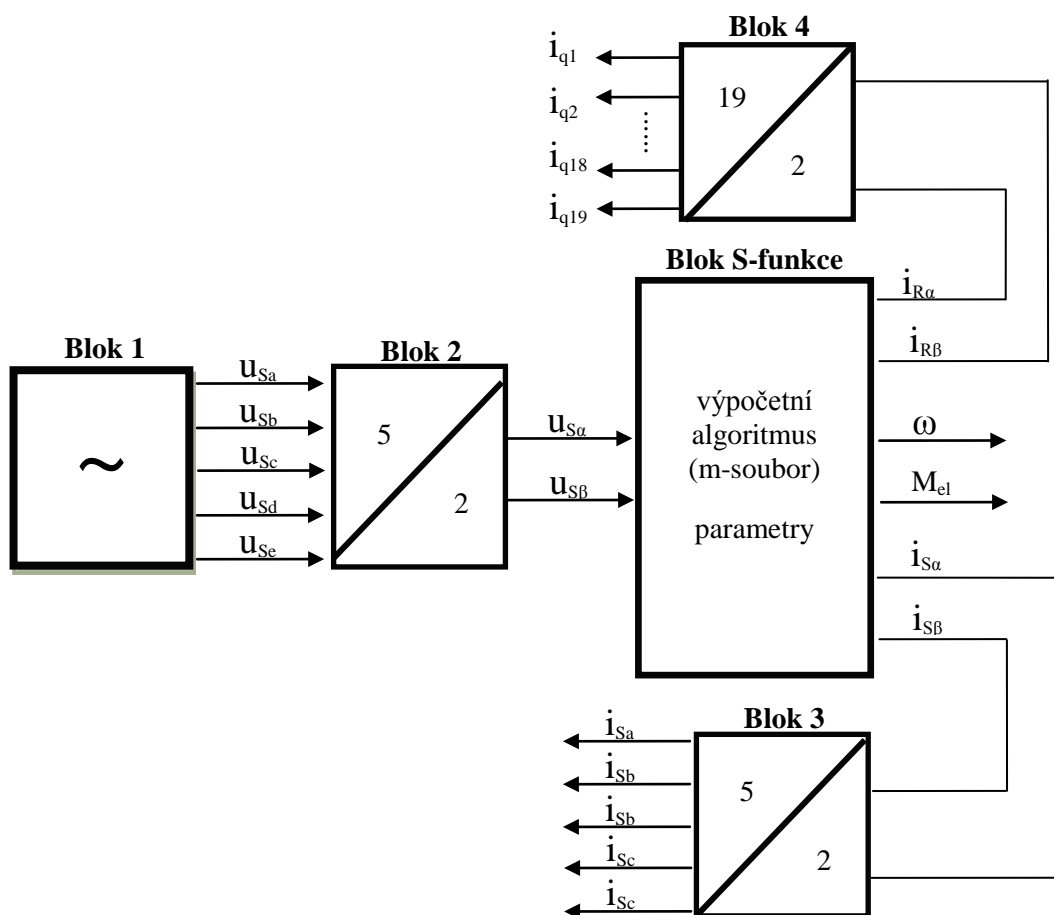
Parametr:	Hodnota:
k_{vR}	1
k_{vS}	0,9577
N_S	264
N_R	0,5
m_S	3
m_R	19

Tab. 3.4 Parametry potřebné k přepočtu rotorových proudů u 3-fázového stroje

Tabulky s hodnotami proudů pro definované zátěžné momenty a natočení rotoru v čase $t = 10$ s jsou uvedeny v Příloze A. Protože mají rotorové proudy a skluz pro $M_{zat1} = 0$ Nm velmi malé hodnoty, budu je nadále považovat za nulové.

3.4 Simulační model 5-fázového asynchronního stroje

Následující zjednodušené blokové schéma jsem vytvořil tak, aby popisovalo simulační model 5-fázového asynchronního stroje pro software MATLAB Simulink:



Obr. 3.5 Schématický model simulačního modelu 5-fázového stroje

Bloky schématu a jejich funkce:

- **Blok 1** reprezentuje pětifázový zdroj harmonických sinusových napětí o efektivní hodnotě 138 V. Napětí je snižené, protože pětifázový stroj byl navržen na stejný výkon a pro stejné proudy jako jsou u třífázového stroje, napětí tedy bylo sníženo o 3/5.
- **Blok 2** převádí pětifázovou soustavu do os α, β dle následujících rovnic:

$$\begin{aligned} \hat{U}_S &= \frac{2}{5} (u_{Sa} + u_{Sb} e^{j\frac{2\pi}{5}} + u_{Sc} e^{j\frac{4\pi}{5}} + u_{Sd} e^{j\frac{6\pi}{5}} + u_{Se} e^{j\frac{8\pi}{5}}) \\ U_{S\alpha} &= \text{Re}\{\hat{U}_S\} \\ U_{S\beta} &= \text{Im}\{\hat{U}_S\} \end{aligned} \quad (3.4.10)$$

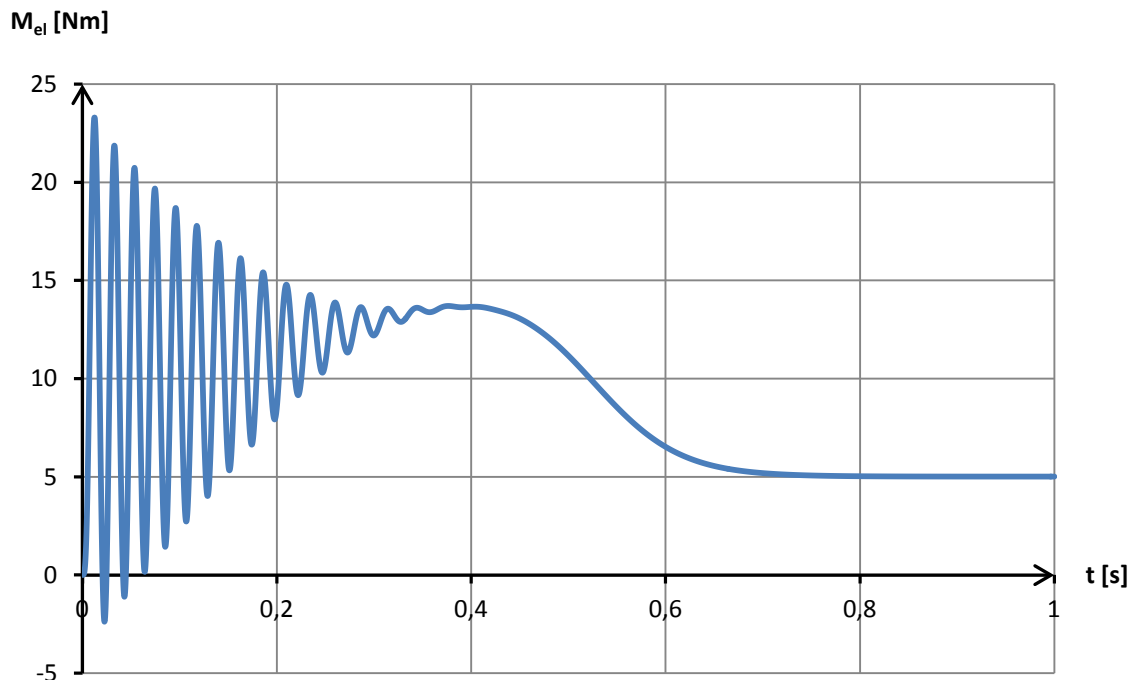
- **Blok S-funkce** odkazuje na m-soubor, jehož tvorbu jsem popsal v podkapitole 3.1 a je shodný s blokem S-funkce pro 3-fázový stroj. Do bloku S-funkce vstupují složky harmonických sinusových napětí $u_{s\alpha}$ a $u_{s\beta}$. V tomto případě volím $K = \frac{2}{5}$, protože se jedná o 5-fázový stroj.
- **Blok 3** převádí soustavu os α, β zpět na pětifázovou soustavu dle rovnic:

$$\begin{aligned}
 I_{sa} &= I_{s\alpha} \\
 I_{sb} &= \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) I_{s\alpha} + \sin\left(\frac{2\pi}{5}\right) I_{s\beta} \\
 I_{sc} &= \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) I_{s\alpha} + \sin\left(\frac{4\pi}{5}\right) I_{s\beta} \\
 I_{sd} &= \cos\left(\frac{6\pi}{5}\right) I_{s\alpha} + \sin\left(\frac{6\pi}{5}\right) I_{s\beta} \\
 I_{se} &= \cos\left(\frac{8\pi}{5}\right) I_{s\alpha} + \sin\left(\frac{8\pi}{5}\right) I_{s\beta}
 \end{aligned} \tag{3.4.11}$$

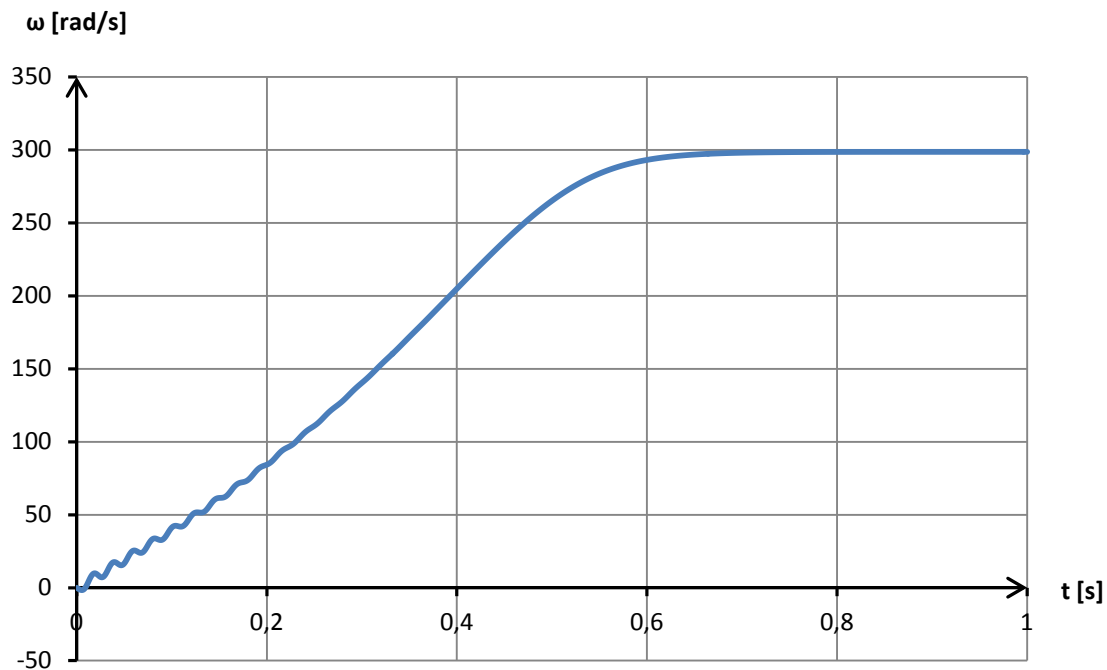
- **Blok 4** se shoduje s blokem 4 u 3-fázového stroje. Tento blok převádí rotorové proudy popsané v souřadné soustavě os α, β na konkrétní hodnoty proudů v jednotlivých drážkách rotoru dle vztahů (3.3.8), které jsou totožné s 3-fázovým strojem.

3.4.1 Výsledek simulace 5-fázového stroje

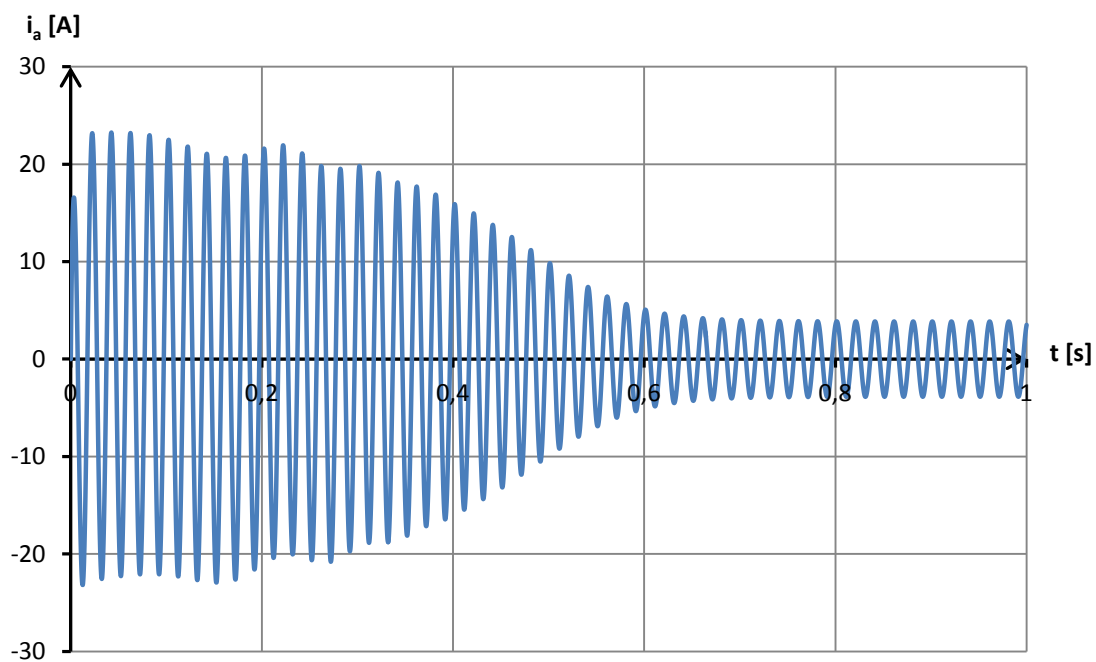
Dynamické chování 5-fázového stroje po přímém připojení na síť se sníženým fázovým napětím o $\frac{3}{5}$ pro jmenovitý zátěžný moment $M_{zat} = 5 \text{ Nm}$ je zřejmé z průběhu momentu, proudu fází a úhlové rychlosti, které jsou výstupem ze simulace v softwaru MATLAB Simulink. Pro průběhy na obr. 3.5, obr. 3.6 a obr.3.7 je časová osa omezená jednou sekundou, protože moment setrvačnosti J je natolik malý, že k ustálení pozorovaných průběhů dochází již kolem 0,7 sekundy.



Obr. 3.6 Elektrický moment při rozběhu 5-fázového stroje



Obr. 3.7 Úhlová rychlost rotoru a při rozběhu 5-fázového stroje



Obr. 3.8 Proud fází a při rozběhu 5-fázového stroje

Z průběhu na obr. 3.4 je zřejmé, že amplituda elektrického momentu M_{el} po připojení na síť je vyšší, než u 3-fázového stroje. Záběrný proud 5-fázového stroje dosahuje 5 až 6 násobku ustálené hodnoty, což je vyšší hodnota, než je tomu u 3-fázového stroje.

Magnetické pole 5-fázového stroje budu taktéž modelovat v čase $t = 10\text{s}$ měřeného od připojení motoru na síť (od začátku simulace). V tomto okamžiku už jsou průběhy proudů ustálené. Pro čas $t = 10\text{ s}$ jsou ze simulace známy hodnoty statorových a rotorových proudů, moment stroje a otáčky rotoru, z kterých lze určit skluz s . Rotorové proudy určené simulací je třeba jako u 3-fázového stroje zpětně přepočítat na rotor vynásobením proudů přepočítávací konstantou k_I definovanou dle vzorce (3.3.9). Parametry pro konstantu k_I jsou pro 5-fázový stroj uvedeny v následující tabulce:

Parametr:	Hodnota:
k_{vR}	1
k_{vS}	0,9854
N_S	156
N_R	0,5
m_S	5
m_R	19

Tab. 3.5 Parametry potřebné k přepočtu rotorových proudů u 5-fázového stroje

Tabulky s hodnotami proudů pro definované zátěžné momenty a natočení rotoru v čase $t = 10\text{ s}$ jsou uvedeny v Příloze A. I v tomto případě jsou hodnoty rotorových proudů pro $M_{zat1} = 0\text{ Nm}$ velmi malé, tudíž je obdobně jako u 3-fázového stroje budu považovat za nulové.

4. Modelování magnetického pole asynchronních strojů pomocí metody konečných prvků

Pro účely modelování magnetického pole v asynchronním motoru jsem použil profesionální software COMSOL Multiphysics využívající metodu konečných prvků. Do modelu lze zahrnout i více fyzikálních prostředí a vytvořit tak tzv. multifyzikální model. Tímto způsobem je možné modelovat i složité systémy a dosáhnout tak vyšší věrohodnosti výsledků.

4.1 Základy zpracování úlohy

Vytváření modelu v COMSOL Multiphysics lze rozdělit do devíti základních kroků, které jsou shodné pro jakoukoli modelovanou úlohu.

1. **Definice problému** – Jde o zásadní krok, ve kterém se určuje, jakým směrem bude modelace směřovat. Je třeba rozhodnout o druhu použitého fyzikálního prostředí, okrajových podmínkách, použitých materiálech a o časové oblasti modelu (stacionární, harmonická, přechodová atd.).
2. **Výběr prostředí** – Nejprve je nutné definovat, jakou geometrii bude model používat (1D, 2D či 3D). Následně se zvolí typ modulu a fyzikální rozhraní, v kterém chceme model vytvářet. Moduly je možné kombinovat a tím vytvářet multifyzikální úlohy, které více napodobují reálnou předlohu.
3. **Definice geometrie** – Geometrii zkoumaného modelu lze definovat pomocí CAD nástrojů, které jsou již implementovány v programu. Tato možnost je vhodná pro geometricky nesložité objekty. Pokud je geometrie modelu složitější, je vhodné ji načíst z externího souboru. COMSOL Multiphysics umožňuje načítat soubory ve formátech STL či VMRL definující povrchovou síť, DXF soubory definující 2D geometrii a NASRAN soubory popisující 3D model. Pomocí specializovaných modulů lze načítat další formáty geometrie.
4. **Definice materiálů** – COMSOL Multiphysics má k dispozici knihovnu předdefinovaných materiálů a chemických prvků, pomocí nichž lze přiřadit materiálové parametry suboblastem.
5. **Zadání okrajových podmínek** – Částem geometrie lze přiřazovat proměnné, výrazy nebo funkce, které při simulaci slouží jako okrajové podmínky. Ve 3D objektech se přiřazují okrajové podmínky plochám, hranám či bodům, ve 2D objektech jsou to pouze hrany a body.
6. **Nastavení vlastností fyzikálního rozhraní** – Jednotlivým suboblastem lze přiřadit vlastnosti, které ovlivňují daný fyzikální model. Například v modelu popisující magnetické pole se určuje proudová hustota suboblasti.
7. **Vytvoření výpočetní sítě (mesh)** – Geometrický objekt je diskretizován elementy, v jejichž uzlových bodech bude proveden výpočet potřebných dat. Výpočetní síť (mesh) je generována automaticky, přičemž je možné nastavit velikost elementů a vlastnosti sítě ve zvolených částech modelu. COMSOL Multiphysics podporuje i aproximaci geometrického objektu pomocí různých typů elementů.
8. **Řešení modelu** – V tomto kroku je nutné nastavit typ analýzy (statická, harmonická, přechodová) a nastavit požadovanou přesnost. Samotný výpočet potřebných parametrů je plně automatizován.
9. **Zpracování výsledků simulace** – Je třeba se postarat o to, aby vypočtené proměnné měly určitou výpovědní hodnotu. Vypočtené proměnné lze zobrazit pomocí barevných map, izoploch, izočar atd. [9]

4.2 Tvorba modelů asynchronních strojů

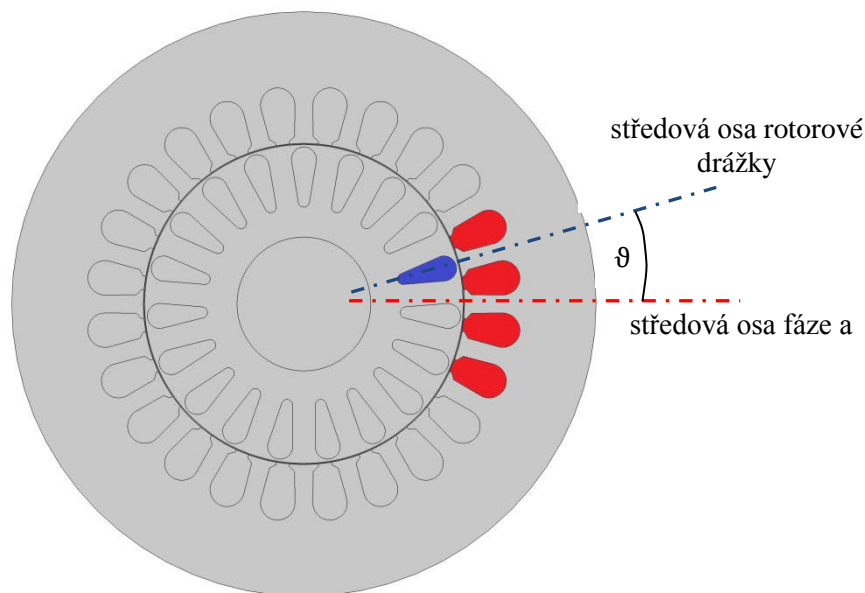
Při modelaci magnetického pole asynchronních strojů jsem postupoval dle výše zmíněných devíti kroků. Jednotlivé kroky budou podrobněji popsány.

4.2.1 Definice problému

Modelace magnetického pole asynchronních strojů jsem provedl pro příčný řez stojem, který jsem vedl v geometrickém středu stroje kolmém na hřídel. Bude se tedy jednat o 2D model, přičemž neuvažuji kostru stroje a její součásti. V teorii elektrických strojů se uvažuje, že se magnetický tok uzavírá pouze uvnitř magnetického obvodu stroje, jedná se tak o vnitřní okrajovou úlohu, pro kterou definuji okrajovou podmínkou tak, aby mimo stroj byla magnetická indukce rovna nule.

Jak je známo z Ampérova zákona, magnetické pole se vytváří okolo vodiče, jímž protéká proud. Magnetické pole asynchronního stroje je vytvářené průchodem proudu cívkami uložených ve statorových a rotorových drážkách. Rozložení magnetické indukce jsem modeloval při různých hodnotách skluzu, respektive při různém zátěžném momentu M_{zat} , kterému přísluší určitý skluz. Dle zátěžného momentu se mění též statorové a rotorové proudy. Rozložení magnetického pole modeluji v ustáleném stavu, tedy stav magnetického pole odpovídá proudům získaným ze simulace strojů v čase $t = 10s$ měřeného od připojení stroje na síť. Hodnoty proudů jsou vyčísleny v Příloze A.

Statorové a rotorové vinutí příslušných fází mezi sebou svírá tzv. úhel natočení rotoru ϑ , který byl v Kapitole 1 definován. Modelované asynchronní stroje však mají klecový rotor, přičemž počet drážek určuje počet fází rotoru. Úhel natočení rotoru ϑ jsem v tomto případě definoval jako úhel mezi středovou osou statorového vinutí pól fáze a a středovou osou rotorové drážky, která svírá v kladném směru otáčení nejmenší úhel. (viz obr. 4.1).



Obr. 4.1 Znárodnění úhlu natočení rotoru

Úhel natočení rotoru ϑ nebudu předpokládat vyšší, než $\frac{360^\circ}{Q_R} = \frac{360^\circ}{19} \sim 18,95^\circ$ (Q_R je počet drážek rotoru), protože by jen došlo k záměně proudů drážek. Pokud je úhel natočení rotoru ϑ roven

18,95°, nastane situace, kdy rotorovou drážkou Q19 protéká stejný proud, jako by tomu bylo u drážky Q1 pro $\vartheta = 0^\circ$. Pro simulaci jsem použil následující hodnoty úhlů natočení rotoru:

Úhel natočení rotoru:	Hodnota:
ϑ_1	0°
ϑ_2	6,32°
ϑ_3	12,63°

Tab. 4.1 Použité úhly natočení rotoru pro modelaci

Dále budu v úloze uvažovat rovnoměrné rozložení proudové hustoty v drážkách stroje. Toto zjednodušení může být opodstatněno tím, že modelované stroje nevyužívají vírovou klec, v které je proudová hustota v rotorové drážce rozložena značně nerovnoměrně.

4.2.2 Výběr prostředí

Pro modelaci jsem zvolil 2D geometrii a fyzikální rozhraní popisující magnetické pole obsažené v modulu pod názvem AC/DC.

4.2.3 Definice geometrie

Geometrii příčného řezu strojem jsem vytvořil v programu AutoCAD 2015 a následně ji uložil ve formátu DXF. Formát DXF je kompatibilní s modelačním softwarem COMSOL Multiphysics bez přidavných modulů a soubor DXF lze bez problémů načíst.

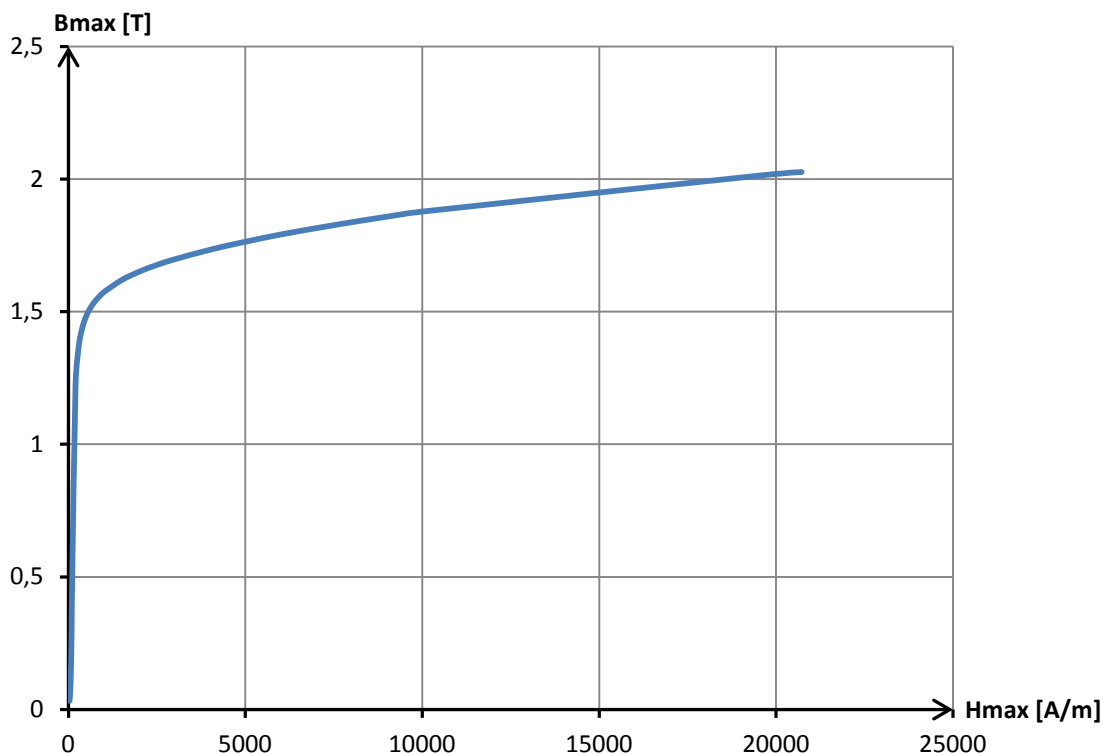
Geometrie vychází z dokumentace pro výrobu statorových a rotorových plechů modelovaných strojů. Při překreslování geometrie jsem zanedbal detaily, jako jsou malé rádiusy u drážek a výřezy ve statorovém plechu, které nejsou pro samotnou modelaci magnetického pole důležité. Takovéto detaily konečný výsledek neovlivní a jen zbytečně zvyšují hustotu výpočetní sítě, vlivem toho se prodlužuje výpočetní čas [8].

Zanedbal jsem též plnění statorové drážky vodiči. V příčném řezu strojem je drážka statoru vyplněna jednotlivými navzájem izolovanými vodiči, při modelaci jsem ovšem tento fakt zanedbal (patří také k detailům, které výsledek téměř neovlivní). Statorová drážka v modelu pak obsahuje jen jeden masivní vodič, který vyplňuje celý její obsah. Toto zjednodušení je při modelaci magnetického pole strojů standardní.

Řez 3-fázového a 5-fázového stroje se liší pouze v geometrii statorového plechu. Z 3-fázového stroje byl vyjmut, následně byl vložen nový s vyšším počtem drážek, do kterých bylo navinuto 5-fázové vinutí. Tím vznikl 5-fázový stroj, přičemž rotor zůstal stejný jako u 3-fázového stroje. Stator 3-fázového stroje obsahuje 24 drážek, kdežto stator 5-fázového stroje má 30 drážek. Počet drážek u 5-fázového stroje musel být zvýšen z toho důvodu, aby toto číslo bylo celočíselně dělitelné pěti tj. počtem fází. Jen pak lze navinout symetrické jednovrstvé vinutí.

4.2.4 Definice materiálů

Suboblastem jsem přiřadil parametry celkem pěti materiálů. Z knihovny předdefinovaných materiálů jsem použil parametry pro měď, lineární železo a vzduch. Materiálové parametry plechu pro elektrotechniku M800-50A mi poskytla firma Kovintrade Praha s.r.o. z výsledků měření zkušebny US Steel Košice. Plech M800-50A byl použit pro statorový a rotorový výstřížek. Jedná se o nelineární materiál, jehož chování popisuje amplitudová magnetizační křivka. Z křivky na obr. 4.2 je patrné, že k nasycení materiálu dochází při hodnotách magnetické indukce 1,5 – 1,7 T.



Obr. 4.2 Amplitudová magnetizační křivka plechu M800-50A

Poskytnuté hodnoty magnetizační křivky jsem implementoval přímo do modelačního softwaru COMSOL Multiphysics a vytvořil tak vlastní nelineární materiál odpovídající plechu M800-50A.

4.2.5 Zadání okrajových podmínek

V teorii elektrických strojů se předpokládá, že se magnetický tok uzavírá pouze uvnitř stroje. Toho jsem v softwaru COMSOL Multiphysics dosáhl zadáním okrajové podmínky pod názvem "magnetic insulation" tedy česky "magnetická izolace". Okrajovou podmínku jsem aplikoval na vnější obvod statorového plechu, čímž jsem zajistil, že magnetická indukce vně stroje je nulová.

4.2.6 Nastavení vlastností fyzikálního rozhraní

Analýza magnetického pole stroje je založena na Ampérově zákoně, který popisuje magnetickou indukci a její souvislost s elektrickým proudem. V tomto kroku jsem definoval proudovou hustotu suboblastmi rotorových a statorových drážek, které jsou v modelu vyplněny jedním masivním vodičem. Z výsledku simulace asynchronních strojů uvedené v Příloze A, jsou však známy jen proudy, které protékají jedním vodičem v drážce. Pro přepočítání na proudovou hustotu platí:

$$J_i = \frac{N_D \cdot I}{S} \quad (3.1.5)$$

Kde N_D je počet závitů cívky v drážce a S je plocha průřezu kolmého na proud, v tomto případě je to plocha drážky. Pro stator 3-fázového stroje je $N_D = 66$, pro stator 5-fázového stroje je $N_D = 52$

a pro rotor je $N_D = 0,5$. Plochy průřezu lze jednoduše zjistit v programu AutoCAD 2015. Plochy drážek jsou následující:

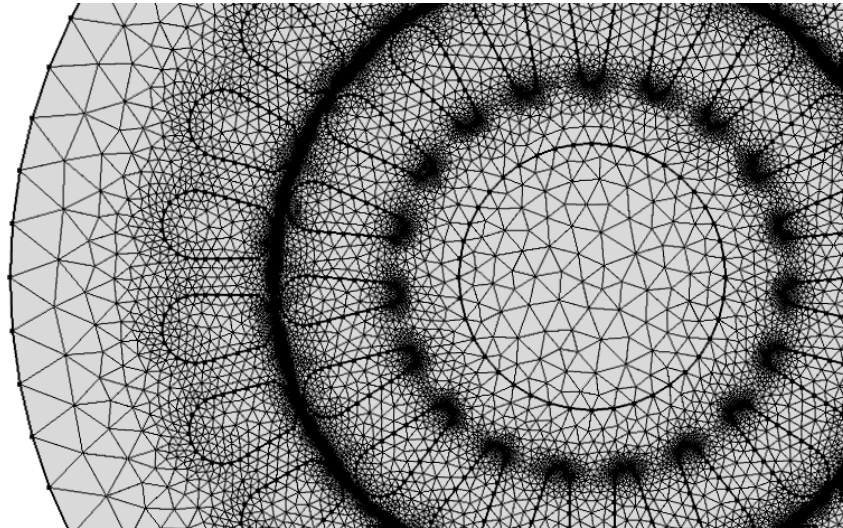
	Plocha drážky [mm ²]
Drážka rotoru	53,55
Drážka statoru 3-fázového stroje	77,84
Drážka statoru 5-fázového stroje	63,98

Tab. 4.2 Plochy drážek strojů

Ze známých proudů a ploch průřezu lze pak vypočítat proudové hustoty příslušnou drážkou.

4.2.7 Vytvoření výpočetní sítě (mesh)

Výpočetní síť byla vytvořena automaticky, přičemž jsem zvolil jen velikost elementu na standardní velikost "normal". Výpočetní síť je zobrazena na obr. 4.3 níže.



Obr. 4.3 Vygenerovaná výpočetní síť

Z obrázku je patrná trojúhelníková aproximace. Síť je v celé definiční oblasti dostatečně hustá a výsledek modelace by měl být tím pádem přesný. Není nutné parametry výpočetní sítě nijak upravovat, automatické generování sítě tedy proběhlo úspěšně.

4.2.8 Řešení modelu

Pro řešení modelu jsem vybral stacionární stav a spustil simulaci, která je plně automatizována.

4.2.9 Zpracování výsledků simulace

Výsledky modelace magnetického pole strojů uvádím v následující kapitole 5.

5. Analýza magnetického pole strojů

V této kapitole uvádím rozložení magnetického pole uvnitř 3-fázového a 5-fázového stroje a následně jim příslušející průběhy magnetické indukce ve vzduchové mezeře. Rozložení magnetického pole a průběhy magnetické indukce jsem získal pomocí modelování v softwaru COMSOL Multiphysics, jejíž postup byl uveden v předchozí kapitole 4.

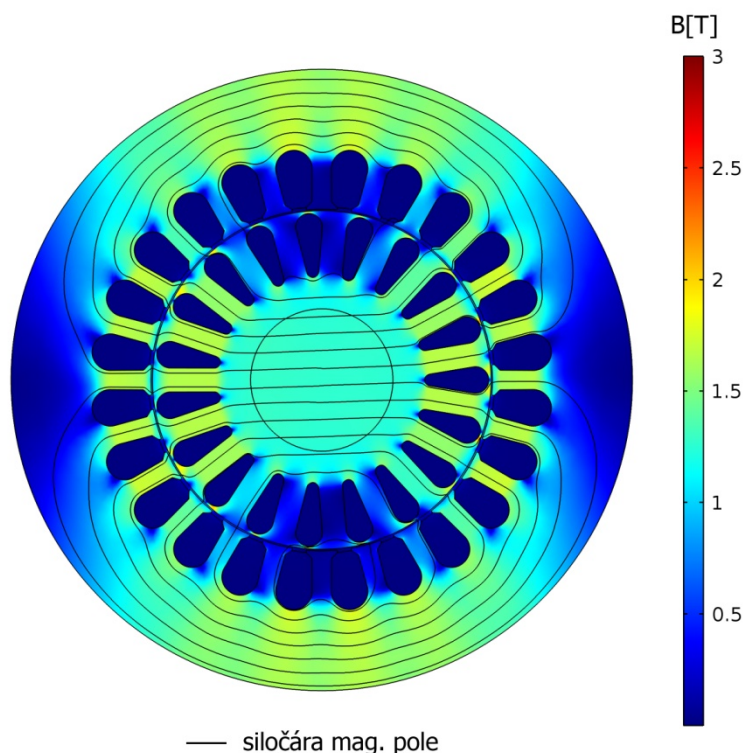
Hodnoty magnetické indukce uvnitř strojů jsou v zobrazení vyjádřeny barevně, v grafech jsem průběhy magnetické indukce ve vzduchové mezeře odlišil barvou dle zvoleného natočení rotoru. Pro přehlednost v této kapitole uvádím jen ta 2D grafická zobrazení magnetického pole v asynchronních strojích generovaná softwarem COMSOL Multiphysics, která jsou podstatná a vypovídající pro analýzu. Další zobrazení magnetického pole pro zvolené zátěžné momenty a úhly natočení jsou uvedeny v příloze B. Namísto hodnoty skluzu uvádím jen hodnotu zátěžného momentu, neboť skluz lze určit ze zátěžného momentu odečtením z Tab 5.1, která platí jak pro 3-fázový, tak pro 5-fázový stroj.

Zátěž:	Hodnota skluzu:
$M_{zat1} = 0 Nm$	$s = 0$
$M_{zat2} = 2,5 Nm$	$s = 0,0284$
$M_{zat3} = 5 Nm$	$s = 0,05$

Tab. 5.1 Zátěžné momenty a odpovídající skluzu

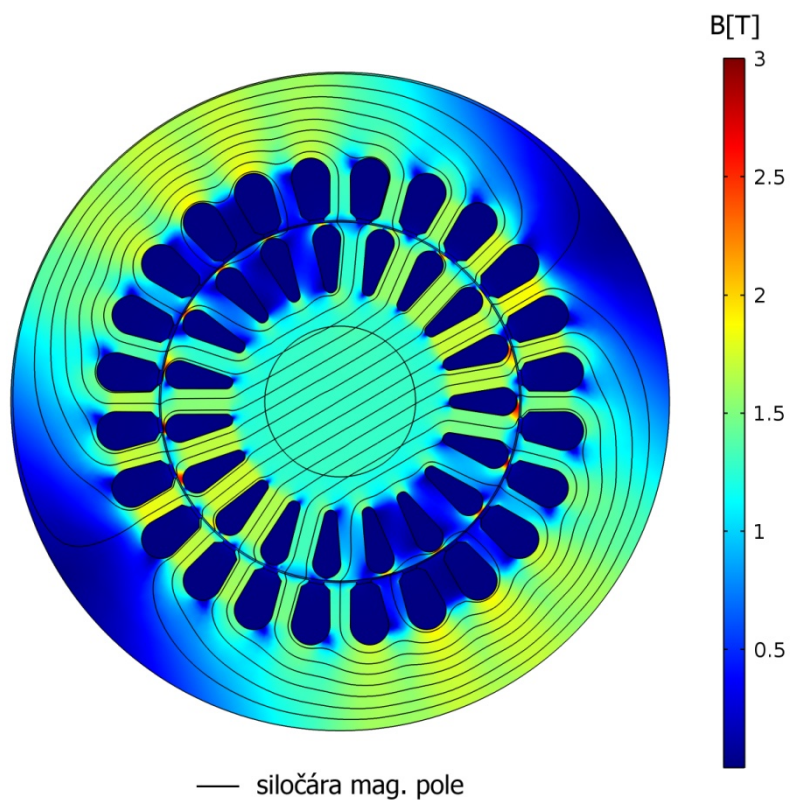
5.1 Magnetické pole 3-fázového stroje

Pro $M_{zat1} = 0 Nm$ uvažuji otáčky rotoru za synchronní (skluz $s=0$) a indukované rotorové proudy nulové. Rotorové proudy pak neovlivňují výsledné magnetické pole uvnitř stroje.

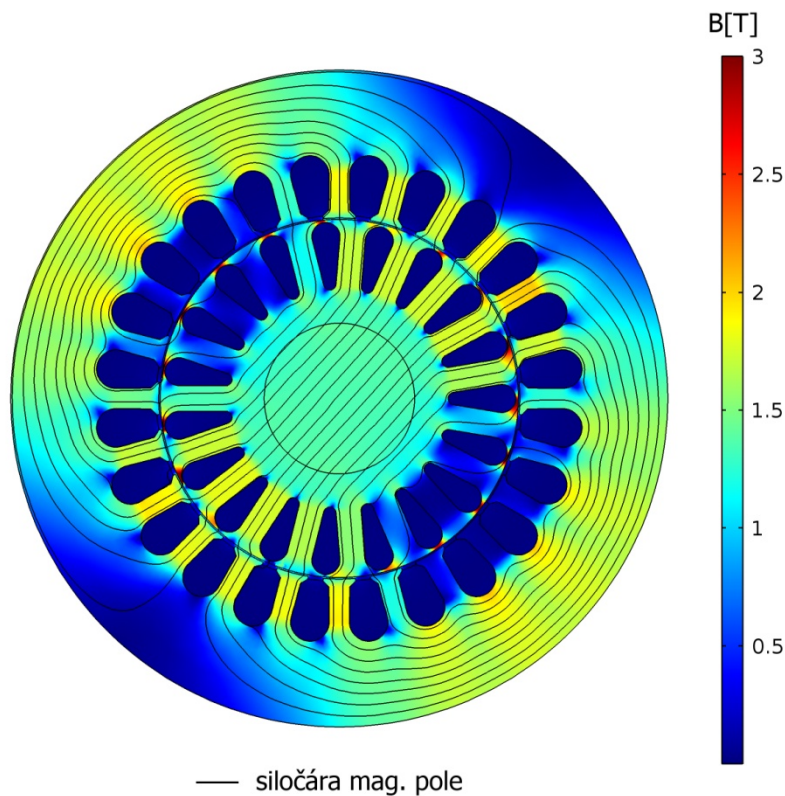


Obr. 5.1 Rozložení magnetické indukce uvnitř 3-fázového stroje pro $M_{zat1}=0 Nm$ a $\theta_1=0^\circ$

Z obr. 5.1. lze odečíst, že sycení magnetického obvodu pro $M_{zat1} = 0 \text{ Nm}$ a úhel natočení rotoru $\vartheta = 0^\circ$ se pohybuje v poměrně vysokých hodnotách dosahujících 1,5 T. Stroj ve stavu naprázdno tedy ještě pracuje v lineární oblasti magnetizační křivky plechů pro elektrotechniku M800-50A (viz. obr. 5.2) použitých na výrobu magnetického obvodu stroje, ale již s minimální rezervou.



Obr. 5.2 Rozložení magnetické indukce uvnitř 3-fázového stroje pro $M_{zat2}=2,5 \text{ Nm}$ a $\vartheta_1=0^\circ$

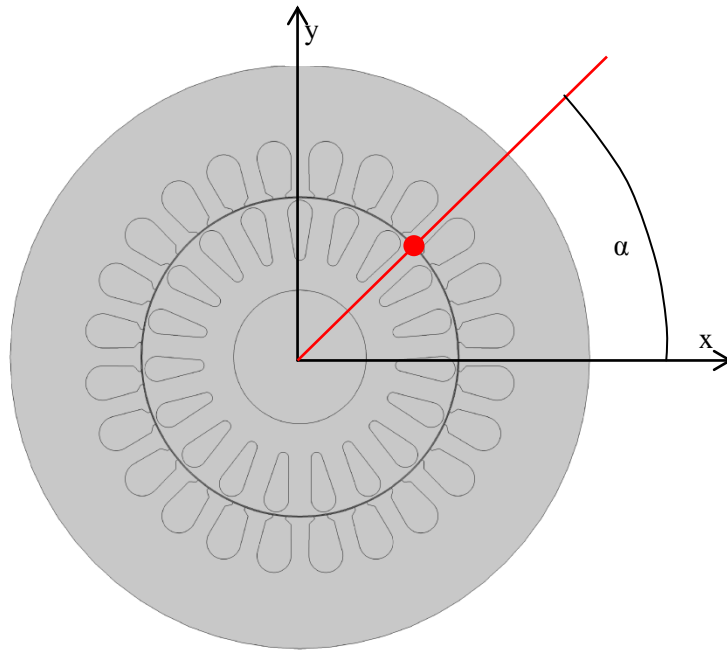


Obr. 5.3 Rozložení magnetické indukce uvnitř 3-fázového stroje pro $M_{zat3}=5 Nm$ a $\vartheta_1=0^\circ$

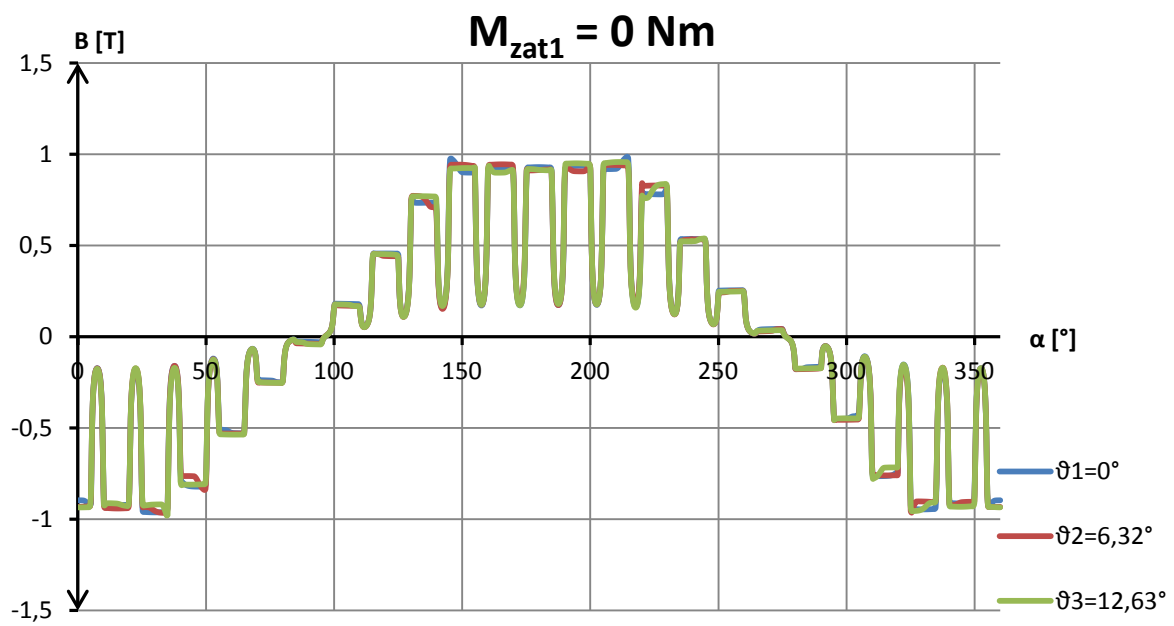
Z porovnání obr. 5.1, obr. 5.2 a obr. 5.3 vyplývá očekávaný fakt, že s rostoucím zátěžným momentem roste i sycení magnetického obvodu stroje. Pro jmenovitý moment $M_{zat3} = 5 Nm$ je z obr. 5.3 patrné, že došlo k značnému přesycení rotorových a statorových sloupků. Magnetická indukce v rotorových i statorových sloupcích dosahuje hodnoty okolo 2,0 T. Tato hodnota leží již za ohybem magnetizační křivky materiálu M800-50A použitého pro magnetický obvod. Při nenulovém zatížení stroje se na rotoru objevují přesycené části magnetického obvodu rotoru nacházejících se u rotorových drážek, kde je magnetický tok nejvyšší. Hodnoty magnetické indukce zde dosahují 2,5 až 2,8 T.

5.1.1 Průběh magnetické indukce ve vzduchové mezeře 3-fázového stroje

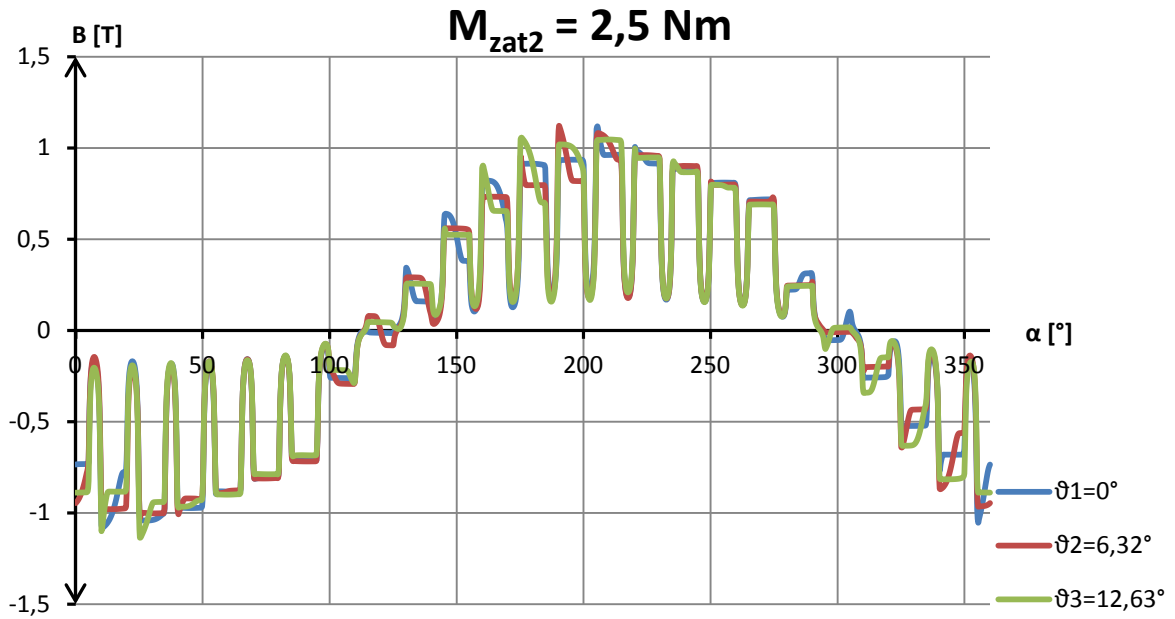
Rozložení magnetické indukce ve vzduchové mezeře znázorňují obr. 5.5, obr. 5.6 a obr. 5.7, přičemž jsou do jednoho grafu pro daný zátěžný moment vyneseny průběhy pro zvolené úhly natočení rotoru. Na vodorovné ose je vynesena úhel α , který svírá osa x procházející středem stroje a přímka mezi bodem na kružnici ve vzduchové mezeře a středem stroje. Úhel α je určován proti směru hodinových ručiček viz. obr. 5.4. Pro další úvahy nadále budu předpokládat, že magnetický tok překonává vzduchovou mezeru v radiálním směru.



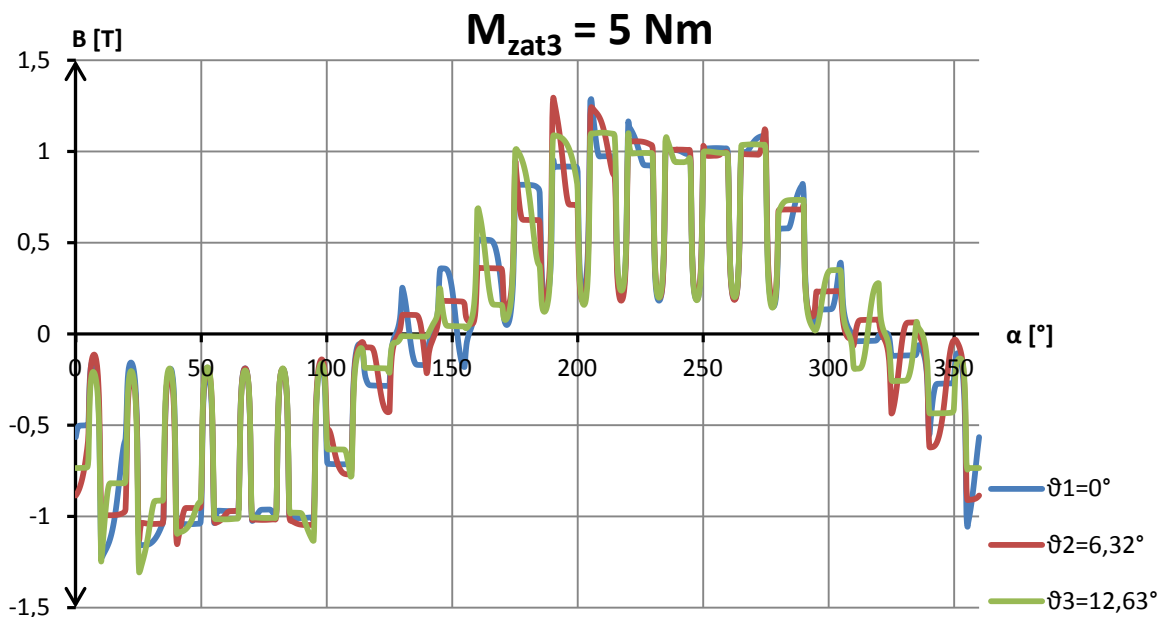
Obr. 5.4 Obrázek k definici úhlu α



Obr. 5.5 Průběh magnetické indukce ve vzduchové mezeře 3-fázového stroje pro $M_{zat1}=0 \text{ Nm}$



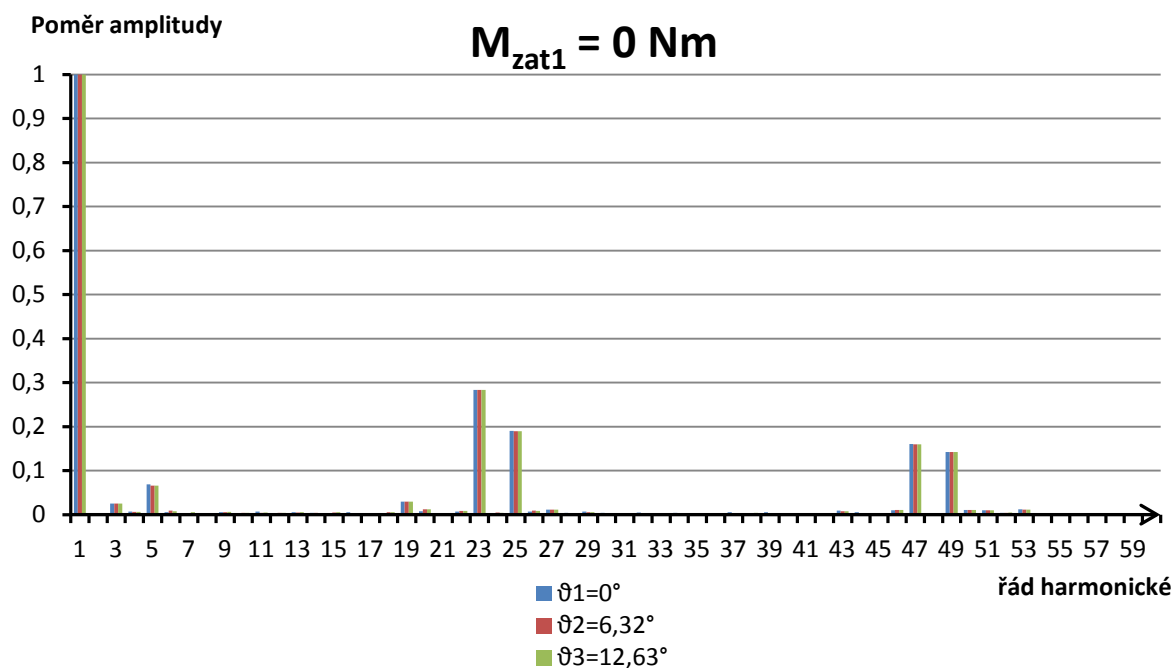
Obr. 5.6 Průběh magnetické indukce ve vzduchové mezeře 3-fázového stroje pro $M_{zat2}=2,5 \text{ Nm}$



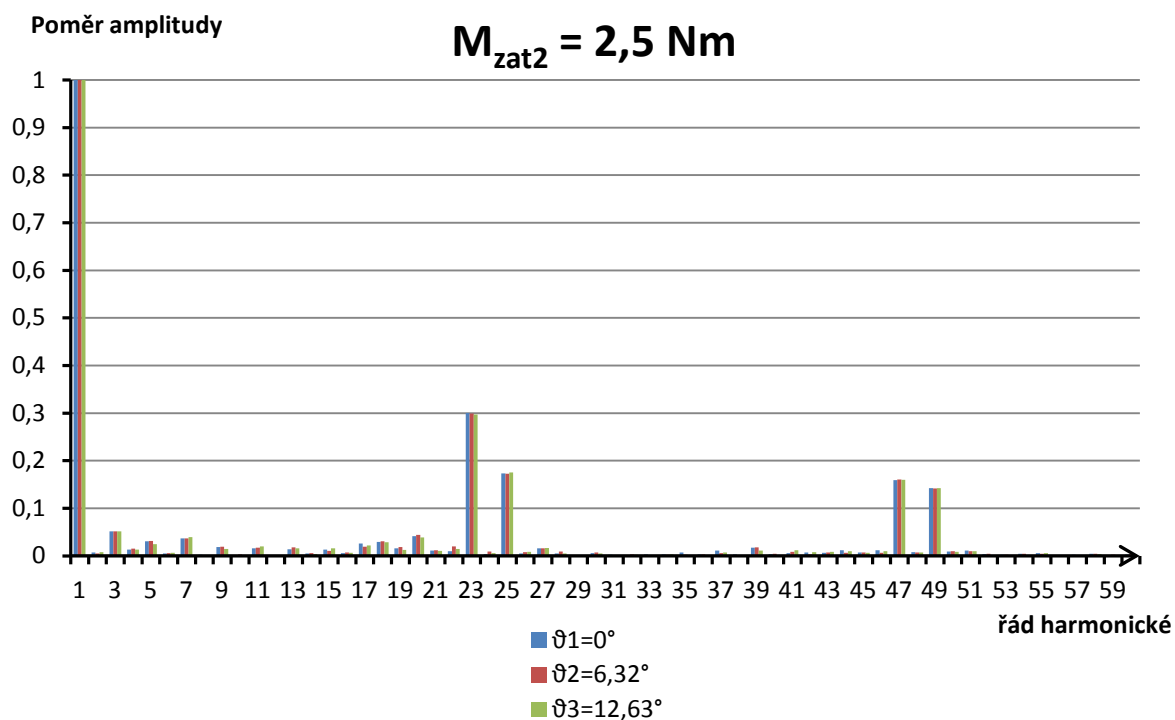
Obr. 5.7 Průběh magnetické indukce ve vzduchové mezeře 3-fázového stroje pro $M_{zat3}=5 \text{ Nm}$

Na obr 5.5, obr. 5.6 a obr. 5.7 znázorňujících průběh magnetické indukce podél vzduchové mezery jsou patrné propady magnetické indukce, kdy magnetická indukce klesá téměř k nulovým hodnotám. Dochází k tomu v místech, kde je statorová drážka otevřená. Počet propadů tedy odpovídá počtu drážek statoru. Dále je patrné, že se na průbězích objevují špičky magnetické indukce, které jsou nejpatrnější pro jmenovité zatížení $M_{zat3} = 5 \text{ Nm}$. To je zapříčiněno tím, že se magnetický tok uzavírá nejsnazší cestou a pokud je rotorová drážka natočena naproti statorovému sloupku, průstup magnetického toku není rovnoměrný. Vznikají tak místa s vyšší hodnotou magnetické indukce.

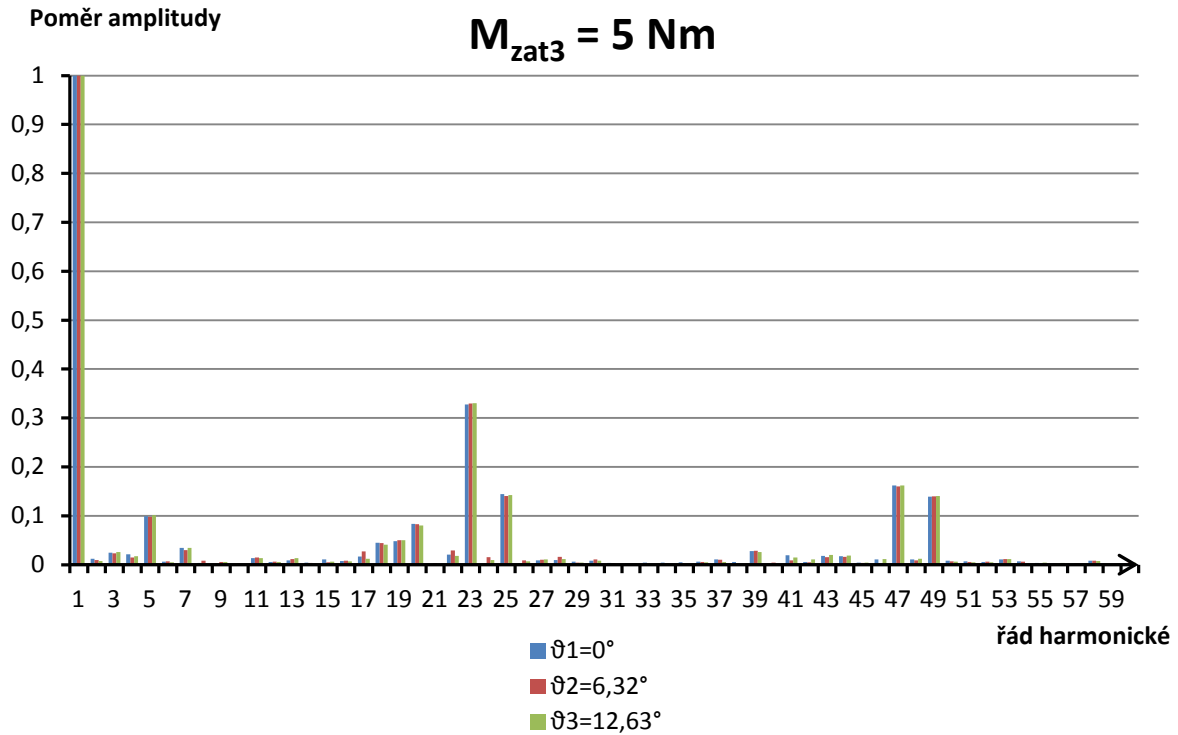
Z průběhů magnetické indukce ve vzduchové mezeře byly následně spočteny poměrné amplitudy vyšších harmonických vzhledem k první harmonické pro definované zátěžné momenty a úhly natočení rotoru. Pro 3-fázový stroj jsem se omezil na harmonické do 60. řádu.



Obr. 5.8 Vyšší prostorové harmonické magnetické indukce ve vzduchové mezeře 3-fázového stroje pro $M_{zat1}=0 \text{ Nm}$



Obr. 5.9 Vyšší prostorové harmonické magnetické indukce ve vzduchové mezeře 3-fázového stroje pro $M_{zat2}=2,5 \text{ Nm}$



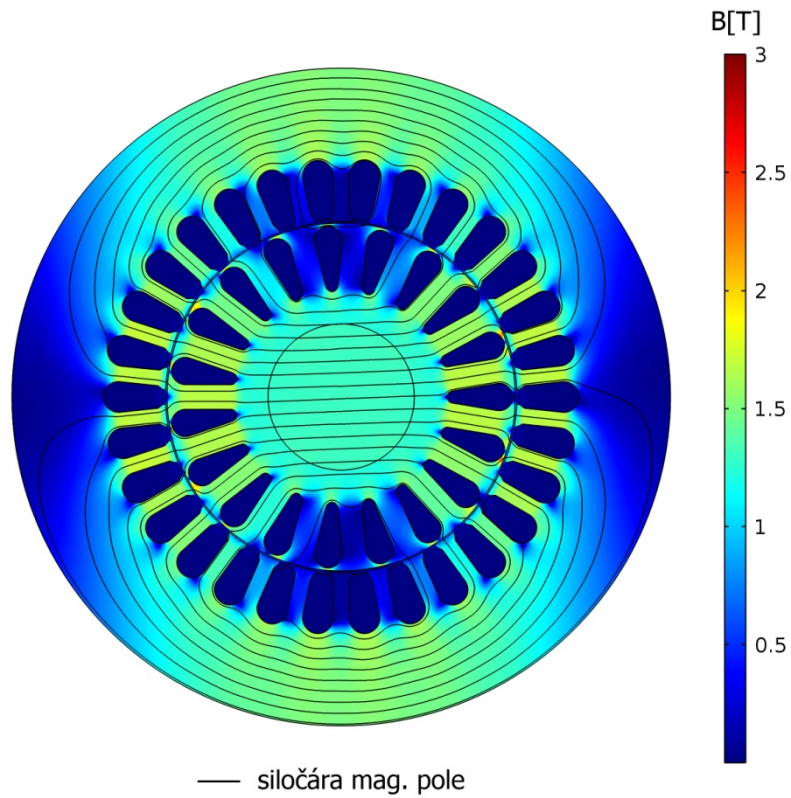
Obr. 5.10 Vyšší prostorové harmonické magnetické indukce ve vzduchové mezeře 3-fázového stroje pro $M_{zat3} = 5 \text{ Nm}$

Z obr. 5.8, obr. 5.9 a obr. 5.10 je patrné, že poměrná amplituda sledovaných vyšších prostorových harmonických obsažených v průběhu magnetické indukce ve vzduchové mezeře 3-fázového stroje se pro různá natočení rotoru téměř nemění. Harmonické sudého řádu vznikly softwarovou chybou při provedení Fourierova rozvoje, nadále těmito harmonickým nebudu věnovat pozornost. Harmonické 23., 25., 47. a 49. řádu mají nejvyšší poměrnou amplitudu a souvisí s rozložením drážek, respektive s činitelem vinutí, které jsou pro tyto harmonické shodné s činitelem vinutí pro první harmonickou. Harmonické takto vysokých řádů by se na chování motoru neměly výrazně projevit. Dále je patrné, že s rostoucí zátěží se více projevuje 5. harmonická magnetické indukce ve vzduchové mezeře. Hodnoty poměrných velikostí jednotlivých harmonických, z kterých jsem vytvořil výše uvedené grafy, jsou uvedeny v Příloze C.

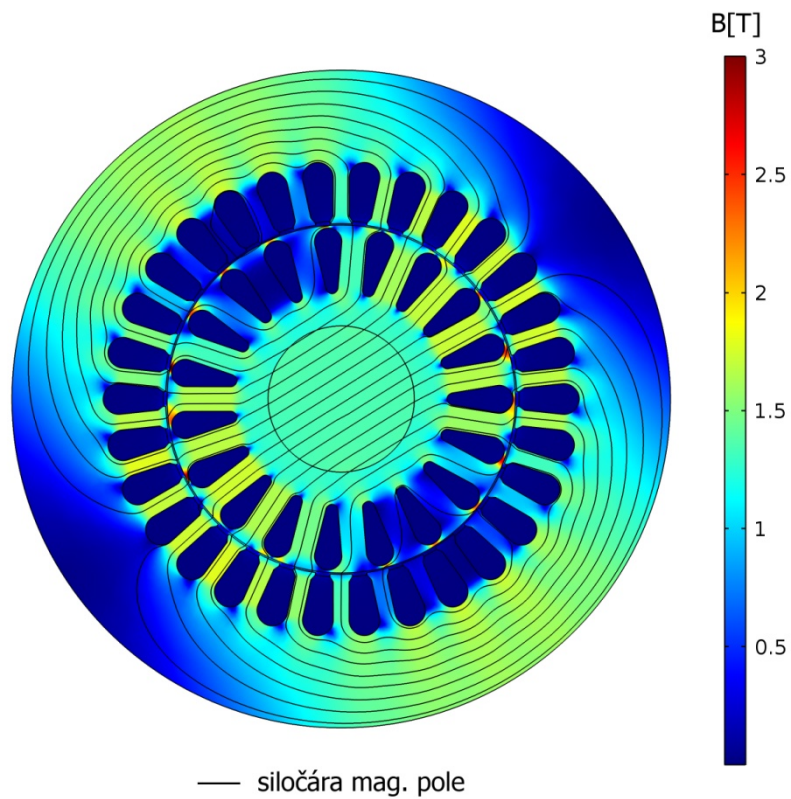
5.2 Magnetické pole 5-fázového stroje

Pro $M_{zat1} = 0 \text{ Nm}$ dochází v 5-fázovém stroji k sycení okolo 1,5 T (viz obr. 5.11). Stroj tedy pracuje v lineární charakteristice magnetizační křivky. Pro nenulové zátěžné momenty $M_{zat2} = 2,5 \text{ Nm}$ a $M_{zat3} = 5 \text{ Nm}$ je 2D rozložení magnetické indukce zobrazeno na obr. 5.12, obr. 5.13 a obr. 5.14.

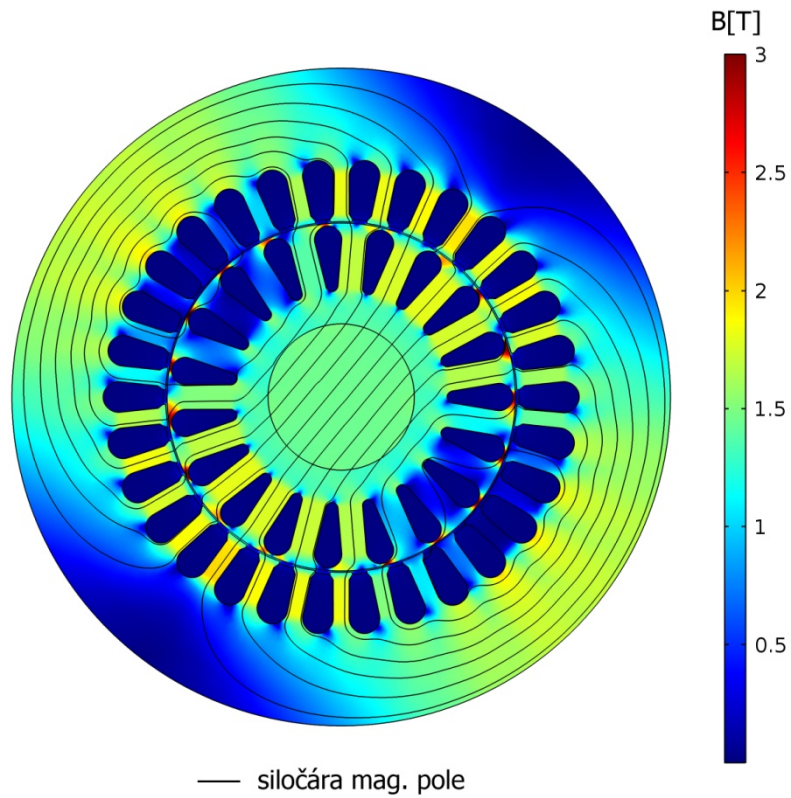
Z obr. 5.11, obr. 5.12 a obr. 5.13 lze obdobně jako u 3-fázového stroje usoudit, že s rostoucím zátěžným momentem roste i sycení magnetického obvodu stroje. Pro jmenovitý moment $M_{zat3} = 5 \text{ Nm}$ je z obr. 5.13 patrné, že magnetická indukce dosahuje v rotorových a statorových sloupcích hodnoty okolo 2,0 T, dochází tak k přesycování magnetického obvodu. Při zatížení stroje jsou jako u 3-fázového stroje patrné přesycené části v rotoru a hodnoty magnetické indukce zde dosahují 2,5 až 2,8 T.



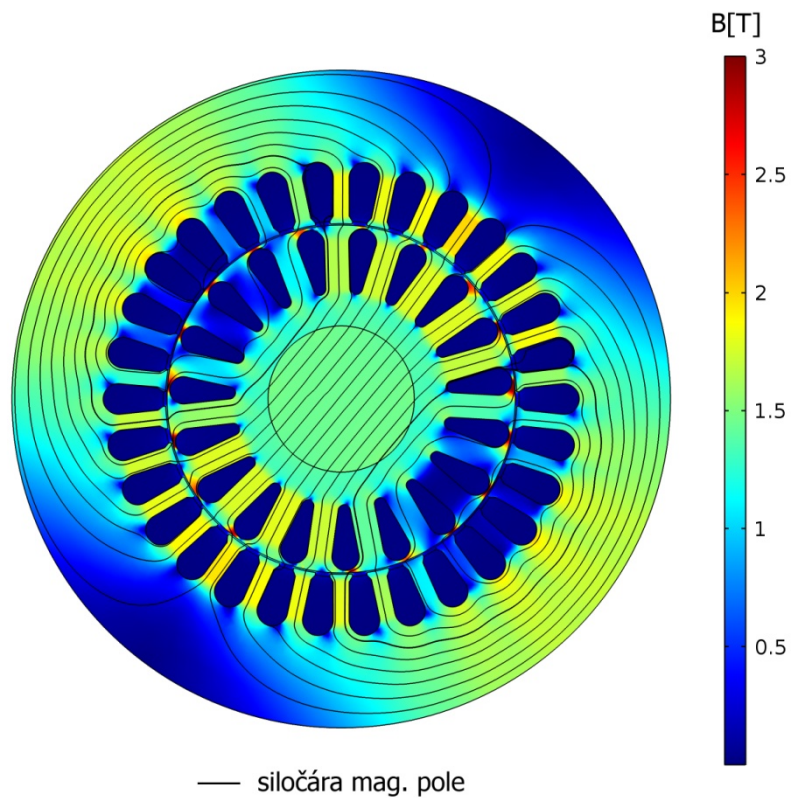
Obr. 5.11 Rozložení magnetické indukce uvnitř 5-fázového stroje pro $M_{zat1}=0$ Nm a $\vartheta_1=0^\circ$



Obr. 5.12 Rozložení magnetické indukce uvnitř 5-fázového stroje pro $M_{zat2}=2,5$ Nm a $\vartheta_1=0^\circ$



Obr. 5.13 Rozložení magnetické indukce uvnitř 5-fázového stroje pro $M_{zat3}=5Nm$ a $\vartheta_1=0^\circ$

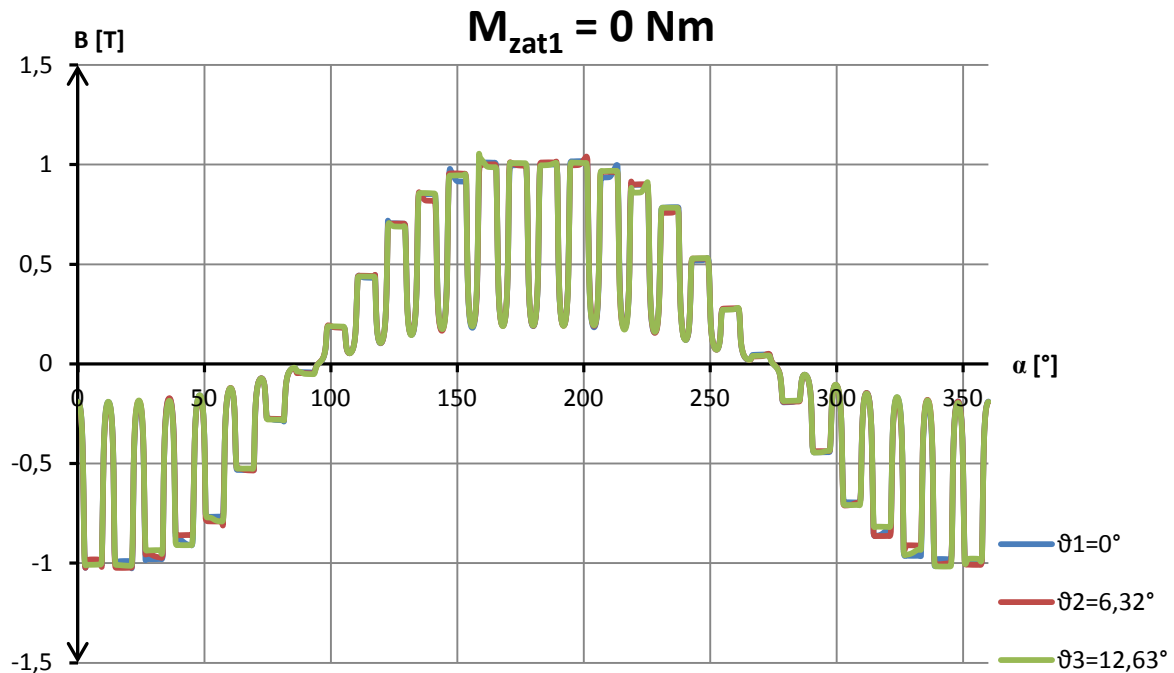


Obr. 5.14 Rozložení magnetické indukce uvnitř 5-fázového stroje pro $M_{zat3}=5Nm$ a $\vartheta_2=6,32^\circ$

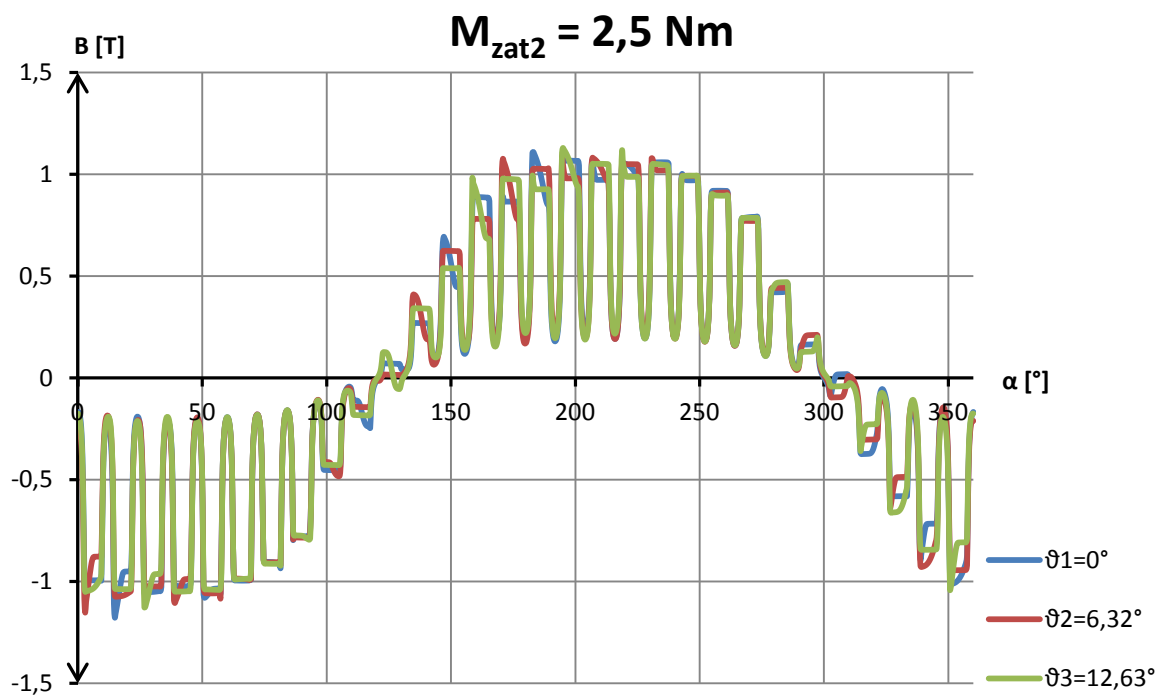
Z porovnání obr. 5.13 a obr. 5.14 je zřejmé, že při natočení rotoru nedochází u 5-fázového stroje k deformaci magnetického pole ani ke změně sycení.

5.2.1 Průběh magnetické indukce ve vzduchové mezeře 5-fázového stroje

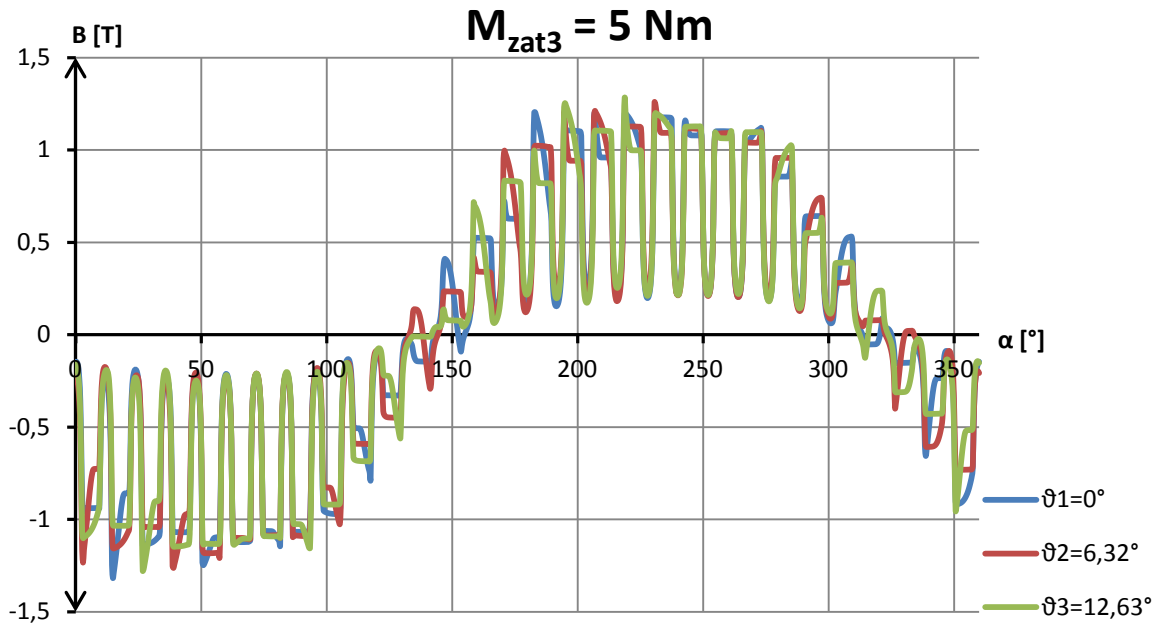
Rozložení magnetické indukce ve vzduchové mezeře znázorňují obr 5.15, obr 5.16 a obr 5.17, přičemž jsou do jednoho grafu pro daný zátěžný moment vyneseny průběhy pro zvolené úhly natočení rotoru.



Obr. 5.15 Průběh magnetické indukce ve vzduchové mezeře 5-fázového stroje pro $M_{zat1} = 0 \text{ Nm}$



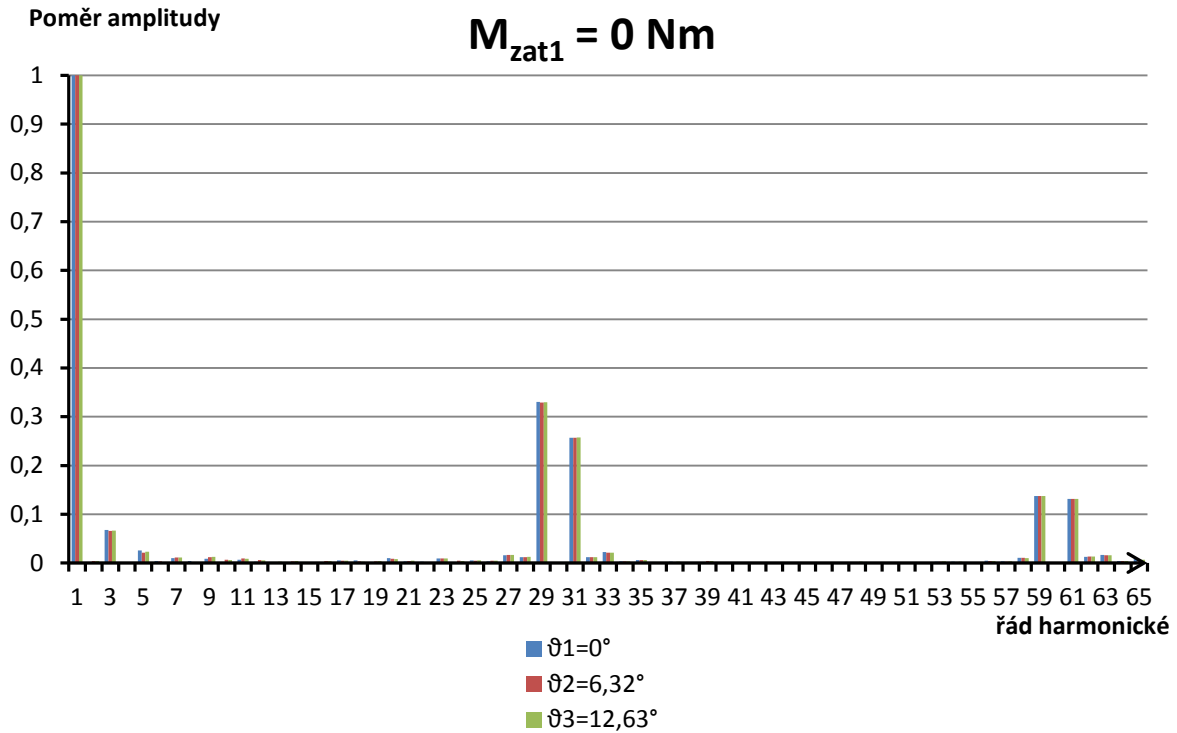
Obr. 5.16 Průběh magnetické indukce ve vzduchové mezeře 5-fázového stroje pro $M_{zat2} = 2,5 \text{ Nm}$



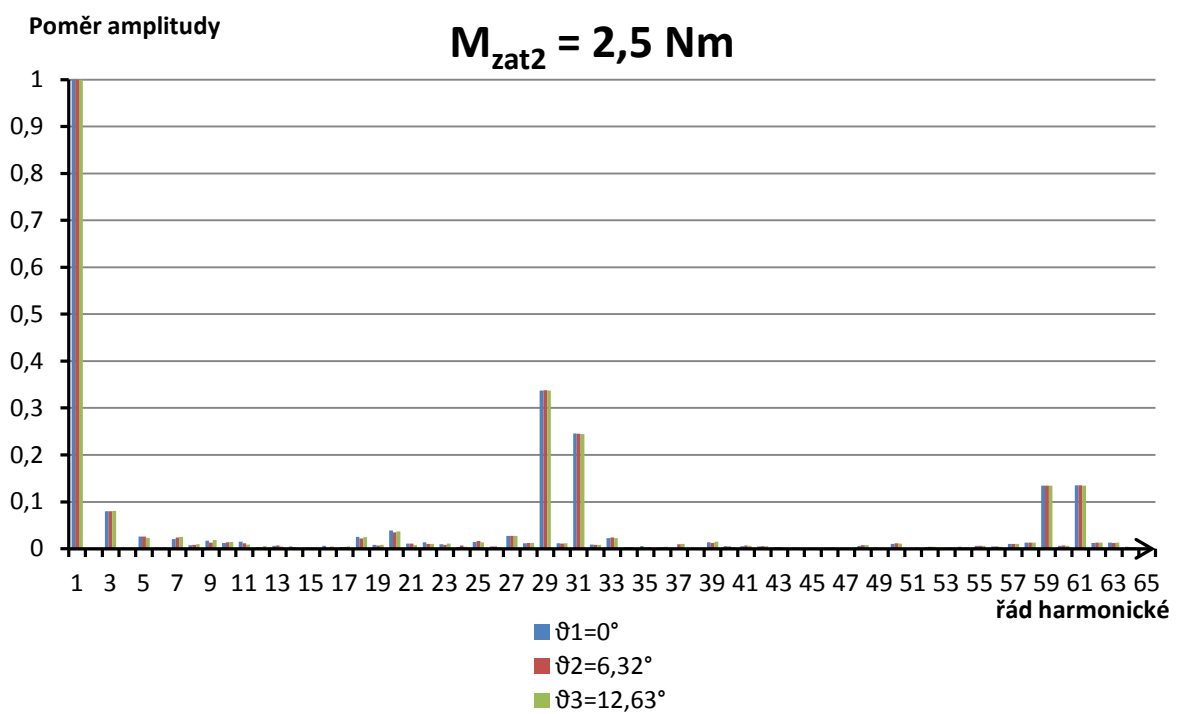
Obr. 5.17 Průběh magnetické indukce ve vzduchové mezeře 5-fázového stroje pro $M_{zat3}=5 \text{ Nm}$

Obdobně jako u 3-fázového stroje jsou i u 5-fázového stroje patrné špičky na průbězích magnetické indukce ve vzduchové mezeře.

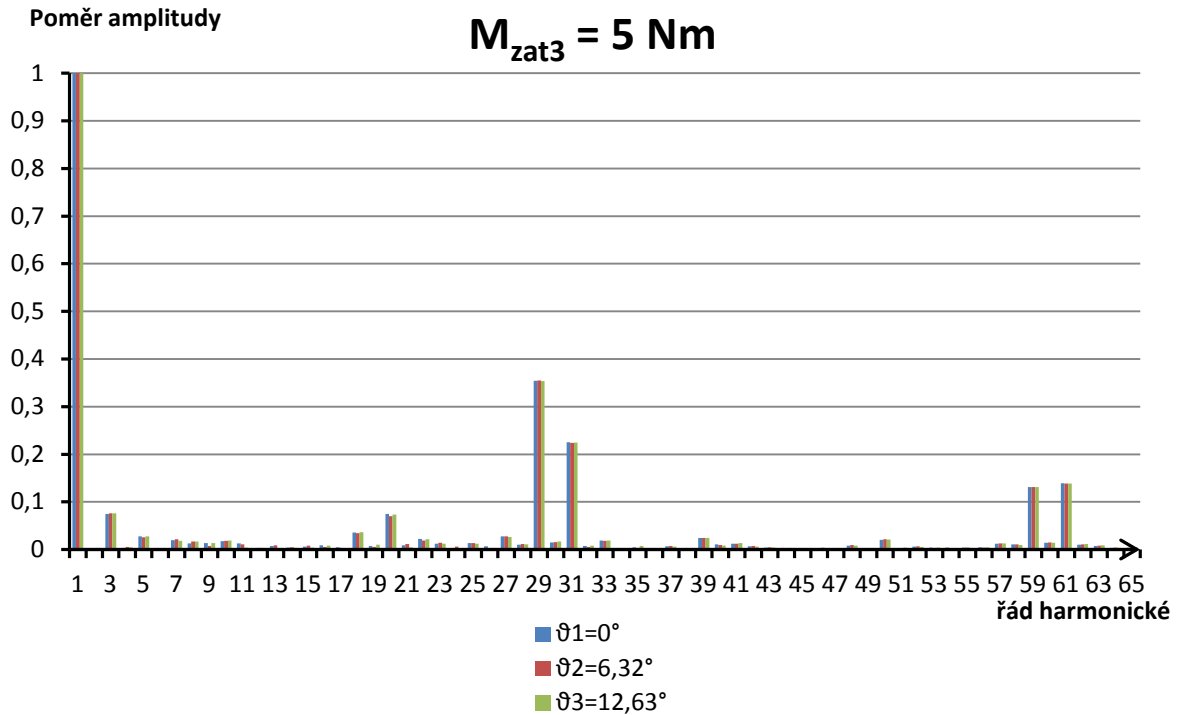
Z průběhů magnetické indukce ve vzduchové mezeře byly následně spočteny amplitudy vyšších harmonických vzhledem k první harmonické pro definované zátěžné momenty a úhly natočení rotoru. Pro 5-fázový stroj jsem se omezil na harmonické do 65. řádu.



Obr. 5.18 Vyšší prostorové harmonické magnetické indukce ve vzduchové mezeře 5-fázového stroje pro $M_{zat1}=0 \text{ Nm}$



Obr. 5.19 Vyšší prostorové harmonické magnetické indukce ve vzduchové mezeře 5-fázového stroje pro $M_{zat2}=2,5 \text{ Nm}$



Obr. 5.20 Vyšší prostorové harmonické magnetické indukce ve vzduchové mezeře 5-fázového stroje pro $M_{zat3}=5 \text{ Nm}$

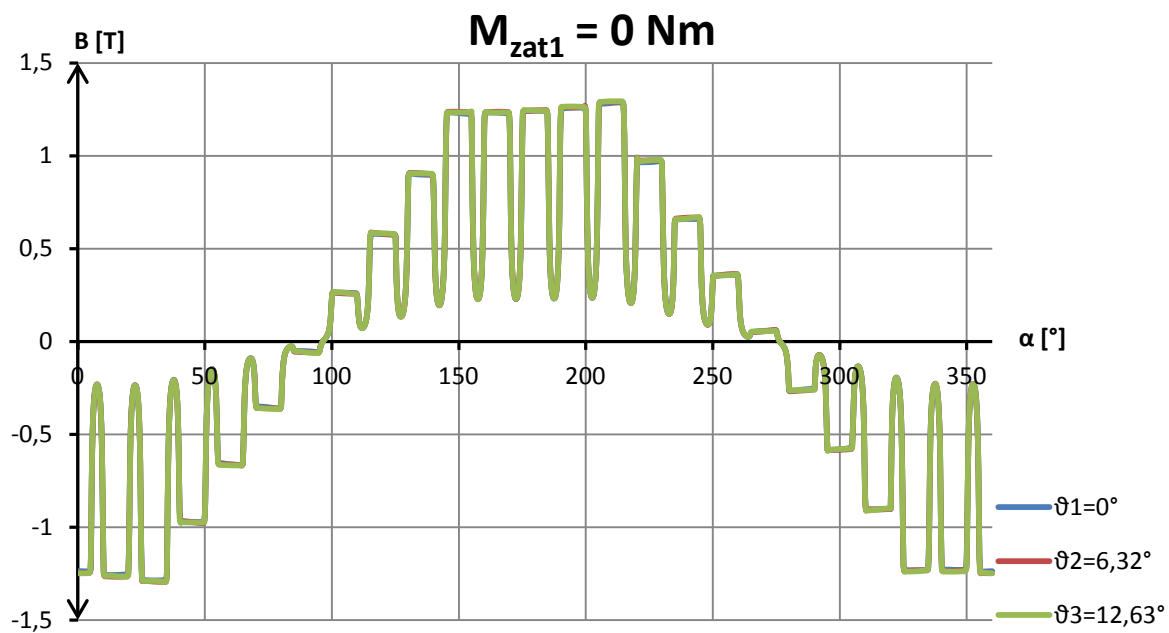
Harmonické 29., 31., 59., a 61. řádu mají nejvyšší poměrnou amplitudu a souvisí s rozložením vinutí. Tento efekt je možné pozorovat i u 3-fázového stroje. Poměrná amplituda sledovaných vyšších prostorových harmonických obsažených v průběhu magnetické indukce ve vzduchové mezeře 5-fázového stroje se pro různá natočení rotoru téměř nemění. Hodnoty, z kterých jsem vytvořil výše uvedené grafy, jsou k dispozici v Příloze C.

5.3 Průběh magnetické indukce ve vzduchové mezeře 3-fázového a 5-fázového stroje s lineárním magnetickým obvodem

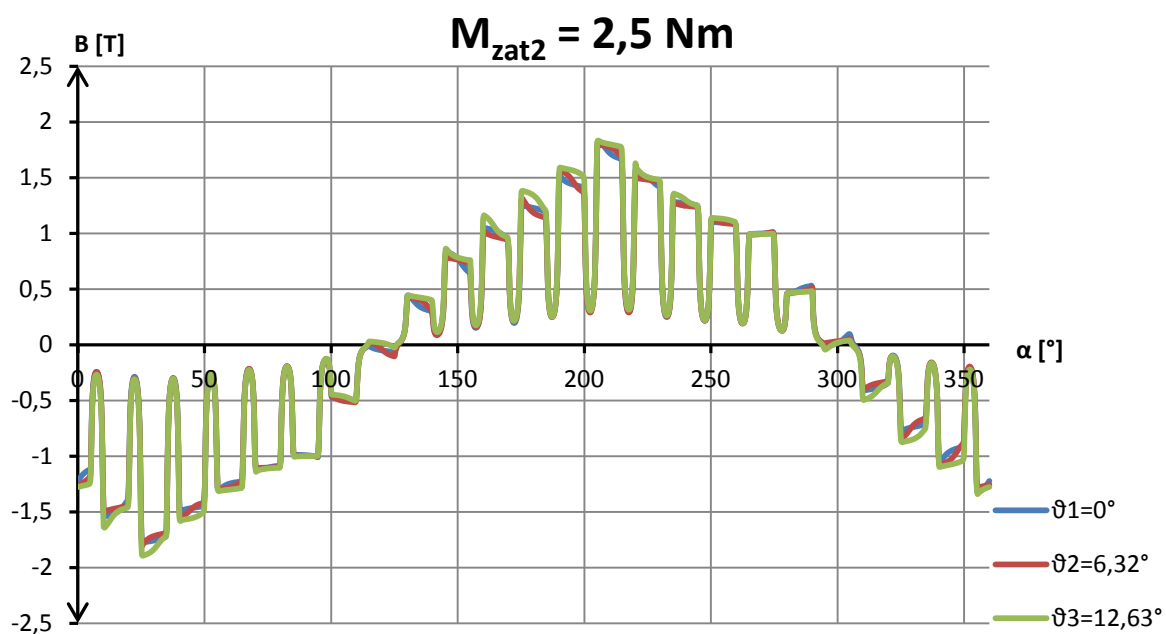
Aby bylo možné analyzovat průběhy magnetické indukce ve vzduchové mezeře bez vlivu sycení magnetického obvodu, vytvořil jsem modely 3-fázového a 5-fázového stroje s lineární charakteristikou materiálu magnetického obvodu. Pro tento případ již nebudu uvádět 2D rozložení magnetické indukce uvnitř stroje.

5.3.1 Průběh magnetické indukce ve vzduchové mezeře 3-fázového stroje s lineárním železem

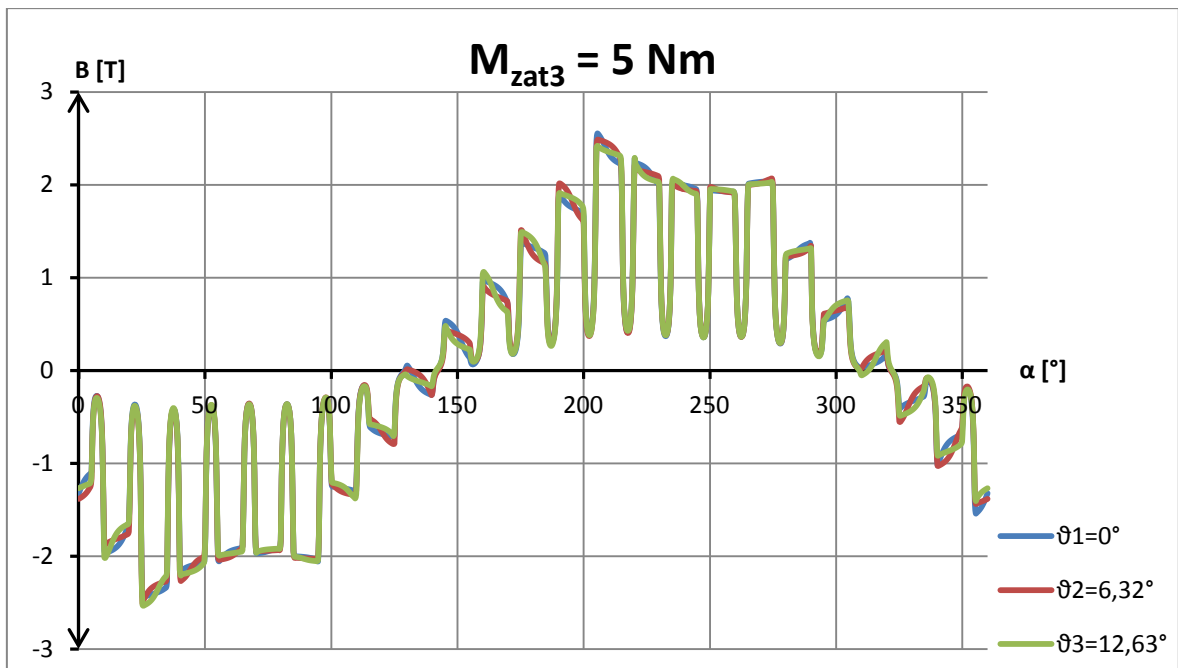
Porovnání stroje s lineární charakteristikou materiálu použitého pro magnetický obvod použiji grafy s průběhem rozložení magnetické indukce ve vzduchové mezeře, které průběhy jsou zobrazeny na obr.5.21, obr. 5.22 a obr. 5.23 níže.



Obr. 5.21 Průběh magnetické indukce ve vzduchové mezeře 3-fázového stroje s lineárním magnetickým obvodem pro $M_{zat1} = 0 \text{ Nm}$



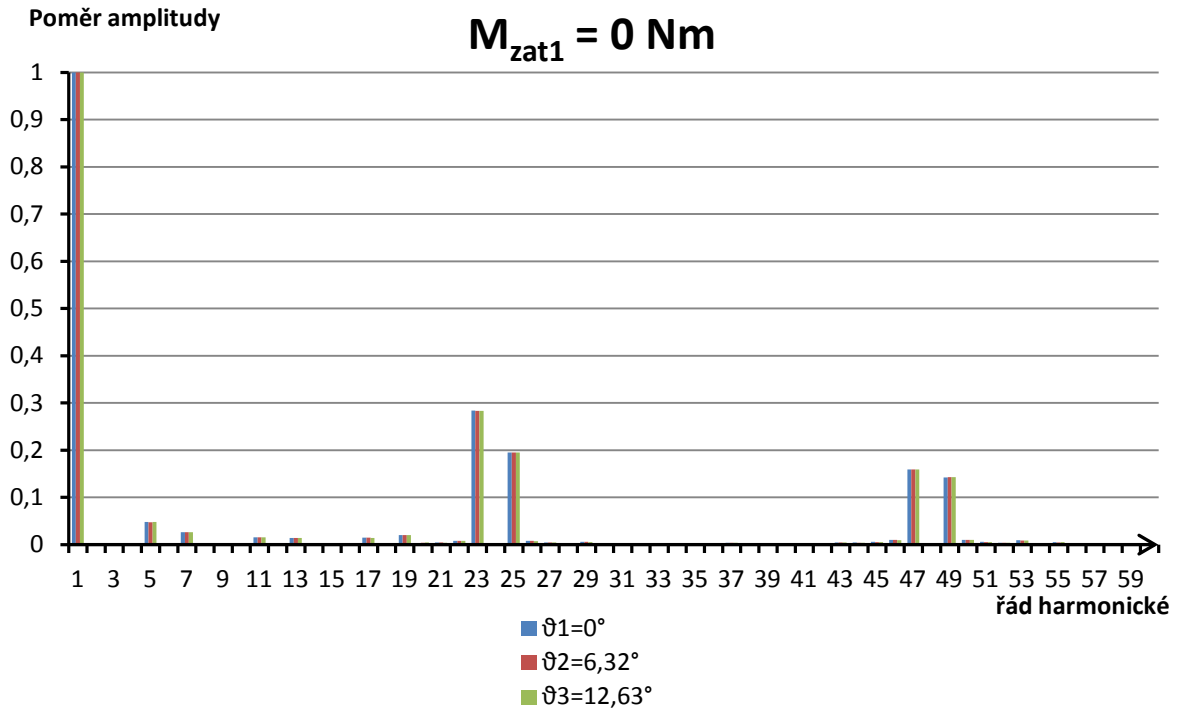
Obr. 5.22 Průběh magnetické indukce ve vzduchové mezeře 3-fázového stroje s lineárním magnetickým obvodem pro $M_{zat2} = 2,5 \text{ Nm}$



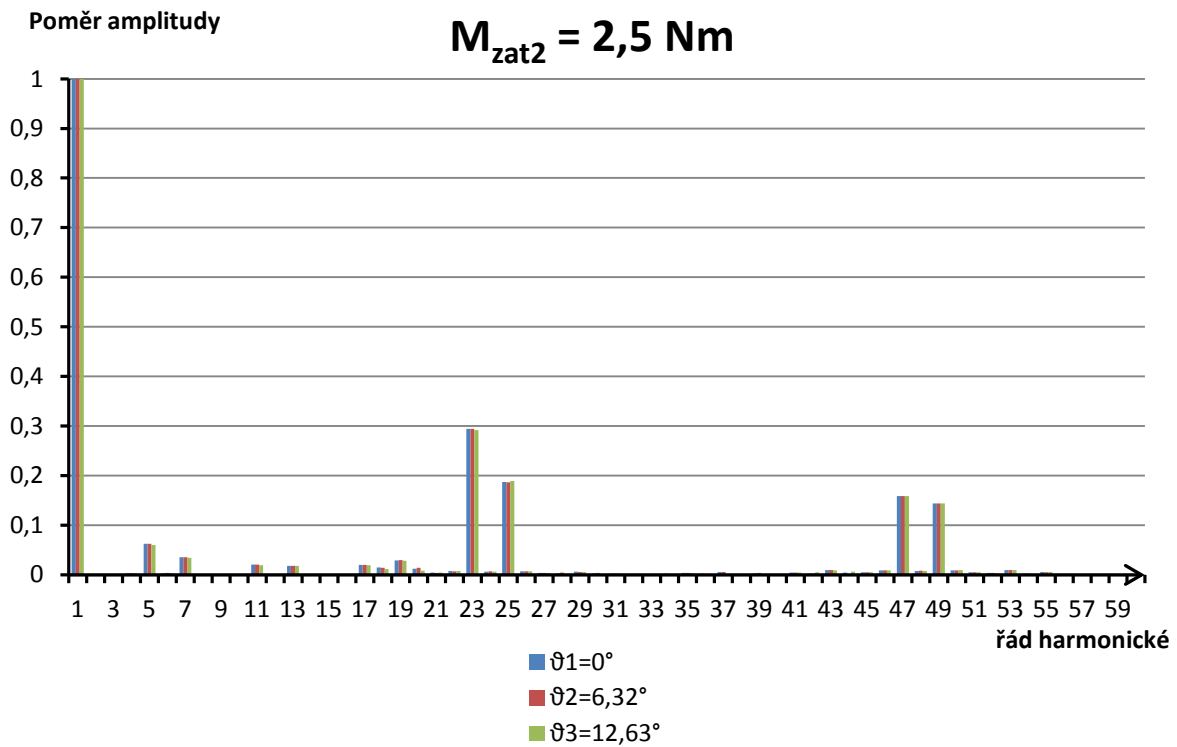
Obr. 5.23 Průběh magnetické indukce ve vzduchové mezeře 3-fázového stroje s lineárním magnetickým obvodem pro $M_{zat3} = 5 \text{ Nm}$

Pro lineární materiál u 3-fázového stroje není rozložení magnetické indukce ve vzduchové mezeře závislé na natočení rotoru. Magnetický tok je zde idealizovaný a nevznikají zde špičky magnetické indukce, které jsou patrné u 3-fázového stroje s nelineárním materiálem magnetického obvodu. Na obr. 5.21 se průběhy pro všechny uhly natočení rotoru zcela překrývají.

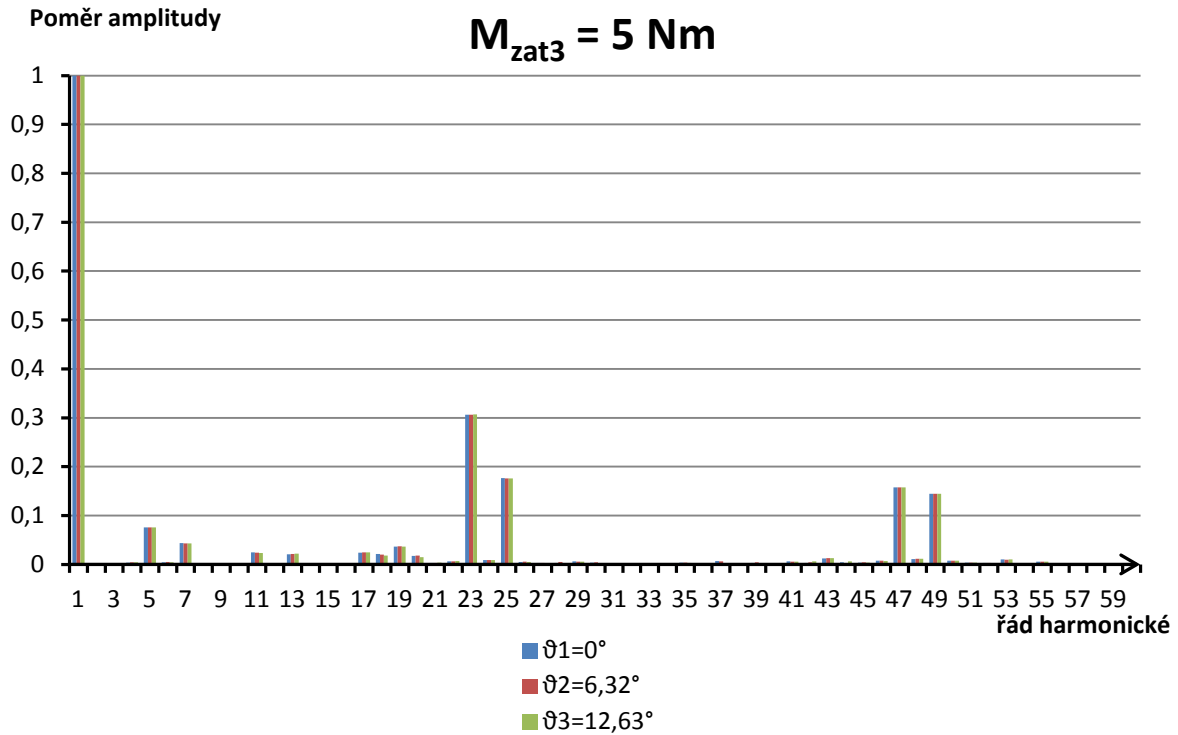
K průběhům magnetické indukce ve vzduchové mezeře dále uvedu amplitudy vyšších harmonických vzhledem k první harmonické pro definované zátěžné momenty a uhly natočení rotoru na obr. 5.24, obr. 5.25 a obr. 5.26.



Obr. 5.24 Vyšší prostorové harmonické magnetické indukce ve vzduchové mezeře 3-fázového stroje s lineárním magnetickým obvodem pro $M_{zat1}=0 \text{ Nm}$



Obr. 5.25 Vyšší prostorové harmonické magnetické indukce ve vzduchové mezeře 3-fázového stroje s lineárním magnetickým obvodem pro $M_{zat2}=2,5 \text{ Nm}$

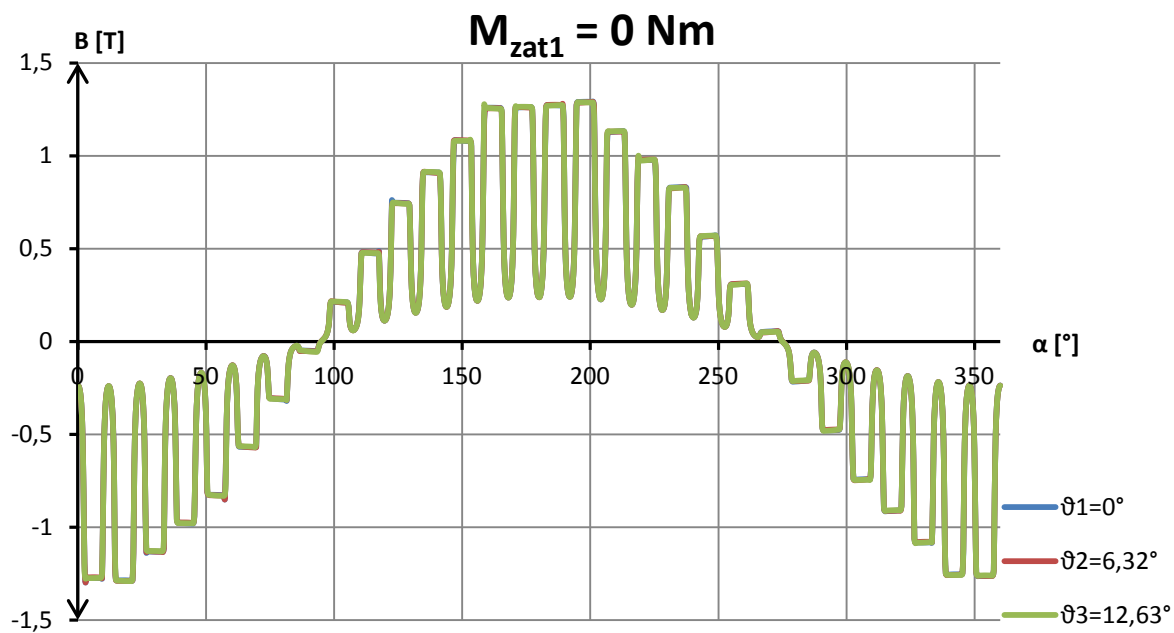


Obr. 5.26 Vyšší prostorové harmonické magnetické indukce ve vzduchové mezeře 3-fázového stroje s lineárním magnetickým obvodem pro $M_{zat3}=5 \text{ Nm}$

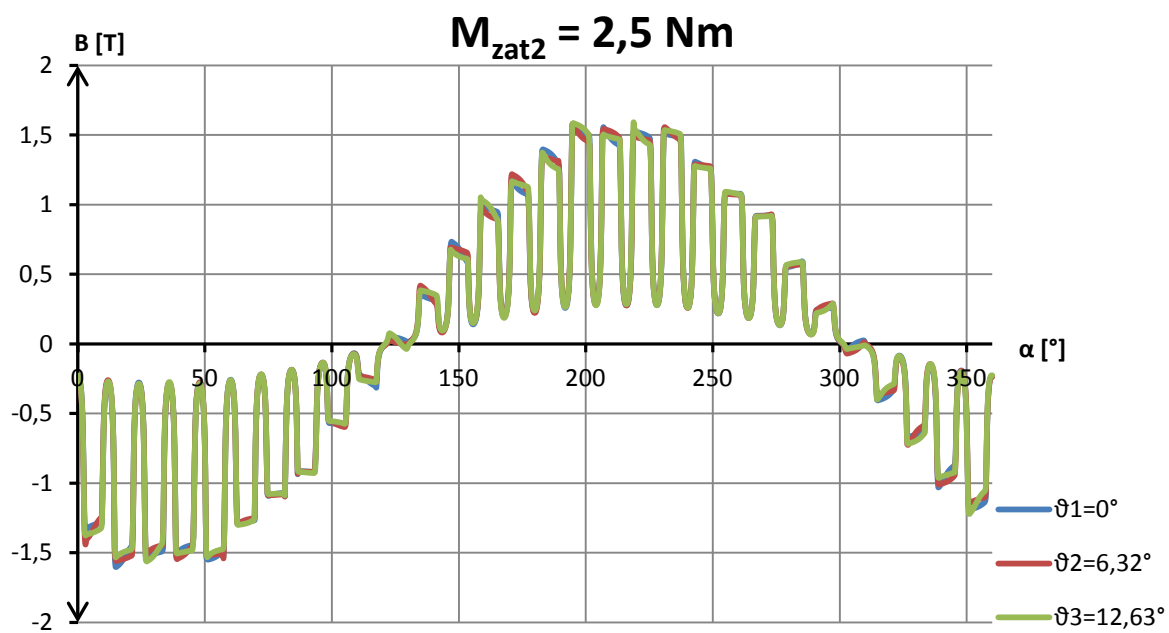
I přesto, že tento model 3-fázového stroje používá lineární materiál pro magnetický obvod, jsou stále patrné harmonické 5. a 7. řádu, které mohou výsledné chování stroje ovlivnit.

5.3.2 Průběh magnetické indukce ve vzduchové mezeře 5-fázového stroje s lineárním železem

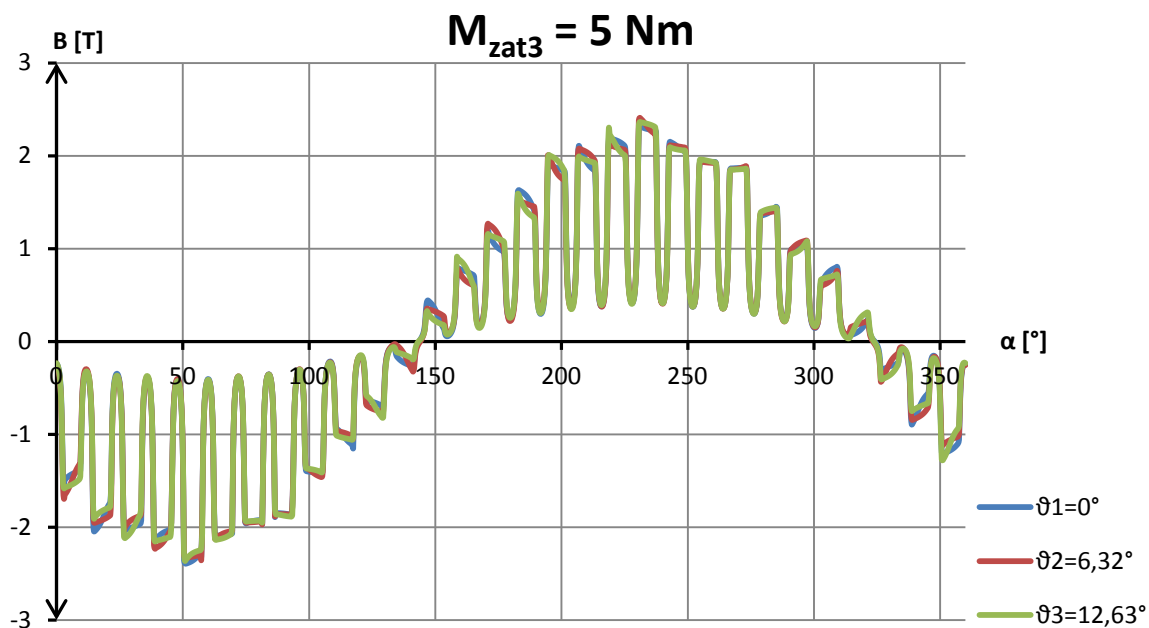
Pro analýzu chování stroje s lineárním materiálem poslouží průběh magnetické indukce uvnitř vzduchové mezery, které jsou uvedeny na obr 5.27, obr. 5.28 a obr. 5.29 níže.



Obr. 5.27 Průběh magnetické indukce ve vzduchové mezeře 5-fázového stroje s lineárním magnetickým obvodem pro $M_{zat1} = 0 \text{ Nm}$



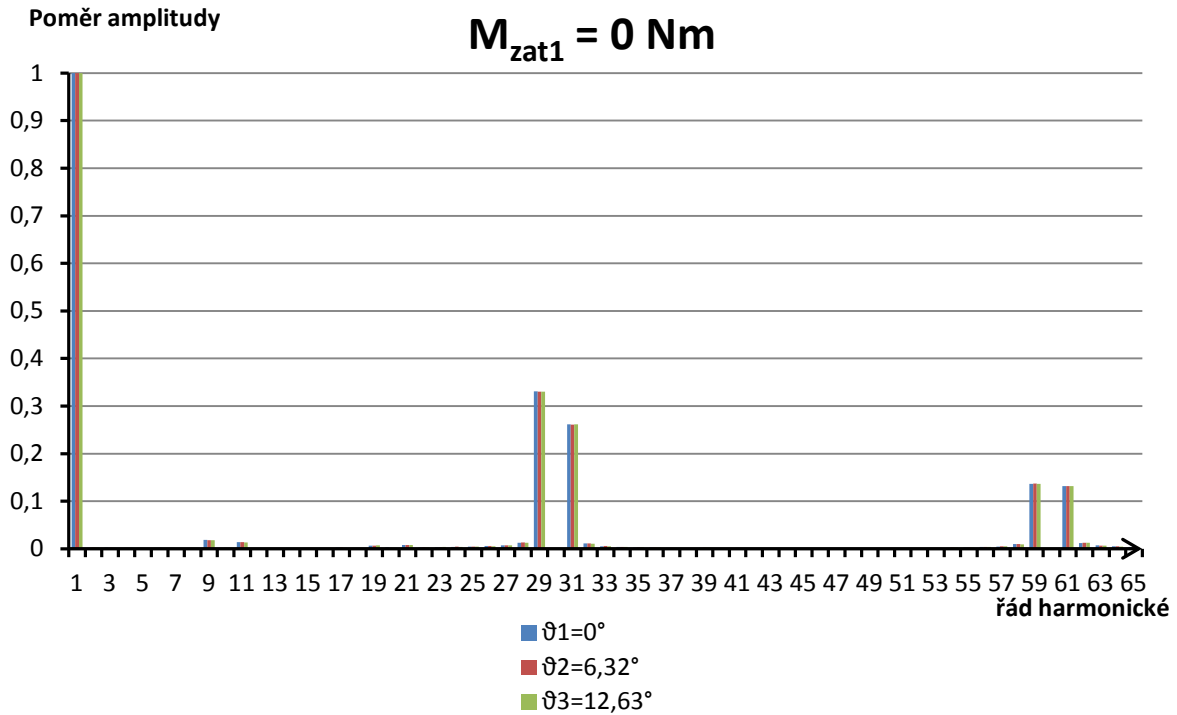
Obr. 5.28 Průběh magnetické indukce ve vzduchové mezeře 5-fázového stroje s lineárním magnetickým obvodem pro $M_{zat2} = 2,5 \text{ Nm}$



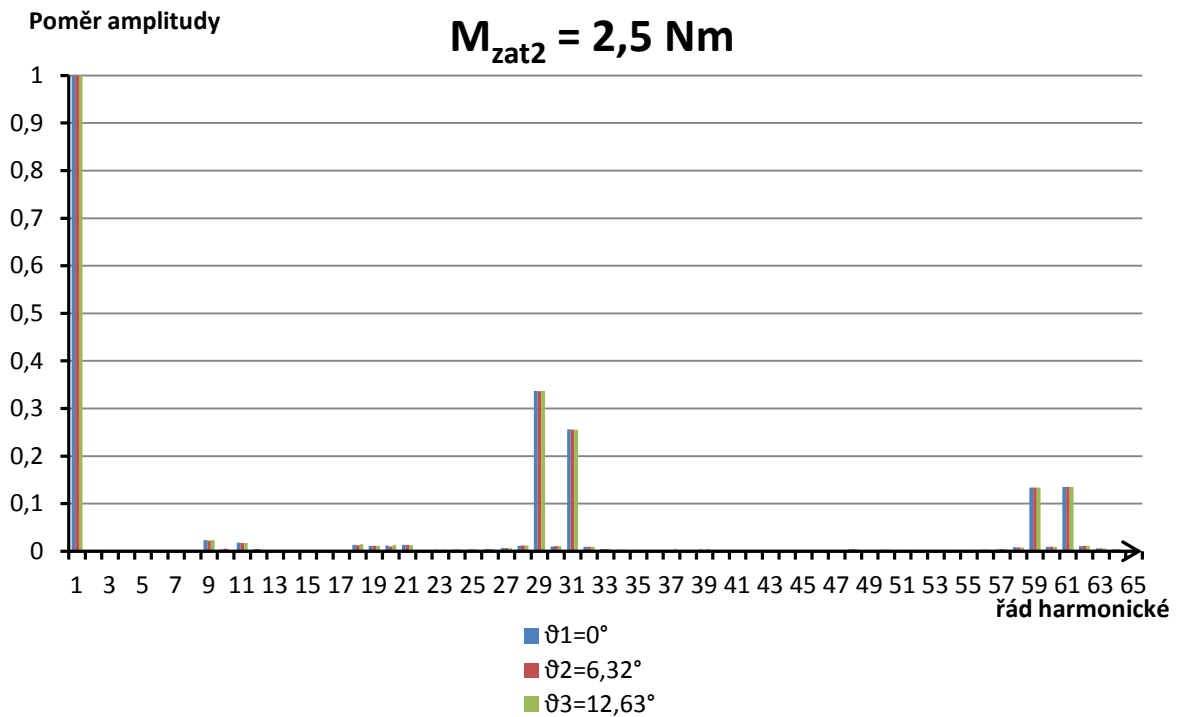
Obr. 5.29 Průběh magnetické indukce ve vzduchové mezeře 5-fázového stroje s lineárním magnetickým obvodem pro $M_{zat3} = 5 \text{ Nm}$

Z průběhů je patrné, že rozložení magnetické indukce ve vzduchové mezeře není závislé na natočení rotoru. Na obr. 5.27 se průběhy pro různá natočení rotoru zcela překrývají. Podobně jako u 3-fázového stroje, ani zde nejsou patrné špičky magnetické indukce.

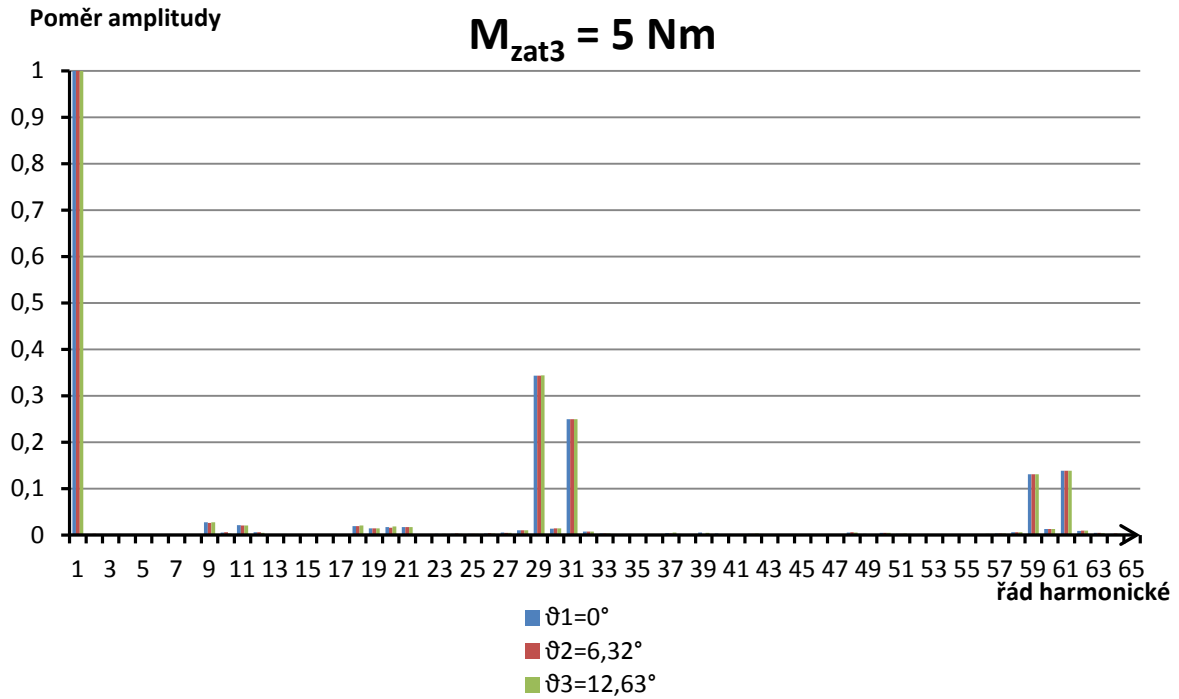
K průběhům magnetické indukce ve vzduchové mezeře dále uvedu poměrné amplitudy vyšších harmonických vzhledem k první harmonické pro definované zátěžné momenty a úhly natočení rotoru na obr. 5.30, obr. 5.31 a obr. 5.32.



Obr. 5.30 Vyšší prostorové harmonické magnetické indukce ve vzduchové mezeře 5-fázového stroje s lineárním magnetickým obvodem pro $M_{zat1}=0 \text{ Nm}$



Obr. 5.31 Vyšší prostorové harmonické magnetické indukce ve vzduchové mezeře 5-fázového stroje s lineárním magnetickým obvodem pro $M_{zat2}=2,5 \text{ Nm}$



Obr. 5.32 Vyšší prostorové harmonické magnetické indukce ve vzduchové mezeře 5-fázového stroje s lineárním magnetickým obvodem pro $M_{zat3}=5 \text{ Nm}$

Pro modelování s lineárním materiálem magnetického obvodu jsou u 5-fázového stroje patrné jen ty vyšší harmonické, které souvisí s rozložením vinutí (tj. 29., 31., 59. s 61.). Minimální hodnoty poměrné amplitudy 9. a 11. harmonické nemají na chování stroje vliv.

Závěr

V bakalářské práci jsem na základě použité literatury popsal funkci a konstrukci 3-fázového asynchronního motoru a stručně pojednal o vícefázových strojích a důvodech, jež vedly k jejich zavedení do praxe. Popsal jsem postup odvození matematického modelu asynchronního stroje a jeho náhradního obvodového schématu ve tvaru π -článku. Matematický model jsem použil jako základ pro vytvoření simulačního modelu v programu MATLAB Simulink. Dále jsem uvedl potřebné znalosti pro řešení okrajových úloh a stručný úvod do modelace pomocí metody konečných prvků. Pro účely modelace magnetického pole v asynchronním motoru jsem použil profesionální software COMSOL Multiphysics.

Pro sestavení modelu magnetického pole obou asynchronních strojů bylo nejprve nutné zjistit jejich statorové a rotorové proudy. Pro výpočet ustálených rotorových a statorových proudů jsem v programu MATLAB Simulink vytvořil zjednodušené simulační modely konkrétního dvoupólového 3-fázového a 5-fázového asynchronního motoru, jehož parametry mi poskytl Ústav termomechaniky AV ČR Oddělení elektrotechniky a elektrofyziky. Simulací jsem pozoroval dynamické chování a probíhající přechodové jevy v těchto strojích po jejich rozběhu při přímém připojení na síť. Došel jsem k závěru, že 3-fázový a 5-fázový stroj se chovají při rozběhu podobně, což bylo při návrhu 5-fázového stroje cílem. Simulace byla ukončena v čase $t = 10$ s, kdy již odezněly přechodové jevy. Pro tento ustálený stav jsem odečetl hodnoty statorových a rotorových proudů, které jsem se znalostí plochy drážky a počtu vodičů v drážce přepočtl na proudovou hustotu a přiřadil subdoménám modelu reprezentující drážky.

2D geometrii příčného řezu strojem jsem vytvořil v programu AutoCAD 2015 a následně ji přenesl do modelačního softwaru COMSOL Multiphysics pro výpočet magnetického pole pomocí metody konečných prvků. Po zadání okrajových podmínek jsem suboblastem modelu přiřadil parametry materiálů použitých v motoru, tj. měď, vzduch, železo a plechu pro elektrotechniku M800-50A, z něhož je složen magnetický obvod. Simulaci jsem provedl i s lineární charakteristikou magnetizační křivky pro materiál magnetického obvodu, abych posoudil vliv sycení.

Rozložení magnetického pole a průběhy magnetické indukce ve vzduchové mezeře generuje software COMSOL Multiphysics ve formě grafických výstupů. Na obrázcích znázorňujících rozložení magnetické indukce uvnitř 3-fázového a 5-fázového stroje jsou dobře patrné dva póly obou (dvoupólových) strojů. Na rozložení magnetického pole uvnitř strojů lze při nenulové zátěži pozorovat přesycování rotorového plechu v místech mezi vzduchovou mezerou a rotorovou drážkou. Tento jev je u asynchronních strojů běžný a vzniká nerovnoměrným prostupem magnetického toku. Analýzou magnetického pole 3-fázového a 5-fázového stroje jsem došel k závěru, že hodnota magnetické indukce u obou strojů při jmenovitém zatížení 5 Nm dosahuje hodnoty okolo 2T. Magnetické obvody obou strojů se tak při zátěži přesycují, přičemž hodnotu sycení mají oba stroje velmi podobnou.

Pomocí software COMSOL Multiphysics jsem vygeneroval též průběh prostorového rozložení magnetické indukce ve vzduchové mezeře 3-fázového i 5-fázového asynchronního stroje. Následně jsem analyzoval obsah vyšších prostorových harmonických těchto průběhů. U 3-fázového stroje jsou nejvíce patrné harmonické 23., 25., 47 a 49. řádu, u 5-fázového stroje to jsou harmonické 29., 31., 59. a 61. řádu. Tyto harmonické souvisí s rozložením statorového vinutí v drážkách a jejich řád je natolik vysoký, že výsledné chování stroje téměř neovlivní. Harmonická analýza průběhu magnetické indukce ve vzduchové mezeře mimo jiné vypovídá, že u 5-fázového stroje je patrná 3. harmonická, kdežto u 3-fázového stroje je to 5. harmonická. Dle teoretických předpokladů jsem očekával, že 5-fázový stroj bude mít rozložení magnetické indukce s nižším obsahem vyšších harmonických. Tato skutečnost ovšem nenastala a 5-fázový stroj nevykazuje v tomto směru zlepšení oproti 3-fázovému stroji.

Při modelaci s lineárním materiálem má 5-fázový stroj menší podíl vyšších prostorových harmonických magnetické indukce ve vzduchové mezeře, než tomu je u 3-fázového stroje. U 5-fázového stroje jsou zanedbatelné amplitudy harmonické 3., 5. a 7. řádu, které chování stroje ovlivňují nejvíce. U 3-fázového stroje je i v tomto případě stále výrazná 5. a 7. harmonická.

Pro 3-fázový a 5-fázový stroj bych navrhl výměnu statorových a rotorových plechů za plechy vyrobené z kvalitnějšího materiálu, u kterých dochází k sycení při magnetické indukci vyšší než 2 T. Tímto by se snížil vliv sycení magnetického obvodu a výsledné magnetické pole by se tak mělo více podobat výsledkům simulace s lineárním materiálem magnetického obvodu. Měly by tak být minimalizovány prostorové harmonické 3., 5. a 7. řádu u 5-fázového stroje. V tomto případě by se měla potvrdit pravdivost teorie, že u vícefázových strojů dochází k zlepšení průběhu magnetické indukce ve vzduchové mezeře s nižším obsahem vyšších harmonických.

Tímto jsem splnil zadání bakalářské práce a dosáhl stanovených cílů.

Seznam použitých zdrojů

- [1] MĚŘIČKA, J., HAMATA V. a VOŽENÍLEK, P. *Elektrické stroje*. Praha: Vydavatelství ČVUT, 2001.
- [2] PAVELKA, J., ZDĚNEK, J. *Elektrické pohony a jejich řízení*. 2. vydání, Praha: Vydavatelství ČVUT, 2015
- [3] ŠTĚPINA, J. *Prostorové fázory jako základ teorie elektrických strojů*. Plzeň: Fakulta elektrotechnická ZČU, 1993
- [4] JAVŮREK, J. *Regulace moderních elektrických pohonů*, Praha: Grada Publishing, 2003
- [5] LEVI, E. Multiphase Electric Machines for Variable-Speed Applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 55, No. 5, pp. 1893-1909, 2008.
- [6] SCHREIER, L., BENDL, J. a CHOMÁT, M. Mathematical model of five-phase induction machine. *Acta Technica CSAV*, Vol. 56, No. 2, pp. 141-157, 2011.
- [7] MAYER, D.: *Aplikovaný elektromagnetismus*. 2. vydání, České Budějovice: KOPP, 2012.
- [8] KINDL, Vladimír. *Modelování polí v elektrických strojích*. [online]. [cit. 2016-04-05]. Dostupné z:https://portal.zcu.cz/wps/PA_Courseware/DownloadDokumentu?id=13491
- [9] COMSOL Multiphysics [online]. HUMUSOFT s.r.o. [28.4.2016]. Dostupné z: <http://www.humusoft.cz/comsol/details/>
- [10] BIANCHI, N. *Electrical machine analysis using finite elements*. Boca Raton: CRC Press, 2005
- [11] LIPO, T.A. *Introduction to AC Machine Design*. Madison: University of Wisconsin – Madison, 1996
- [12] KUPKA, L. *Matlab & Simulink: úvod do použití*. Lanškroun: SOŠ a SOU Lanškroun, 2007

Seznam použitých symbolů a zkratek

Symbole:

α -úhel, který svírá osa x procházející středem stroje a přímka mezi bodem na kružnici ve vzduchové mezeře a středem stroje

B -magnetická indukce

f_S - frekvence napětí a proudů statoru

f_R -frekvence napětí a proudů rotoru

I_μ -magnetizační proud

i_A, i_B, i_C -rotorové proudy jednotlivých fází

i_a, i_b, i_c, i_d, i_e -statorové proudy jednotlivých fází

$i_{q1}, i_{q2}, \dots, i_{q19}$ -proudy protékající příslušnou rotorovou drážkou

J -moment setrvačnosti

J_i -proudová hustota

K -volitelná konstanta

k_I -přepočítávací konstanta proudu

k_U -přepočítávací konstanta napětí

k_{vR} -činitel vinutí pro rotor pro v -tou harmonickou

k_{vS} -činitel vinutí pro stator pro v -tou harmonickou

k_Z -přepočítávací konstanta impedance

L_A, L_B, L_C -vlastní indukčnosti rotorových vinutí

L_S -celková indukčnost jedné fáze statorového vinutí

L_a, L_b, L_c -vlastní indukčnosti statorových vinutí

L_h -celková vzájemná indukčnost statorových a rotorových vinutí

M -vzájemná indukčnost rotorových a statorových vinutí

M_1 -vzájemná indukčnost dvou fází statorových vinutí

M_2 -vzájemná indukčnost dvou fází rotorových vinutí

m_R -počet fází rotoru

m_S -vyjadřuje počet fází statoru

M_{el} - elektromagnetický moment

M_{zat} -zátěžný moment

$M_{zat1}, M_{zat2}, M_{zat3}$ -zvolené zátěžné momenty

N_R -je počet vodičů jedné rotorové fáze

N_S -počet vodičů jedné statorové fáze

N_D -počet závitů cívky v drážce

p_p -počet pólových dvojic

P_σ -výkon ve vzduchové mezeře

R_R -odpor rotorové fáze

R_S -odpor statorové fáze

ΔP -ztráty

S -plocha průřezu kolmého na proud (plocha drážky)

s -skluz

U_l -indukované napětí

X_h -celková vzájemná reaktance statorových a rotorových vinutí

$X_{R\sigma}$ -rozptylová reaktance rotorové fáze

$X_{S\sigma}$ -rozptylová reaktance statorové fáze

$\vartheta_1, \vartheta_2, \vartheta_3$ -definované úhly natočené rotoru

Ψ_R -spřažený magnetický tok rotorové fáze

Ψ_S -spřažený magnetický tok statorové fáze

Ψ_x -spřažený magnetický tok fáze x, kde x označuje konkrétní fázi

ω_S -úhlová rychlost točivého pole statoru

ω_k -úhlová rychlost otáčení transformované soustavy

ϑ_k -vzájemný úhel odpovídajících si os při transformaci souřadnic

ϑ_{k0} -vzájemný úhel odpovídajících si os při transformaci souřadnic v čase $t = 0$

ϑ -úhel natočení rotoru

ω -otáčky rotoru

Zkratky:

MKP–metoda konečných prvků

MMN–magnetomotorické napětí

PWM–pulzně–šířková modulace

Seznam obrázků

Obr. 1.1 Normalizované tvary statorových i rotorových drážek (přejato z [1]).....	12
Obr. 1.2 Statorový a rotorový plech.....	12
Obr. 1.3 Klecová kotva (převzato z [1]).....	12
Obr. 1.4 Řez asynchronním motorem s klecovým vinutím (převzato z [1]).....	13
Obr. 1.5 Znázornění třífázového rotorového a statorového systému (převzato a upraveno z [2]) ...	15
Obr. 1.6 Transformace souřadných systémů os (převzato a z [2]).....	18
Obr. 1.7 Náhradní schéma asynchronního stroje	22
Obr. 1.8 Vektorový diagram asynchronního stroje	22
Obr. 1.9 Vinutí 5-fázového motoru a) sinusového rozložení MMN b) obdélníkového rozložení MMN (převzato z [5]).....	23
Obr. 2.1 Definiční oblast okrajové úlohy (převzato z [7])	25
Obr. 2.2 Triangulace oblasti Ω s okrajovou podmínkou Γ (převzato a upraveno z [3])	26
Obr. 3.1 Zjednodušené blokové schéma simulačního modelu 3-fázového stroje	32
Obr. 3.2 Elektrický moment při rozběhu 3-fázového stroje.....	34
Obr. 3.3 Úhlová rychlost rotoru při rozběhu 3-fázového stroje	34
Obr. 3.4 Proud fází a při rozběhu 3-fázového stroje	35
Obr. 3.5 Schématický model simulačního modelu 5-fázového stroje.....	36
Obr. 3.6 Elektrický moment při rozběhu 5-fázového stroje.....	37
Obr. 3.7 Úhlová rychlost rotoru a při rozběhu 5-fázového stroje	38
Obr. 3.8 Proud fází a při rozběhu 5-fázového stroje	38
Obr. 4.1 Znázornění úhlu natočení rotoru	41
Obr. 4.2 Amplitudová magnetizační křivka plechu M800-50A.....	43
Obr. 4.3 Vygenerovaná výpočetní síť	44
Obr. 5.1 Rozložení magnetické indukce uvnitř 3-fázového stroje pro $M_{zat1}=0$ Nm a $\vartheta_1=0^\circ$	45
Obr. 5.2 Rozložení magnetické indukce uvnitř 3-fázového stroje pro $M_{zat3}=5$ Nm a $\vartheta_1=0^\circ$	46
Obr. 5.3 Rozložení magnetické indukce uvnitř 3-fázového stroje pro $M_{zat3}=5$ Nm a $\vartheta_1=0^\circ$	47
Obr. 5.4 Obrázek k definici úhlu α	48
Obr. 5.5 Průběh magnetické indukce ve vzduchové mezeře 3-fázového stroje pro $M_{zat1}=0$ Nm	48
Obr. 5.6 Průběh magnetické indukce ve vzduchové mezeře 3-fázového stroje pro $M_{zat2}=2,5$ Nm .	49
Obr. 5.7 Průběh magnetické indukce ve vzduchové mezeře 3-fázového stroje pro $M_{zat3}=5$ Nm	49
Obr. 5.8 Vyšší prostorové harmonické magnetické indukce ve vzduchové mezeře 3-fázového stroje pro $M_{zat1}=0$ Nm.....	50
Obr. 5.9 Vyšší prostorové harmonické magnetické indukce ve vzduchové mezeře 3-fázového stroje pro $M_{zat2}=2,5$ Nm.....	50
Obr. 5.10 Vyšší prostorové harmonické magnetické indukce ve vzduchové mezeře 3-fázového stroje pro $M_{zat3}=5$ Nm.....	51
Obr. 5.11 Rozložení magnetické indukce uvnitř 5-fázového stroje pro $M_{zat1}=0$ Nm a $\vartheta_1=0^\circ$	52
Obr. 5.12 Rozložení magnetické indukce uvnitř 5-fázového stroje pro $M_{zat2}=2,5$ Nm a $\vartheta_1=0^\circ$	52
Obr. 5.13 Rozložení magnetické indukce uvnitř 5-fázového stroje pro $M_{zat3}=5$ Nm a $\vartheta_1=0^\circ$	53
Obr. 5.14 Rozložení magnetické indukce uvnitř 5-fázového stroje pro $M_{zat3}=5$ Nm a $\vartheta_2=6,32^\circ$	53
Obr. 5.15 Průběh magnetické indukce ve vzduchové mezeře 5-fázového stroje pro $M_{zat1}=0$ Nm ..	54
Obr. 5.16 Průběh magnetické indukce ve vzduchové mezeře 5-fázového stroje pro $M_{zat2}=2,5$ Nm	54
Obr. 5.17 Průběh magnetické indukce ve vzduchové mezeře 5-fázového stroje pro $M_{zat3}=5$ Nm ..	55
Obr. 5.18 Vyšší prostorové harmonické magnetické indukce ve vzduchové mezeře 5-fázového stroje pro $M_{zat1}=0$ Nm.....	56
Obr. 5.19 Vyšší prostorové harmonické magnetické indukce ve vzduchové mezeře 5-fázového stroje pro $M_{zat2}=2,5$ Nm	56
Obr. 5.20 Vyšší prostorové harmonické magnetické indukce ve vzduchové mezeře 5-fázového stroje pro $M_{zat3}=5$ Nm.....	57
Obr. 5.21 Průběh magnetické indukce ve vzduchové mezeře 3-fázového stroje s lineárním magnetickým obvodem pro $M_{zat1}=0$ Nm	58

Obr. 5.22 Průběh magnetické indukce ve vzduchové mezeře 3-fázového stroje s lineárním magnetickým obvodem pro $M_{zat2}=2,5$ Nm.....	58
Obr. 5.23 Průběh magnetické indukce ve vzduchové mezeře 3-fázového stroje s lineárním magnetickým obvodem pro $M_{zat3}=5$ Nm.....	59
Obr. 5.24 Vyšší prostorové harmonické magnetické indukce ve vzduchové mezeře 3-fázového stroje s lineárním magnetickým obvodem pro $M_{zat1}=0$ Nm.....	60
Obr. 5.25 Vyšší prostorové harmonické magnetické indukce ve vzduchové mezeře 3-fázového stroje s lineárním magnetickým obvodem pro $M_{zat2}=2,5$ Nm.....	60
Obr. 5.26 Vyšší prostorové harmonické magnetické indukce ve vzduchové mezeře 3-fázového stroje s lineárním magnetickým obvodem pro $M_{zat3}=5$ Nm.....	61
Obr. 5.27 Průběh magnetické indukce ve vzduchové mezeře 5-fázového stroje s lineárním magnetickým obvodem pro $M_{zat1}=0$ Nm.....	62
Obr. 5.28 Průběh magnetické indukce ve vzduchové mezeře 5-fázového stroje s lineárním magnetickým obvodem pro $M_{zat2}=2,5$ Nm.....	62
Obr. 5.29 Průběh magnetické indukce ve vzduchové mezeře 5-fázového stroje s lineárním magnetickým obvodem pro $M_{zat3}=5$ Nm.....	63
Obr. 5.30 Vyšší prostorové harmonické magnetické indukce ve vzduchové mezeře 5-fázového stroje s lineárním magnetickým obvodem pro $M_{zat1}=0$ Nm.....	64
Obr. 5.31 Vyšší prostorové harmonické magnetické indukce ve vzduchové mezeře 5-fázového stroje s lineárním magnetickým obvodem pro $M_{zat2}=2,5$ Nm.....	64
Obr. 5.32 Vyšší prostorové harmonické magnetické indukce ve vzduchové mezeře 5-fázového stroje s lineárním magnetickým obvodem pro $M_{zat3}=5$ Nm.....	65

Seznam tabulek

Tab. 3.1 Parametry 3-fázového stroje	31
Tab. 3.2 Parametry 5-fázového stroje	31
Tab. 3.3 Hodnoty zátěžných momentů použitých při simulaci	31
Tab. 3.4 Parametry potřebné k přepočtu rotorových proudů u 3-fázového stroje.....	35
Tab. 3.5 Parametry potřebné k přepočtu rotorových proudů u 5-fázového stroje.....	39
Tab. 4.1 Použité úhly natočení rotoru pro modelaci	42
Tab. 4.2 Plochy drážek strojů.....	44
Tab. 5.1 Zátěžné momenty a odpovídající skluzu.....	45

Obsah přiloženého DVD

Adresáře:

/doc	Text bakalářské práce ve formátu pdf
/Prihola_A	Tabulky přílohy A ve formátu xls
/Prihola_B	Obrázky z přílohy B ve formátu jpg
/Prihola_C	Tabulky přílohy A ve formátu xls
/Priloha_D	Tabulky Přílohy D ve formátu xls
/Mereni_M800-50A	Měření ze zkušebny US Steel Košice ve formátu xls
/COMSOL	Modelační soubory vytvořené v COMSOL Multiphysics
/MATLAB	Simulační programy pro 3-fázový a 5-fázový stroj v MATLAB Simulink
/CAD	Použitá geometrie ve formátu DXF

Seznam příloh

Příloha A

Příloha A 1 Statorové a rotorové proudy 3-fázového stroje pro $M_{zat1}=0$ Nm kde $s=2,11 \cdot 10^{-5}$	76
Příloha A 2 Statorové a rotorové proudy 3-fázového stroje pro $M_{zat2}=2,5$ Nm kde $s=0,0228$	77
Příloha A 3 Statorové a rotorové proudy 3-fázového stroje pro $M_{zat3}=5$ Nm kde $s=0,05$	78
Příloha A 4 Statorové a rotorové proudy 5-fázového stroje pro $M_{zat1}=0$ Nm kde $s=2,2 \cdot 10^{-5}$	79
Příloha A 5 Statorové a rotorové proudy 5-fázového stroje pro $M_{zat2}=2,5$ Nm kde $s=0,0228$	80
Příloha A 6 Statorové a rotorové proudy 5-fázového stroje pro $M_{zat3}=5$ Nm kde $s=0,05$	81

Příloha B

Příloha B 1 Magnetické pole 3-fázového stroje pro $M_{zat1}=0$ Nm a $\vartheta_1=0^\circ$	82
Příloha B 2 Magnetické pole 3-fázového stroje pro $M_{zat1}=0$ Nm a $\vartheta_2=6,32^\circ$	82
Příloha B 3 Magnetické pole 3-fázového stroje pro $M_{zat1}=0$ Nm a $\vartheta_3=12,63^\circ$	83
Příloha B 4 Magnetické pole 3-fázového stroje pro $M_{zat2}=2,5$ Nm a $\vartheta_1=0^\circ$	83
Příloha B 5 Magnetické pole 3-fázového stroje pro $M_{zat2}=2,5$ Nm a $\vartheta_2=6,32^\circ$	84
Příloha B 6 Magnetické pole 3-fázového stroje pro $M_{zat2}=2,5$ Nm a $\vartheta_3=12,63^\circ$	84
Příloha B 7 Magnetické pole 3-fázového stroje pro $M_{zat3}=5$ Nm a $\vartheta_1=0^\circ$	85
Příloha B 8 Magnetické pole 3-fázového stroje pro $M_{zat3}=5$ Nm a $\vartheta_2=6,32^\circ$	85
Příloha B 9 Magnetické pole 3-fázového stroje pro $M_{zat3}=5$ Nm a $\vartheta_3=12,63^\circ$	86
Příloha B 10 Magnetické pole 5-fázového stroje pro $M_{zat1}=0$ Nm a $\vartheta_1=0^\circ$	86
Příloha B 11 Magnetické pole 5-fázového stroje pro $M_{zat1}=0$ Nm a $\vartheta_2=6,32^\circ$	87
Příloha B 12 Magnetické pole 5-fázového stroje pro $M_{zat1}=0$ Nm a $\vartheta_3=12,63^\circ$	87
Příloha B 13 Magnetické pole 5-fázového stroje pro $M_{zat2}=2,5$ Nm a $\vartheta_1=0^\circ$	88
Příloha B 14 Magnetické pole 5-fázového stroje pro $M_{zat2}=2,5$ Nm a $\vartheta_2=6,32^\circ$	88
Příloha B 15 Magnetické pole 5-fázového stroje pro $M_{zat2}=2,5$ Nm a $\vartheta_3=12,63^\circ$	89
Příloha B 16 Magnetické pole 5-fázového stroje pro $M_{zat3}=5$ Nm a $\vartheta_1=0^\circ$	89
Příloha B 17 Magnetické pole 5-fázového stroje pro $M_{zat3}=5$ Nm a $\vartheta_2=6,32^\circ$	90
Příloha B 18 Magnetické pole 5-fázového stroje pro $M_{zat3}=5$ Nm a $\vartheta_3=12,63^\circ$	90

Příloha C

Příloha C 1 Tabulka amplitud harmonických magnetické indukce ve vzduchové mezeře pro 3-fázový stroj při $M_{zat1}=0$ Nm.....	91
Příloha C 2 Tabulka amplitud harmonických magnetické indukce ve vzduchové mezeře pro 3-fázový stroj při $M_{zat2}=2,5$ Nm.....	92
Příloha C 3 Tabulka amplitud harmonických magnetické indukce ve vzduchové mezeře pro 3-fázový stroj při $M_{zat3}=5$ Nm.....	93
Příloha C 4 Tabulka amplitud harmonických magnetické indukce ve vzduchové mezeře pro 5-fázový stroj při $M_{zat1}=0$ Nm.....	94
Příloha C 5 Tabulka amplitud harmonických magnetické indukce ve vzduchové mezeře pro 5-fázový stroj při $M_{zat2}=2,5$ Nm.....	95
Příloha C 6 Tabulka amplitud harmonických magnetické indukce ve vzduchové mezeře pro 5-fázový stroj při $M_{zat3}=5$ Nm.....	96

Příloha D

Příloha D 1 Parametry trafoplechu M800-50A	97
--	----

Přílohy

Příloha A

Rotorové proudy:

	$\vartheta_1=0^\circ$		$\vartheta_2=6,32^\circ$		$\vartheta_3=12,63^\circ$	
	Proud [A]	Přepočtený proud [A]	Proud [A]	Přepočtený proud [A]	Proud [A]	Přepočtený proud [A]
i_{q1}	-0,00460	-0,36719	-0,00311	-0,24815	-0,00158	-0,12631
i_{q2}	-0,00003	-0,00274	0,00151	0,12088	0,00304	0,24280
i_{q3}	0,00453	0,36200	0,00597	0,47682	0,00734	0,58564
i_{q4}	0,00861	0,68752	0,00978	0,78101	0,01083	0,86469
i_{q5}	0,01175	0,93814	0,01253	1,00042	0,01316	1,05072
i_{q6}	0,01362	1,08745	0,01393	1,11220	0,01406	1,12258
i_{q7}	0,01402	1,11938	0,01381	1,10262	0,01343	1,07228
i_{q8}	0,01289	1,02916	0,01220	0,97407	0,01135	0,90621
i_{q9}	0,01037	0,82796	0,00926	0,73942	0,00804	0,64209
i_{q10}	0,00672	0,53686	0,00532	0,42500	0,00386	0,30827
i_{q11}	0,00235	0,18755	0,00081	0,06453	-0,00074	-0,05904
i_{q12}	-0,00228	-0,18212	-0,00379	-0,30292	-0,00526	-0,41989
i_{q13}	-0,00666	-0,53199	-0,00799	-0,63762	-0,00921	-0,73526
i_{q14}	-0,01032	-0,82397	-0,01131	-0,90301	-0,01216	-0,97088
i_{q15}	-0,01287	-1,02757	-0,01341	-1,07068	-0,01380	-1,10182
i_{q16}	-0,01401	-1,11859	-0,01406	-1,12258	-0,01393	-1,11220
i_{q17}	-0,01364	-1,08904	-0,01318	-1,05232	-0,01256	-1,00281
i_{q18}	-0,01179	-0,94134	-0,01088	-0,86868	-0,00983	-0,78501
i_{q19}	-0,00867	-0,69183	-0,00739	-0,59027	-0,00603	-0,48177

Statorové proudy:

	Proud [A]
i_{Sa}	0,05735
i_{Sb}	-1,316
i_{Sc}	1,258

Příloha A 1 Statorové a rotorové proudy 3-fázového stroje pro $M_{zat1}=0$ Nm kde $s=2,11 \cdot 10^{-5}$

Rotorové proudy:

	$\vartheta_1=0^\circ$		$\vartheta_2=6,32^\circ$		$\vartheta_3=12,63^\circ$	
	Proud [A]	Přepočtený proud [A]	Proud [A]	Přepočtený proud [A]	Proud [A]	Přepočtený proud [A]
i_{q1}	-1,718	-137,168	-1,700	-135,731	-1,660	-132,538
i_{q2}	-1,601	-127,827	-1,522	-121,519	-1,425	-113,775
i_{q3}	-1,311	-104,673	-1,180	-94,213	-1,036	-82,716
i_{q4}	-0,878	-70,117	-0,710	-56,696	-0,534	-42,612
i_{q5}	-0,351	-27,985	-0,163	-13,022	0,026	2,076
i_{q6}	0,215	17,174	0,402	32,065	0,583	46,540
i_{q7}	0,758	60,480	0,923	73,678	1,077	85,990
i_{q8}	1,218	97,247	1,344	107,308	1,454	116,090
i_{q9}	1,546	123,436	1,620	129,344	1,673	133,576
i_{q10}	1,707	136,290	1,720	137,328	1,711	136,610
i_{q11}	1,683	134,374	1,633	130,382	1,564	124,873
i_{q12}	1,476	117,847	1,370	109,383	1,247	99,563
i_{q13}	1,110	88,625	0,958	76,505	0,796	63,514
i_{q14}	0,623	49,734	0,443	35,346	0,257	20,551
i_{q15}	0,069	5,480	-0,121	-9,653	-0,309	-24,647
i_{q16}	-0,493	-39,362	-0,671	-53,598	-0,841	-67,171
i_{q17}	-1,001	-79,922	-1,149	-91,738	-1,283	-102,437
i_{q18}	-1,401	-111,859	-1,502	-119,923	-1,585	-126,549
i_{q19}	-1,649	-131,659	-1,693	-135,172	-1,716	-137,009

Statorové proudy:

	Proud [A]
i_{Sa}	1,725
i_{Sb}	-2,159
i_{Sc}	0,435

Příloha A 2 Statorové a rotorové proudy 3-fázového stroje pro $M_{zat2}=2,5$ Nm kde $s=0,0228$

Rotorové proudy:

	$\vartheta_1=0^\circ$		$\vartheta_2=6,32^\circ$		$\vartheta_3=12,63^\circ$	
	Proud [A]	Přepočtený proud [A]	Proud [A]	Přepočtený proud [A]	Proud [A]	Přepočtený proud [A]
i_{q1}	-3,573	-285,275	-3,505	-279,846	-3,395	-271,063
i_{q2}	-3,243	-258,927	-3,052	-243,678	-2,824	-225,474
i_{q3}	-2,562	-204,555	-2,268	-181,082	-1,948	-155,532
i_{q4}	-1,603	-127,987	-1,239	-98,924	-0,860	-68,680
i_{q5}	-0,471	-37,566	-0,075	-5,998	0,321	25,597
i_{q6}	0,713	56,927	1,097	87,587	1,467	117,128
i_{q7}	1,819	145,232	2,150	171,660	2,454	195,932
i_{q8}	2,728	217,809	2,970	237,131	3,175	253,498
i_{q9}	3,342	266,832	3,468	276,892	3,552	283,599
i_{q10}	3,593	286,872	3,591	286,712	3,544	282,960
i_{q11}	3,455	275,854	3,324	265,395	3,153	251,742
i_{q12}	2,943	234,975	2,697	215,334	2,419	193,138
i_{q13}	2,111	168,546	1,778	141,959	1,423	113,615
i_{q14}	1,051	83,914	0,666	53,183	0,274	21,845
i_{q15}	-0,123	-9,813	-0,518	-41,350	-0,906	-72,329
i_{q16}	-1,284	-102,517	-1,646	-131,420	-1,987	-158,646
i_{q17}	-2,305	-184,036	-2,595	-207,190	-2,853	-227,789
i_{q18}	-3,077	-245,674	-3,264	-260,604	-3,410	-272,261
i_{q19}	-3,515	-280,644	-3,578	-285,674	-3,597	-287,191

Statorové proudy:

	Proud [A]
i_{Sa}	3,537
i_{Sb}	-3,312
i_{Sc}	-0,2244

Příloha A 3 Statorové a rotorové proudy 3-fázového stroje pro $M_{zat3}=5$ Nm kde $s=0,05$

Rotorové proudy:

	$\vartheta_1=0^\circ$		$\vartheta_2=6,32^\circ$		$\vartheta_3=12,63^\circ$	
	Proud [A]	Přepočtený proud [A]	Proud [A]	Přepočtený proud [A]	Proud [A]	Přepočtený proud [A]
i_{q1}	-0,01019	-0,82446	-0,00077	-0,06226	-0,00511	-0,41334
i_{q2}	-0,00246	-0,19892	0,00002	0,00179	0,00289	0,23416
i_{q3}	0,005537	0,44794	0,00081	0,06564	0,01058	0,85619
i_{q4}	0,012933	1,04633	0,00151	0,12236	0,01712	1,38548
i_{q5}	0,018924	1,53107	0,00205	0,16581	0,02181	1,76464
i_{q6}	0,02287	1,85030	0,00236	0,19133	0,02414	1,95268
i_{q7}	0,024333	1,96866	0,00242	0,19610	0,02384	1,92911
i_{q8}	0,023161	1,87387	0,00222	0,17960	0,02097	1,69649
i_{q9}	0,019481	1,57616	0,00178	0,14368	0,01582	1,27993
i_{q10}	0,013686	1,10731	0,00114	0,09213	0,00895	0,72451
i_{q11}	0,006409	0,51855	0,00038	0,03065	0,00112	0,09085
i_{q12}	-0,00156	-0,12626	-0,00042	-0,03418	-0,00683	-0,55286
i_{q13}	-0,00936	-0,75734	-0,00118	-0,09531	-0,01405	-1,13646
i_{q14}	-0,01615	-1,30663	-0,00181	-0,14609	-0,01974	-1,59709
i_{q15}	-0,02118	-1,71400	-0,00224	-0,18103	-0,02329	-1,88454
i_{q16}	-0,02393	-1,93587	-0,00243	-0,19640	-0,02432	-1,96754
i_{q17}	-0,02408	-1,94816	-0,00235	-0,19046	-0,02272	-1,83791
i_{q18}	-0,02162	-1,74884	-0,00203	-0,16387	-0,01864	-1,50845
i_{q19}	-0,01681	-1,36044	-0,00148	-0,11954	-0,01256	-1,01605

Statorové proudy:

	Proud [A]
i_{Sa}	0,0897
i_{Sb}	-2,1917
i_{Sc}	-1,4443
i_{Sd}	1,2993
i_{Se}	2,2467

Příloha A 4 Statorové a rotorové proudy 5-fázového stroje pro $M_{zav1}=0$ Nm kde $s=2,2 \cdot 10^{-5}$

Rotorové proudy:

	$\vartheta_1=0^\circ$		$\vartheta_2=6,32^\circ$		$\vartheta_3=12,63^\circ$	
	Proud [A]	Přepočtený proud [A]	Proud [A]	Přepočtený proud [A]	Proud [A]	Přepočtený proud [A]
i_{q1}	-1,697	-137,325	-1,685	-136,351	-1,652	-133,687
i_{q2}	-1,600	-129,434	-1,528	-123,592	-1,437	-116,265
i_{q3}	-1,329	-107,554	-1,205	-97,511	-1,067	-86,289
i_{q4}	-0,915	-73,991	-0,751	-60,771	-0,580	-46,896
i_{q5}	-0,400	-32,399	-0,216	-17,514	-0,030	-2,441
i_{q6}	0,157	12,687	0,342	27,660	0,523	42,279
i_{q7}	0,697	56,416	0,863	69,841	1,018	82,395
i_{q8}	1,162	94,026	1,291	104,428	1,404	113,601
i_{q9}	1,501	121,440	1,579	127,743	1,638	132,509
i_{q10}	1,677	135,685	1,695	137,171	1,694	137,069
i_{q11}	1,671	135,224	1,629	131,791	1,566	126,718
i_{q12}	1,485	120,108	1,385	112,063	1,269	102,687
i_{q13}	1,137	92,028	0,992	80,243	0,834	67,484
i_{q14}	0,666	53,905	0,491	39,696	0,309	25,011
i_{q15}	0,123	9,992	-0,064	-5,145	-0,250	-20,194
i_{q16}	-0,433	-35,023	-0,611	-49,427	-0,782	-63,231
i_{q17}	-0,942	-76,246	-1,092	-88,339	-1,228	-99,356
i_{q18}	-1,350	-109,245	-1,455	-117,699	-1,542	-124,771
i_{q19}	-1,611	-130,305	-1,660	-134,301	-1,689	-136,659

Statorové proudy:

	Proud [A]
i_{Sa}	1,731
i_{Sb}	-1,638
i_{Sc}	-2,743
i_{Sd}	-0,057
i_{Se}	2,707

Příloha A 5 Statorové a rotorové proudy 5-fázového stroje pro $M_{zat2}=2,5$ Nm kde $s=0,0228$

Rotorové proudy:

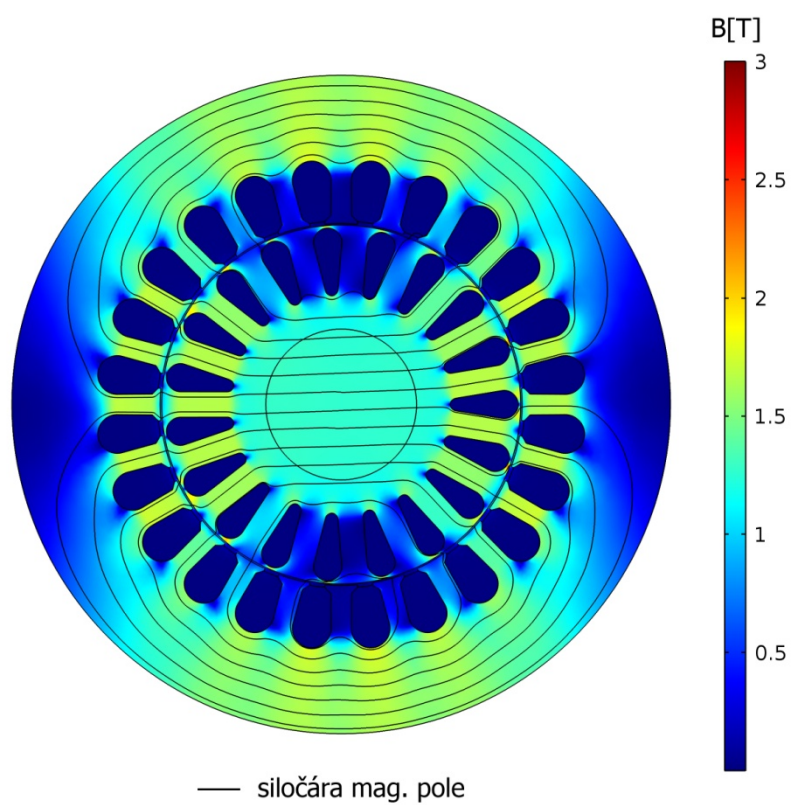
	$\vartheta_1=0^\circ$		$\vartheta_2=6,32^\circ$		$\vartheta_3=12,63^\circ$	
	Proud [A]	Přepočtený proud [A]	Proud [A]	Přepočtený proud [A]	Proud [A]	Přepočtený proud [A]
i_{q1}	-3,459	-279,825	-3,424	277,006	-3,348	-270,845
i_{q2}	-3,231	-261,417	-3,075	248,773	-2,882	-233,133
i_{q3}	-2,653	-214,636	-2,392	193,535	-2,103	-170,162
i_{q4}	-1,788	-144,645	-1,451	117,392	-1,097	-88,744
i_{q5}	-0,729	-58,975	-0,352	28,469	0,029	2,314
i_{q6}	0,409	33,120	0,785	-63,538	1,151	93,100
i_{q7}	1,503	121,588	1,837	-148,649	2,148	173,800
i_{q8}	2,434	196,908	2,690	-217,619	2,913	235,644
i_{q9}	3,101	250,862	3,252	-263,069	3,362	271,972
i_{q10}	3,432	277,659	3,461	-279,978	3,446	278,838
i_{q11}	3,391	274,329	3,295	-266,553	3,158	255,473
i_{q12}	2,983	241,331	2,771	-224,229	2,527	204,440
i_{q13}	2,251	182,100	1,948	-157,616	1,622	131,221
i_{q14}	1,275	103,194	0,914	-73,940	0,541	43,803
i_{q15}	0,162	13,091	-0,220	17,770	-0,598	-48,369
i_{q16}	-0,970	-78,446	-1,329	107,554	-1,673	-135,320
i_{q17}	-1,996	-161,451	-2,295	185,644	-2,565	-207,566
i_{q18}	-2,806	-226,985	-3,011	243,649	-3,180	-257,318
i_{q19}	-3,312	-267,924	-3,402	275,264	-3,451	-279,248

Statorové proudy:

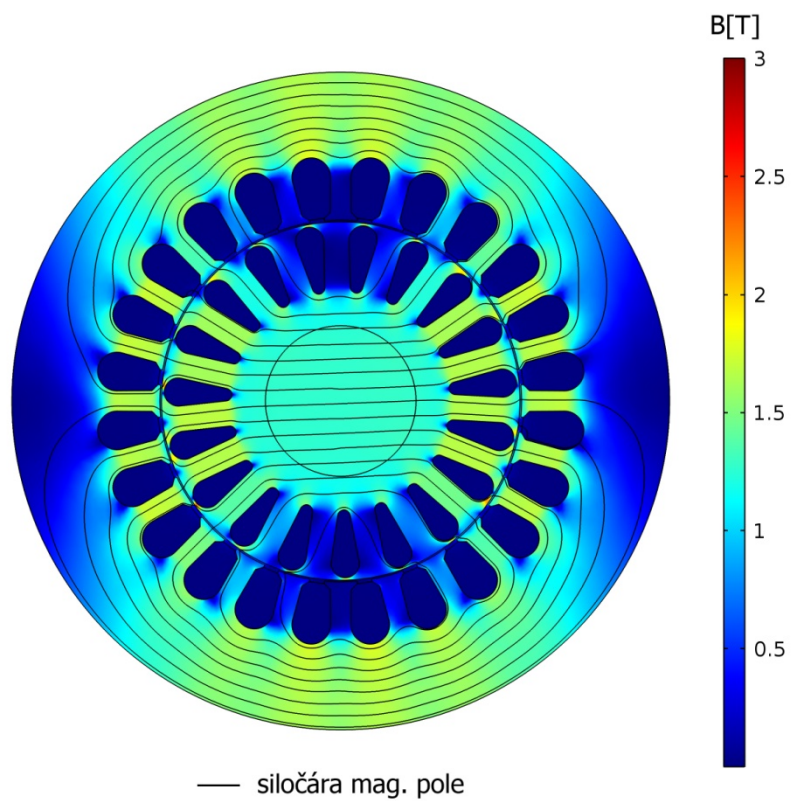
	Proud [A]
i_{Sa}	3,447
i_{Sb}	-1,163
i_{Sc}	-4,165
i_{Sd}	-1,411
i_{Se}	3,293

Příloha A 6 Statorové a rotorové proudy 5-fázového stroje pro $M_{zai3}=5$ Nm kde $s=0,05$

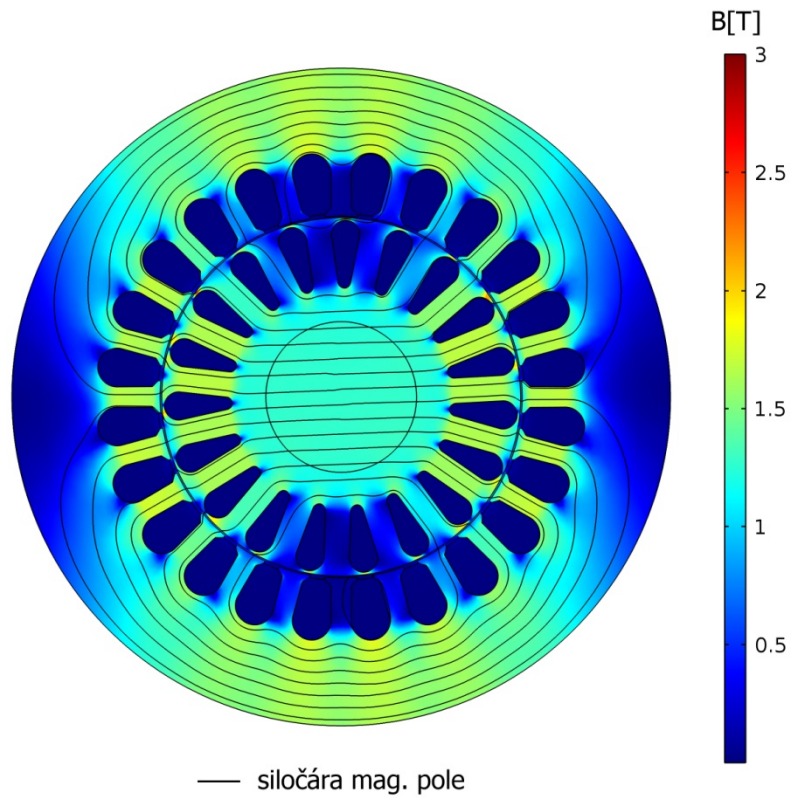
Příloha B



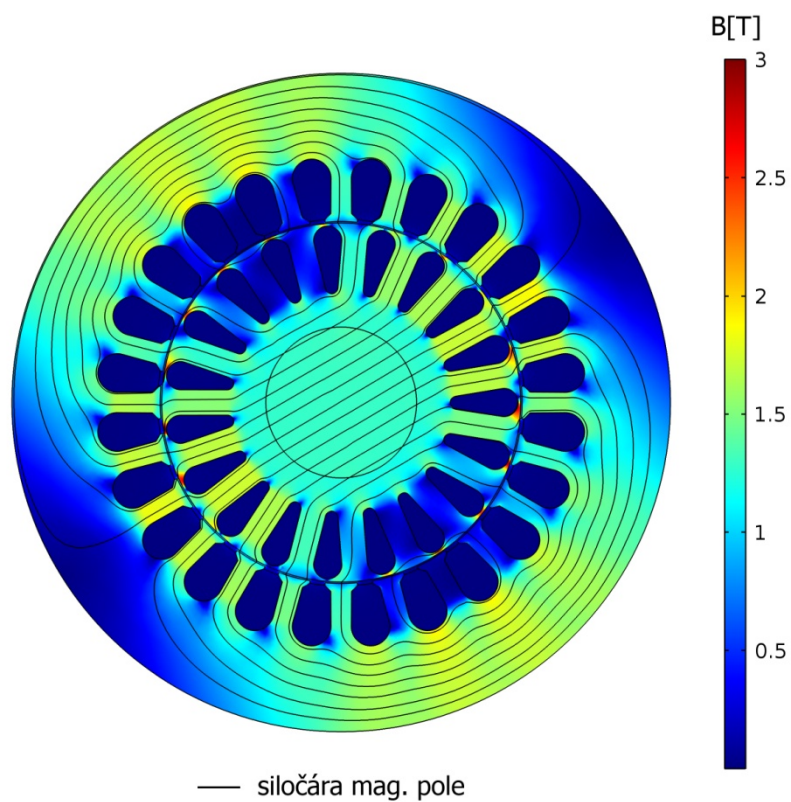
Příloha B 1 Magnetické pole 3-fázového stroje pro $M_{zat1}=0Nm$ a $\vartheta_1=0^\circ$



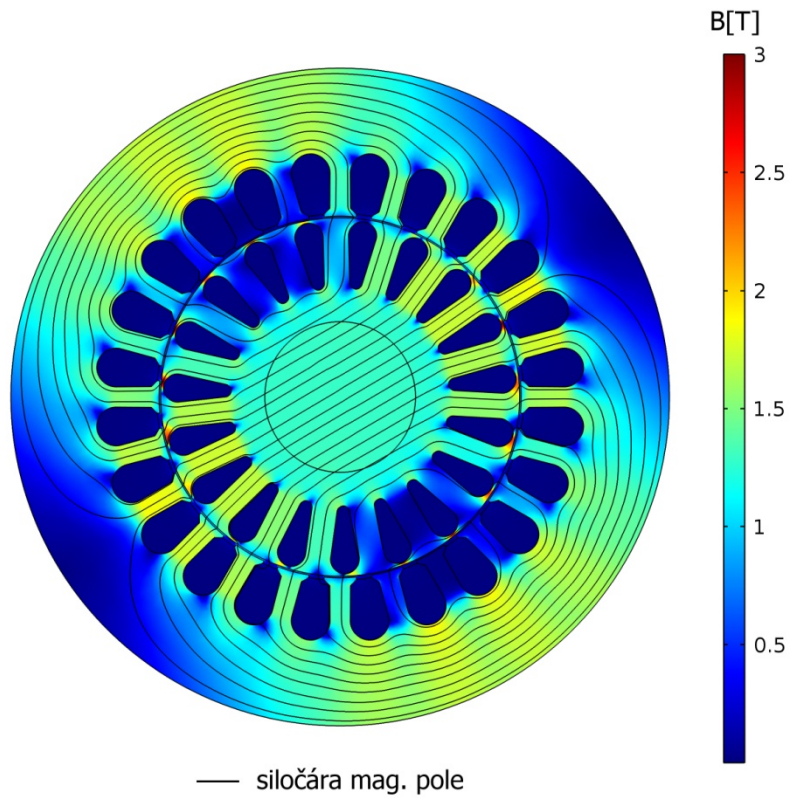
Příloha B 2 Magnetické pole 3-fázového stroje pro $M_{zat1}=0Nm$ a $\vartheta_2=6,32^\circ$



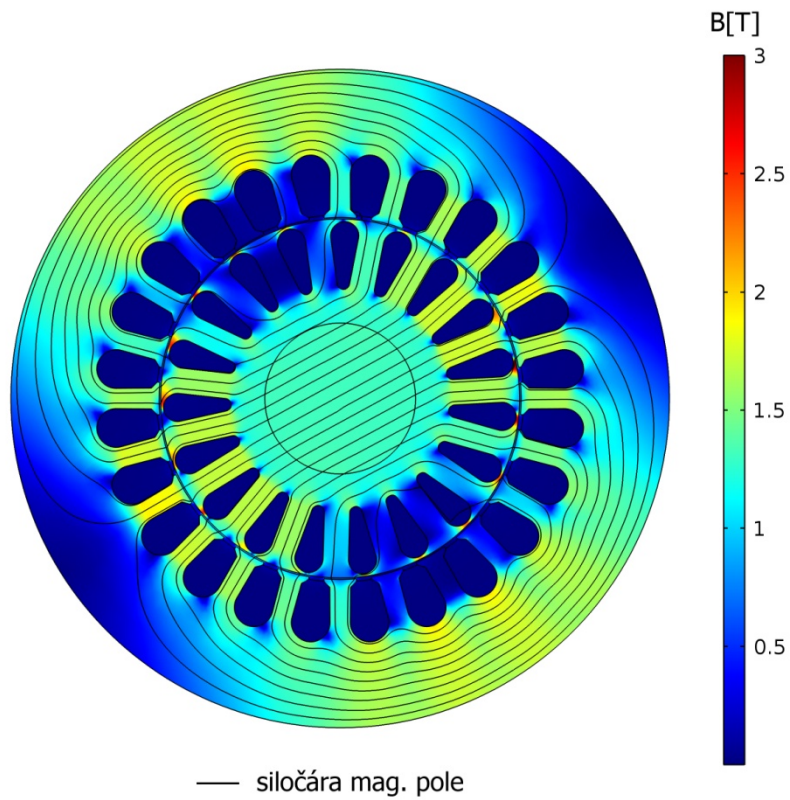
Příloha B 3 Magnetické pole 3-fázového stroje pro $M_{zat1}=0Nm$ a $\vartheta_3=12,63^\circ$



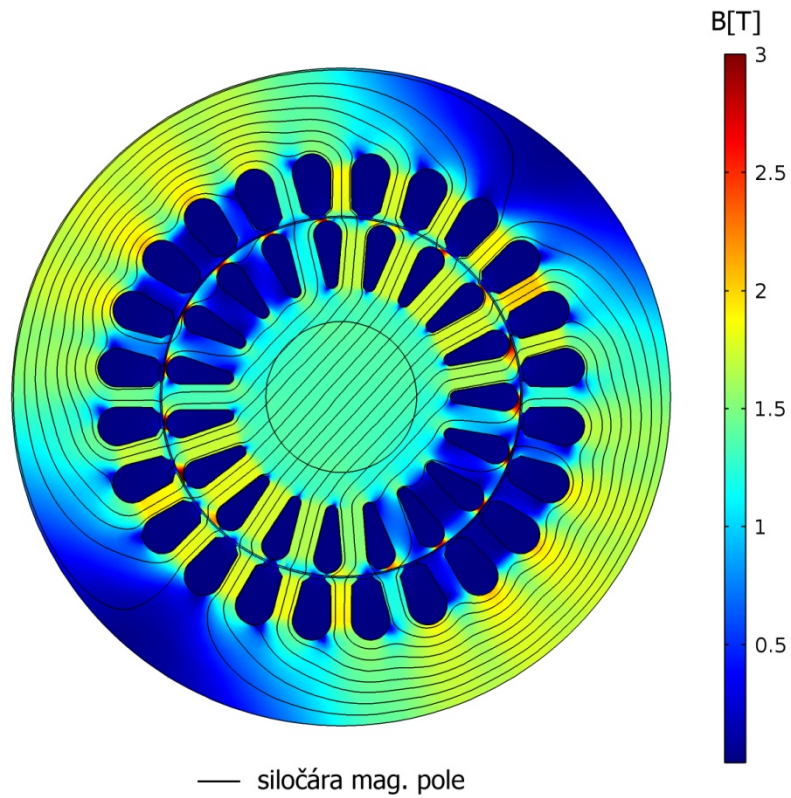
Příloha B 4 Magnetické pole 3-fázového stroje pro $M_{zat2}=2,5Nm$ a $\vartheta_1=0^\circ$



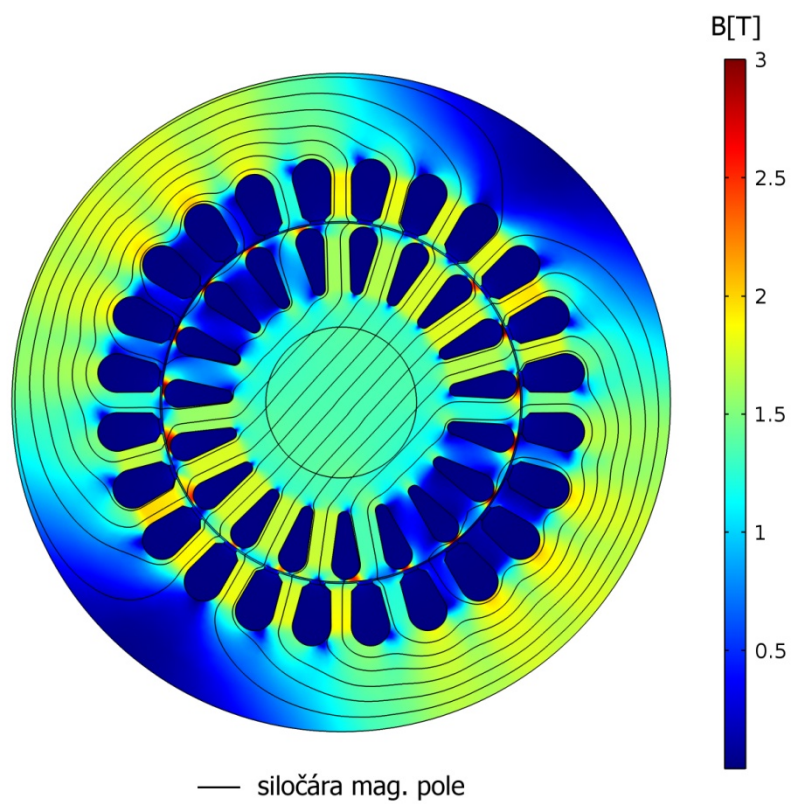
Příloha B 5 Magnetické pole 3-fázového stroje pro $M_{zat2}=2,5Nm$ a $\vartheta_2=6,32^\circ$



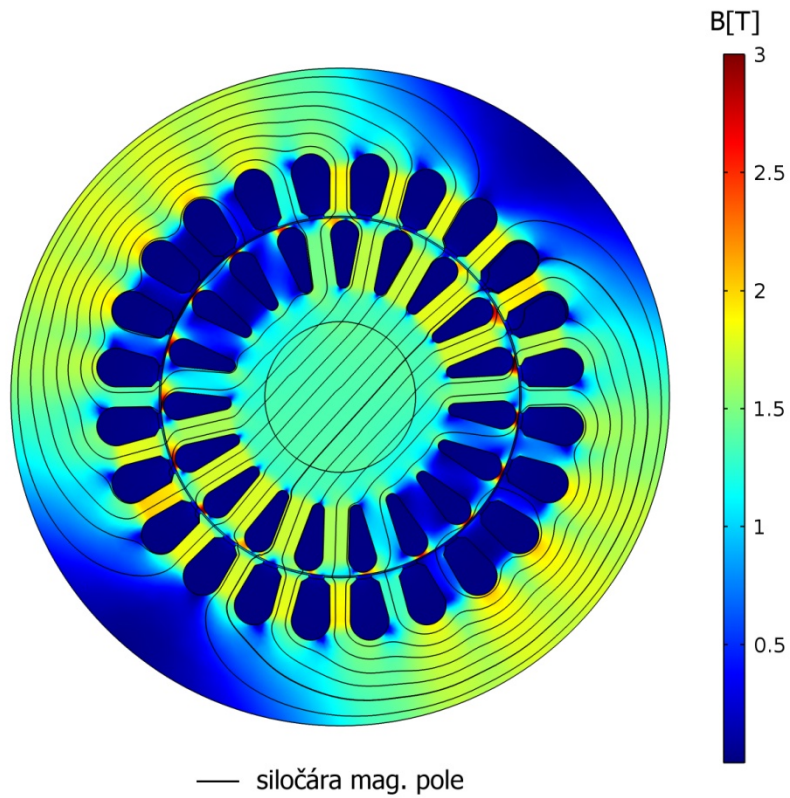
Příloha B 6 Magnetické pole 3-fázového stroje pro $M_{zat2}=2,5Nm$ a $\vartheta_3=12,63^\circ$



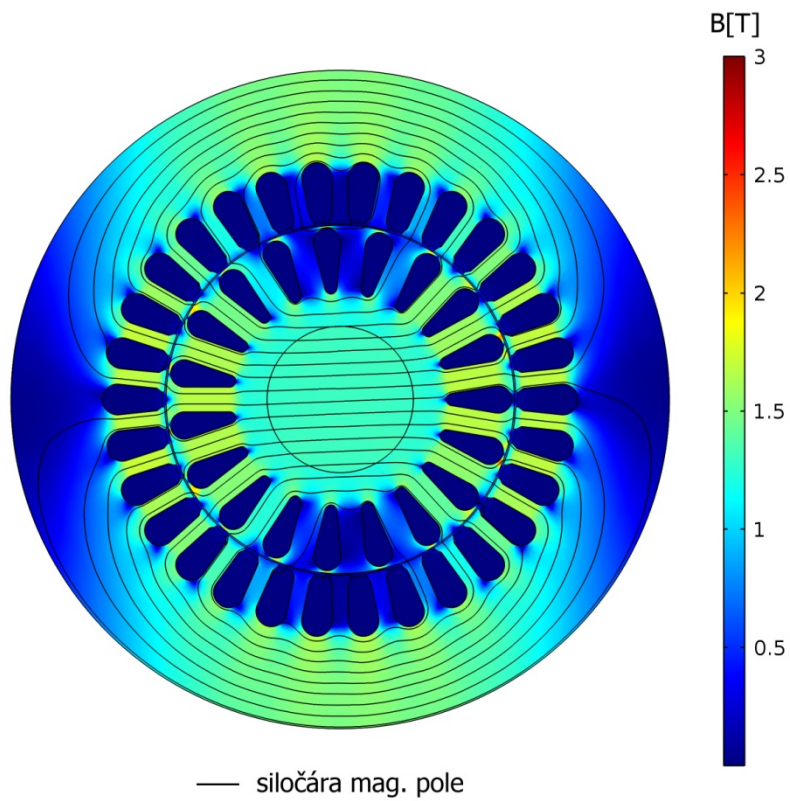
Příloha B 7 Magnetické pole 3-fázového stroje pro $M_{zat3}=5Nm$ a $\vartheta_1=0^\circ$



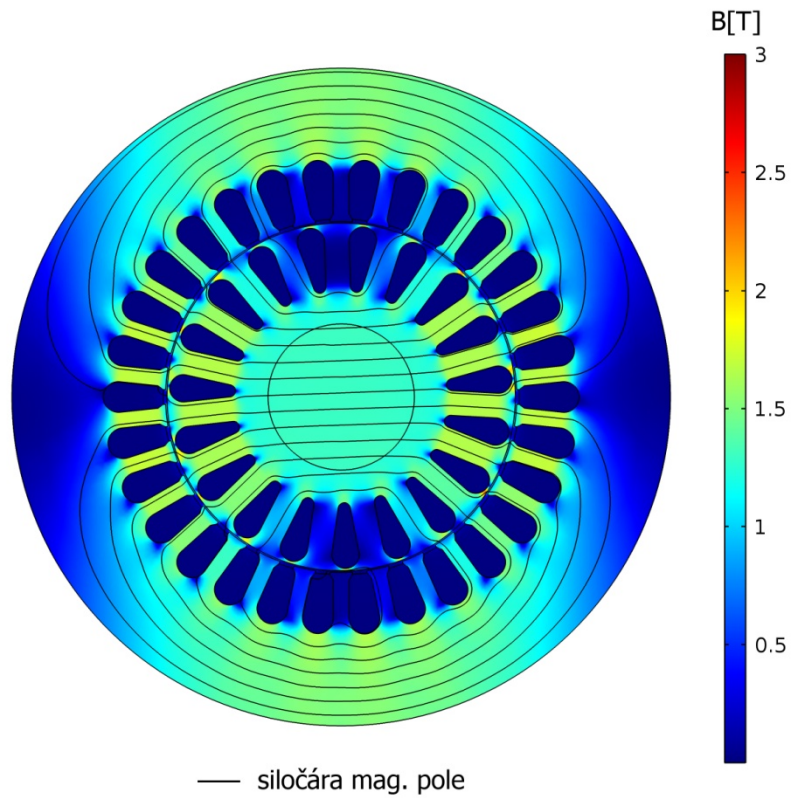
Příloha B 8 Magnetické pole 3-fázového stroje pro $M_{zat3}=5Nm$ a $\vartheta_2=6,32^\circ$



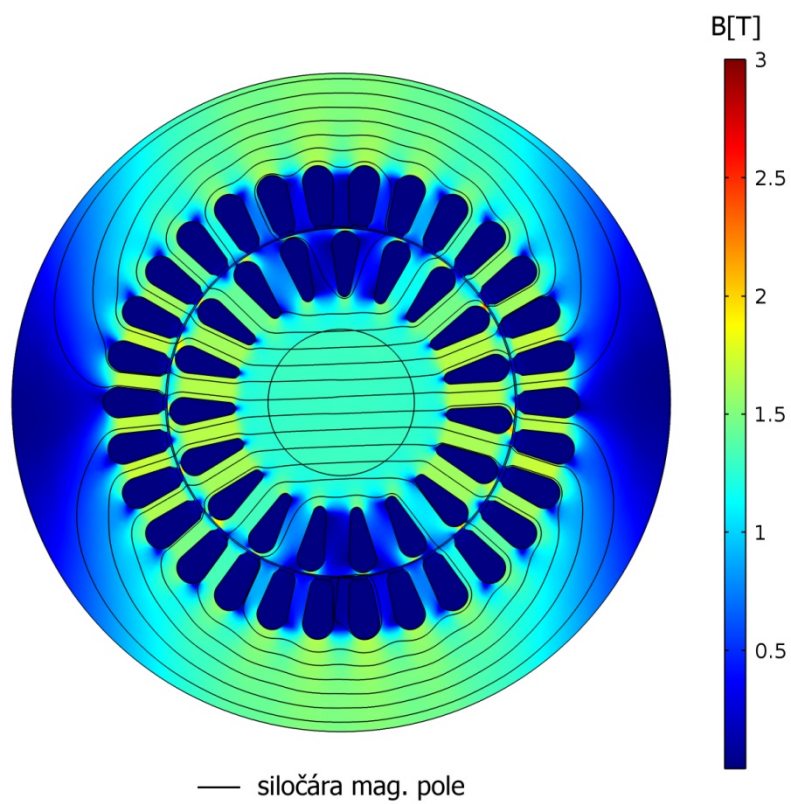
Příloha B 9 Magnetické pole 3-fázového stroje pro $M_{zat3}=5Nm$ a $\vartheta_3=12,63^\circ$



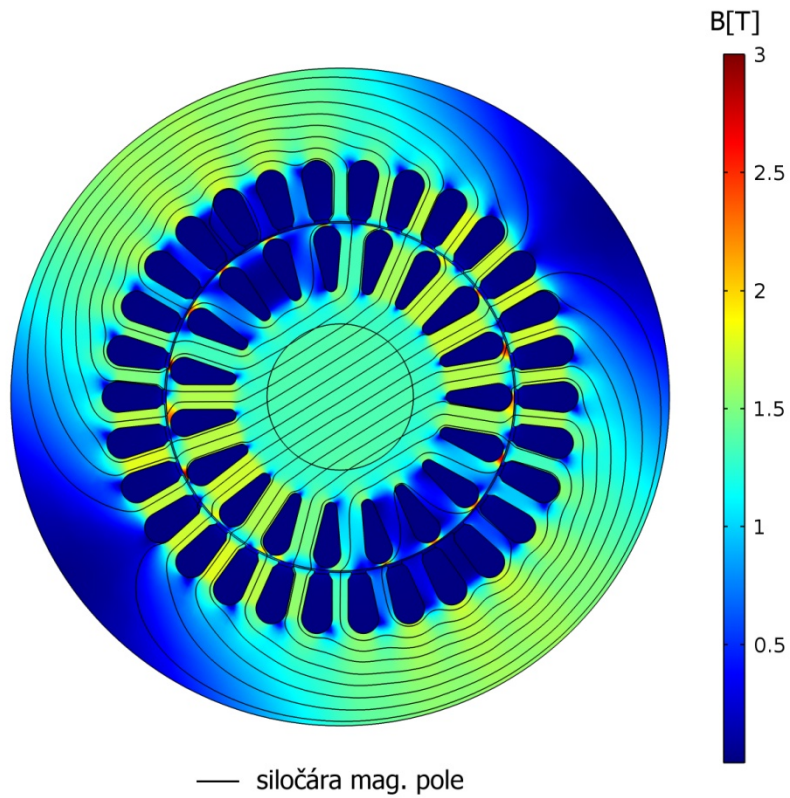
Příloha B 10 Magnetické pole 5-fázového stroje pro $M_{zat1}=0Nm$ a $\vartheta_1=0^\circ$



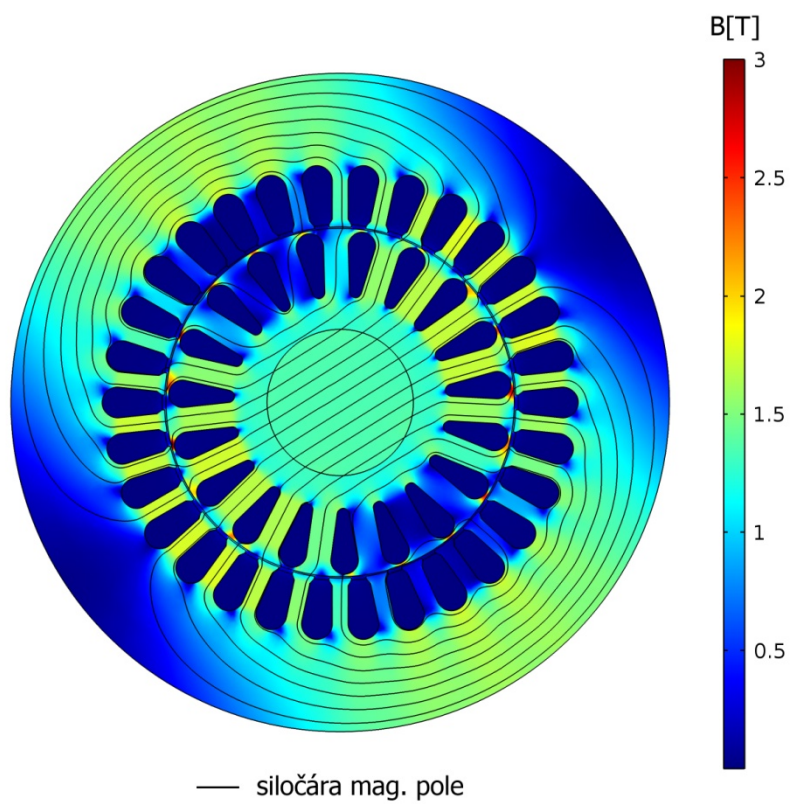
Příloha B 11 Magnetické pole 5-fázového stroje pro $M_{zat1}=0Nm$ a $\vartheta_2=6,32^\circ$



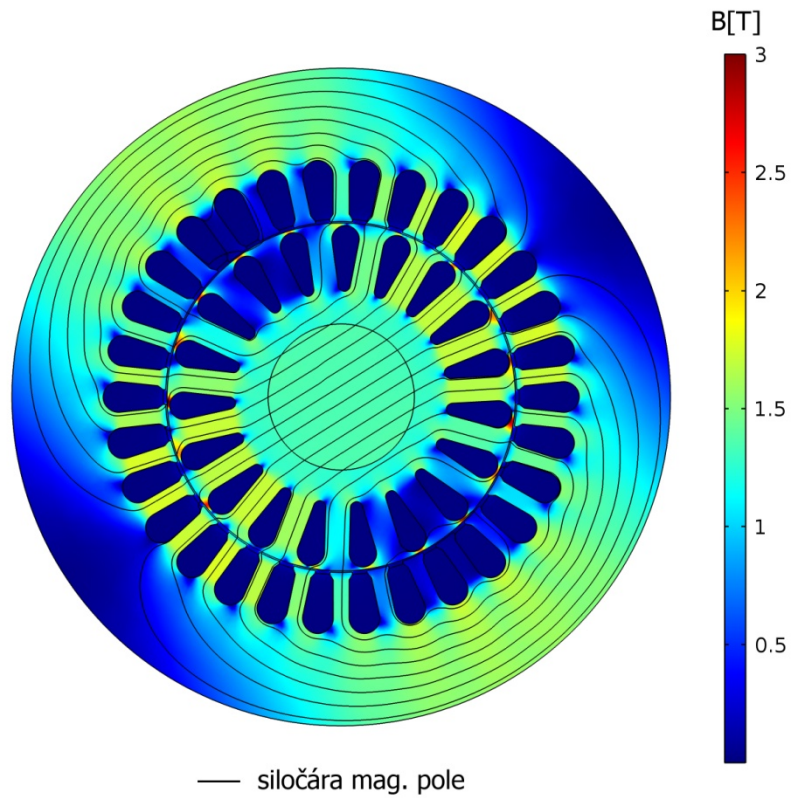
Příloha B 12 Magnetické pole 5-fázového stroje pro $M_{zat1}=0Nm$ a $\vartheta_3=12,63^\circ$



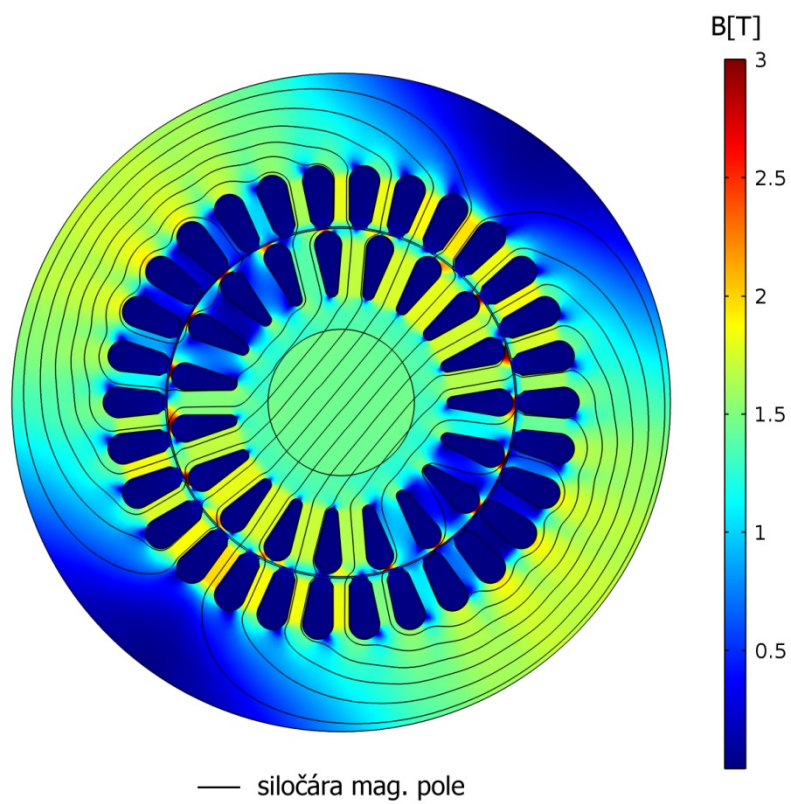
Příloha B 13 Magnetické pole 5-fázového stroje pro $M_{zat2}=2,5Nm$ a $\vartheta_1=0^\circ$



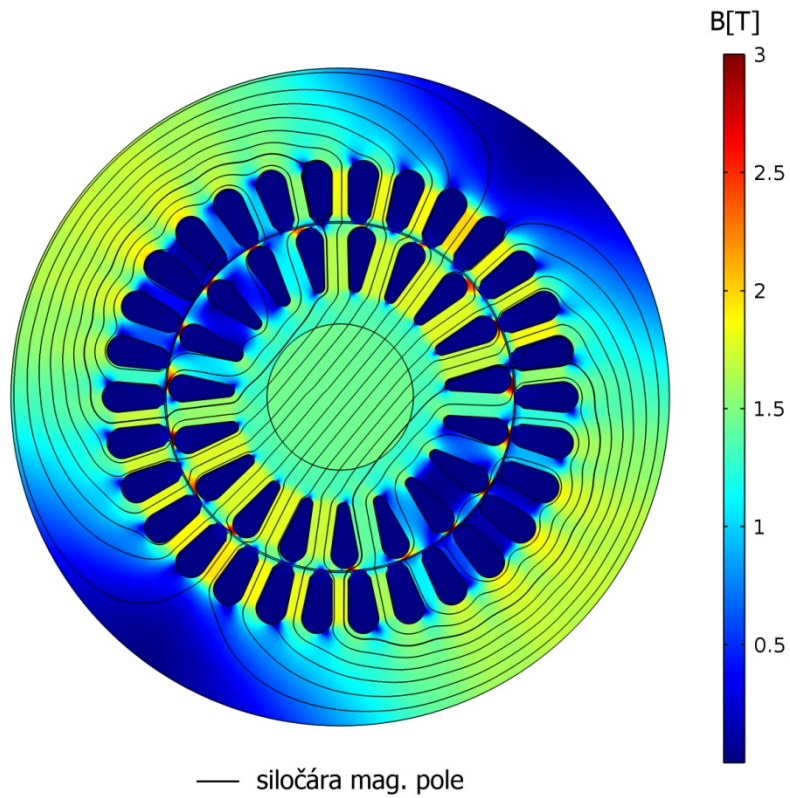
Příloha B 14 Magnetické pole 5-fázového stroje pro $M_{zat2}=2,5Nm$ a $\vartheta_2=6,32^\circ$



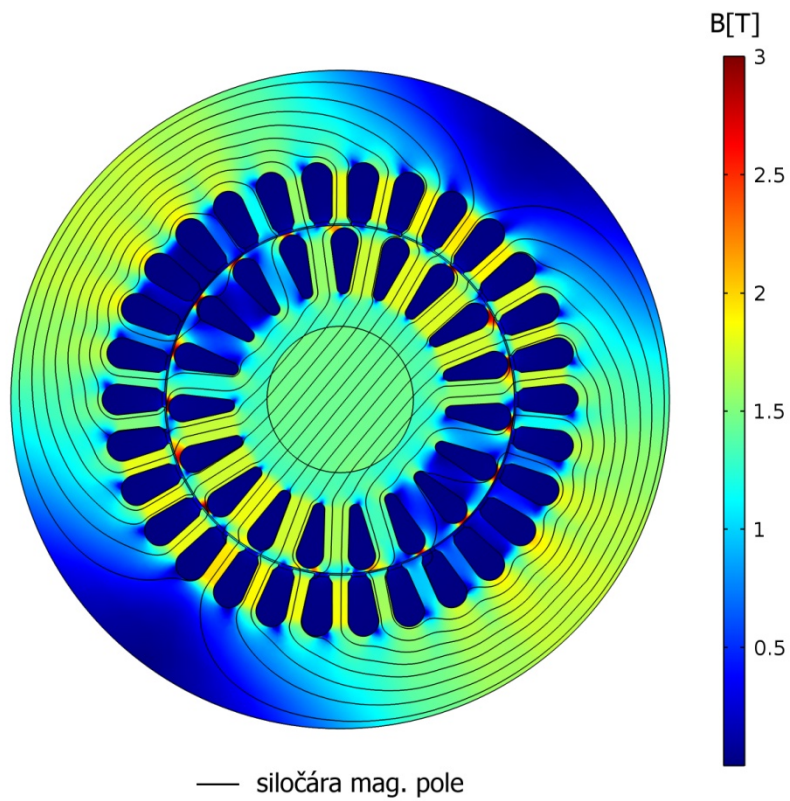
Příloha B 15 Magnetické pole 5-fázového stroje pro $M_{zat2}=2,5Nm$ a $\vartheta_3=12,63^\circ$



Příloha B 16 Magnetické pole 5-fázového stroje pro $M_{zat3}=5Nm$ a $\vartheta_1=0^\circ$



Příloha B 17 Magnetické pole 5-fázového stroje pro $M_{zat3}=5Nm$ a $\vartheta_2=6,32^\circ$



Příloha B 18 Magnetické pole 5-fázového stroje pro $M_{zat3}=5Nm$ a $\vartheta_3=12,63^\circ$

Příloha C

$M_{zat1}=0Nm$			
	$\vartheta_1=0^\circ$	$\vartheta_2=6,32^\circ$	$\vartheta_3=12,63^\circ$
řád harmonické	poměrná amplituda	poměrná amplituda	poměrná amplituda
1	1,0000	1,0000	1,0000
2	0,0026	0,0023	0,0010
3	0,0252	0,0251	0,0249
4	0,0068	0,0061	0,0060
5	0,0687	0,0659	0,0657
6	0,0053	0,0095	0,0075
7	0,0033	0,0034	0,0053
8	0,0012	0,0033	0,0034
9	0,0053	0,0052	0,0063
10	0,0013	0,0044	0,0042
11	0,0070	0,0042	0,0048
12	0,0009	0,0041	0,0040
13	0,0056	0,0051	0,0055
14	0,0043	0,0039	0,0027
15	0,0021	0,0045	0,0052
16	0,0057	0,0035	0,0031
17	0,0018	0,0012	0,0010
18	0,0030	0,0052	0,0054
19	0,0293	0,0298	0,0295
20	0,0074	0,0120	0,0122
21	0,0018	0,0023	0,0013
22	0,0070	0,0088	0,0086
23	0,2837	0,2835	0,2837
24	0,0011	0,0047	0,0043
25	0,1899	0,1895	0,1893
26	0,0066	0,0089	0,0082
27	0,0115	0,0113	0,0115
28	0,0041	0,0023	0,0029
29	0,0068	0,0054	0,0054
30	0,0041	0,0016	0,0019
31	0,0005	0,0002	0,0006
32	0,0045	0,0027	0,0022
33	0,0008	0,0035	0,0030
34	0,0037	0,0024	0,0016
35	0,0027	0,0028	0,0029
36	0,0015	0,0019	0,0018
37	0,0053	0,0024	0,0028
38	0,0018	0,0032	0,0037
39	0,0055	0,0030	0,0020
40	0,0030	0,0026	0,0028
41	0,0010	0,0028	0,0034
42	0,0036	0,0014	0,0014
43	0,0091	0,0078	0,0075
44	0,0055	0,0033	0,0036
45	0,0028	0,0022	0,0023
46	0,0096	0,0105	0,0104
47	0,1604	0,1598	0,1596
48	0,0021	0,0004	0,0012
49	0,1420	0,1420	0,1421
50	0,0103	0,0109	0,0109
51	0,0100	0,0099	0,0097
52	0,0042	0,0043	0,0045
53	0,0120	0,0111	0,0110
54	0,0021	0,0016	0,0015
55	0,0024	0,0012	0,0014
56	0,0017	0,0011	0,0007
57	0,0011	0,0015	0,0015
58	0,0019	0,0011	0,0010
59	0,0004	0,0020	0,0018
60	0,0029	0,0026	0,0024

Příloha C 1 Tabulka amplitud harmonických magnetické indukce ve vzduchové mezeře pro 3-fázový stroj při

$M_{zat1}=0Nm$

$M_{zat2}=2,5Nm$

řád harmonické	$\vartheta_1=0^\circ$	$\vartheta_2=6,32^\circ$	$\vartheta_3=12,63^\circ$
	poměrná amplituda	poměrná amplituda	poměrná amplituda
1	1,0000	1,0000	1,0000
2	0,0073	0,0055	0,0078
3	0,0515	0,0513	0,0518
4	0,0133	0,0150	0,0134
5	0,0307	0,0313	0,0249
6	0,0051	0,0056	0,0066
7	0,0369	0,0371	0,0392
8	0,0026	0,0013	0,0009
9	0,0188	0,0190	0,0147
10	0,0014	0,0029	0,0012
11	0,0161	0,0173	0,0199
12	0,0008	0,0010	0,0001
13	0,0142	0,0179	0,0161
14	0,0050	0,0058	0,0039
15	0,0132	0,0109	0,0161
16	0,0058	0,0072	0,0064
17	0,0260	0,0192	0,0218
18	0,0297	0,0306	0,0285
19	0,0159	0,0183	0,0124
20	0,0414	0,0445	0,0385
21	0,0114	0,0117	0,0108
22	0,0097	0,0203	0,0148
23	0,3002	0,2989	0,2970
24	0,0038	0,0094	0,0059
25	0,1731	0,1724	0,1752
26	0,0050	0,0080	0,0085
27	0,0157	0,0159	0,0164
28	0,0050	0,0089	0,0049
29	0,0015	0,0019	0,0016
30	0,0057	0,0073	0,0054
31	0,0026	0,0014	0,0014
32	0,0010	0,0033	0,0027
33	0,0032	0,0013	0,0015
34	0,0030	0,0028	0,0032
35	0,0069	0,0026	0,0019
36	0,0032	0,0029	0,0015
37	0,0111	0,0056	0,0075
38	0,0029	0,0003	0,0013
39	0,0173	0,0178	0,0109
40	0,0040	0,0042	0,0014
41	0,0057	0,0088	0,0117
42	0,0071	0,0032	0,0078
43	0,0065	0,0072	0,0084
44	0,0117	0,0063	0,0099
45	0,0075	0,0070	0,0066
46	0,0121	0,0067	0,0098
47	0,1593	0,1603	0,1602
48	0,0076	0,0071	0,0075
49	0,1423	0,1420	0,1425
50	0,0092	0,0096	0,0083
51	0,0111	0,0102	0,0097
52	0,0039	0,0044	0,0020
53	0,0022	0,0025	0,0020
54	0,0046	0,0043	0,0014
55	0,0058	0,0046	0,0056
56	0,0010	0,0008	0,0018
57	0,0024	0,0014	0,0019
58	0,0048	0,0043	0,0040
59	0,0013	0,0024	0,0020
60	0,0031	0,0035	0,0025

Příloha C 2 Tabulka amplitud harmonických magnetické indukce ve vzduchové mezeře pro 3-fázový stroj při $M_{zat2}=2,5Nm$

$M_{z3}=5Nm$			
	$\vartheta_1=0^\circ$	$\vartheta_2=6,32^\circ$	$\vartheta_3=12,63^\circ$
řád harmonické	poměrná amplituda	poměrná amplituda	poměrná amplituda
1	1,0000	1,0000	1,0000
2	0,0122	0,0097	0,0078
3	0,0245	0,0235	0,0259
4	0,0214	0,0151	0,0176
5	0,0992	0,0980	0,1013
6	0,0063	0,0071	0,0049
7	0,0346	0,0298	0,0344
8	0,0035	0,0081	0,0018
9	0,0014	0,0055	0,0058
10	0,0017	0,0024	0,0026
11	0,0135	0,0147	0,0137
12	0,0055	0,0061	0,0058
13	0,0092	0,0115	0,0133
14	0,0042	0,0038	0,0033
15	0,0108	0,0048	0,0063
16	0,0075	0,0085	0,0069
17	0,0170	0,0275	0,0123
18	0,0447	0,0445	0,0413
19	0,0485	0,0504	0,0500
20	0,0838	0,0832	0,0802
21	0,0012	0,0031	0,0013
22	0,0209	0,0291	0,0178
23	0,3277	0,3296	0,3300
24	0,0023	0,0155	0,0097
25	0,1442	0,1407	0,1426
26	0,0030	0,0091	0,0068
27	0,0093	0,0100	0,0109
28	0,0093	0,0162	0,0116
29	0,0066	0,0041	0,0043
30	0,0081	0,0106	0,0080
31	0,0035	0,0031	0,0013
32	0,0027	0,0031	0,0032
33	0,0044	0,0020	0,0018
34	0,0041	0,0029	0,0024
35	0,0051	0,0025	0,0028
36	0,0060	0,0058	0,0049
37	0,0111	0,0100	0,0057
38	0,0055	0,0030	0,0023
39	0,0276	0,0286	0,0261
40	0,0019	0,0040	0,0019
41	0,0195	0,0091	0,0149
42	0,0059	0,0053	0,0112
43	0,0180	0,0155	0,0203
44	0,0173	0,0161	0,0187
45	0,0042	0,0036	0,0041
46	0,0112	0,0031	0,0118
47	0,1622	0,1603	0,1619
48	0,0109	0,0092	0,0122
49	0,1395	0,1399	0,1403
50	0,0080	0,0071	0,0064
51	0,0070	0,0059	0,0053
52	0,0060	0,0066	0,0050
53	0,0112	0,0115	0,0116
54	0,0071	0,0063	0,0027
55	0,0040	0,0014	0,0042
56	0,0029	0,0005	0,0038
57	0,0006	0,0022	0,0016
58	0,0083	0,0082	0,0074
59	0,0009	0,0008	0,0017
60	0,0033	0,0047	0,0041

Příloha C 3 Tabulka amplitud harmonických magnetické indukce ve vzduchové mezeře pro 3-fázový stroj při $M_{z3}=5Nm$

$M_{zat1}=0Nm$

řád harmonické	$\vartheta_1=0^\circ$	$\vartheta_2=6.32^\circ$	$\vartheta_3=12.63^\circ$
	poměrná amplituda	poměrná amplituda	poměrná amplituda
1	1,0000	1,0000	1,0000
2	0,0023	0,0044	0,0044
3	0,0679	0,0658	0,0663
4	0,0014	0,0014	0,0010
5	0,0259	0,0210	0,0232
6	0,0038	0,0035	0,0023
7	0,0104	0,0116	0,0113
8	0,0044	0,0022	0,0018
9	0,0089	0,0122	0,0128
10	0,0024	0,0070	0,0058
11	0,0067	0,0091	0,0090
12	0,0026	0,0064	0,0053
13	0,0019	0,0023	0,0026
14	0,0021	0,0037	0,0042
15	0,0022	0,0017	0,0017
16	0,0004	0,0044	0,0043
17	0,0053	0,0051	0,0049
18	0,0056	0,0034	0,0030
19	0,0020	0,0037	0,0041
20	0,0101	0,0087	0,0084
21	0,0032	0,0043	0,0045
22	0,0031	0,0020	0,0023
23	0,0092	0,0093	0,0095
24	0,0016	0,0047	0,0040
25	0,0057	0,0046	0,0052
26	0,0037	0,0050	0,0047
27	0,0157	0,0163	0,0164
28	0,0123	0,0121	0,0125
29	0,3301	0,3294	0,3295
30	0,0016	0,0015	0,0015
31	0,2570	0,2572	0,2573
32	0,0117	0,0120	0,0117
33	0,0226	0,0209	0,0212
34	0,0036	0,0034	0,0033
35	0,0063	0,0058	0,0060
36	0,0022	0,0018	0,0021
37	0,0028	0,0016	0,0027
38	0,0010	0,0004	0,0013
39	0,0020	0,0040	0,0040
40	0,0006	0,0002	0,0002
41	0,0012	0,0011	0,0007
42	0,0007	0,0016	0,0017
43	0,0016	0,0008	0,0006
44	0,0018	0,0009	0,0013
45	0,0007	0,0003	0,0007
46	0,0004	0,0010	0,0008
47	0,0009	0,0013	0,0012
48	0,0019	0,0022	0,0028
49	0,0003	0,0006	0,0002
50	0,0015	0,0018	0,0022
51	0,0007	0,0002	0,0005
52	0,0010	0,0006	0,0014
53	0,0028	0,0031	0,0035
54	0,0029	0,0024	0,0028
55	0,0008	0,0003	0,0018
56	0,0047	0,0043	0,0042
57	0,0036	0,0030	0,0034
58	0,0108	0,0105	0,0101
59	0,1373	0,1375	0,1372
60	0,0014	0,0016	0,0018
61	0,1316	0,1315	0,1315
62	0,0125	0,0130	0,0130
63	0,0164	0,0159	0,0157
64	0,0043	0,0044	0,0042
65	0,0079	0,0061	0,0067

Příloha C 4 Tabulka amplitud harmonických magnetické indukce ve vzduchové mezeře pro 5-fázový stroj při

$M_{zat1}=0Nm$

$M_{zat2}=2,5Nm$

řád harmonické	$\vartheta_1=0^\circ$	$\vartheta_2=6,32^\circ$	$\vartheta_3=12,63^\circ$
	poměrná amplituda	poměrná amplituda	poměrná amplituda
1	1,0000	1,0000	1,0000
2	0,0016	0,0014	0,0017
3	0,0801	0,0796	0,0804
4	0,0026	0,0011	0,0024
5	0,0263	0,0259	0,0233
6	0,0025	0,0003	0,0033
7	0,0204	0,0236	0,0254
8	0,0075	0,0083	0,0095
9	0,0168	0,0129	0,0183
10	0,0122	0,0135	0,0145
11	0,0150	0,0114	0,0092
12	0,0034	0,0025	0,0057
13	0,0060	0,0071	0,0051
14	0,0048	0,0025	0,0019
15	0,0027	0,0012	0,0025
16	0,0063	0,0022	0,0045
17	0,0031	0,0037	0,0046
18	0,0250	0,0221	0,0246
19	0,0080	0,0066	0,0084
20	0,0387	0,0351	0,0368
21	0,0112	0,0106	0,0073
22	0,0133	0,0101	0,0102
23	0,0094	0,0081	0,0111
24	0,0034	0,0069	0,0039
25	0,0142	0,0161	0,0140
26	0,0045	0,0047	0,0036
27	0,0274	0,0273	0,0275
28	0,0115	0,0125	0,0122
29	0,3371	0,3376	0,3373
30	0,0113	0,0110	0,0115
31	0,2454	0,2448	0,2446
32	0,0086	0,0079	0,0081
33	0,0224	0,0238	0,0224
34	0,0033	0,0031	0,0033
35	0,0051	0,0023	0,0036
36	0,0019	0,0028	0,0040
37	0,0017	0,0098	0,0103
38	0,0009	0,0005	0,0016
39	0,0134	0,0125	0,0147
40	0,0053	0,0050	0,0037
41	0,0053	0,0069	0,0065
42	0,0047	0,0053	0,0053
43	0,0035	0,0032	0,0019
44	0,0022	0,0023	0,0002
45	0,0006	0,0011	0,0012
46	0,0020	0,0021	0,0026
47	0,0007	0,0015	0,0010
48	0,0059	0,0075	0,0073
49	0,0026	0,0010	0,0008
50	0,0100	0,0113	0,0110
51	0,0009	0,0010	0,0027
52	0,0026	0,0040	0,0045
53	0,0010	0,0022	0,0027
54	0,0039	0,0023	0,0029
55	0,0062	0,0058	0,0062
56	0,0045	0,0048	0,0044
57	0,0105	0,0105	0,0104
58	0,0133	0,0130	0,0128
59	0,1345	0,1347	0,1347
60	0,0061	0,0067	0,0061
61	0,1351	0,1354	0,1348
62	0,0126	0,0129	0,0133
63	0,0127	0,0120	0,0128
64	0,0039	0,0033	0,0034
65	0,0007	0,0010	0,0012

Příloha C 5 Tabulka amplitud harmonických magnetické indukce ve vzduchové mezeře pro 5-fázový stroj při $M_{zat2}=2,5Nm$

$M_{zat3}=5Nm$

řád harmonické	$\vartheta_1=0^\circ$	$\vartheta_2=6.32^\circ$	$\vartheta_3=12.63^\circ$
	poměrná amplituda	poměrná amplituda	poměrná amplituda
1	1,0000	1,0000	1,0000
2	0,0011	0,0006	0,0032
3	0,0748	0,0760	0,0761
4	0,0038	0,0057	0,0047
5	0,0278	0,0257	0,0275
6	0,0006	0,0010	0,0025
7	0,0196	0,0214	0,0182
8	0,0127	0,0167	0,0172
9	0,0137	0,0078	0,0138
10	0,0177	0,0185	0,0191
11	0,0131	0,0107	0,0045
12	0,0025	0,0032	0,0038
13	0,0077	0,0086	0,0017
14	0,0041	0,0050	0,0033
15	0,0062	0,0079	0,0040
16	0,0090	0,0057	0,0080
17	0,0048	0,0036	0,0022
18	0,0358	0,0343	0,0364
19	0,0078	0,0052	0,0102
20	0,0748	0,0703	0,0736
21	0,0088	0,0114	0,0048
22	0,0223	0,0189	0,0217
23	0,0124	0,0145	0,0125
24	0,0030	0,0060	0,0021
25	0,0138	0,0137	0,0124
26	0,0065	0,0031	0,0034
27	0,0275	0,0275	0,0264
28	0,0104	0,0113	0,0110
29	0,3542	0,3548	0,3538
30	0,0152	0,0155	0,0168
31	0,2251	0,2242	0,2246
32	0,0077	0,0055	0,0081
33	0,0189	0,0180	0,0192
34	0,0013	0,0016	0,0016
35	0,0048	0,0036	0,0075
36	0,0018	0,0016	0,0029
37	0,0070	0,0074	0,0065
38	0,0022	0,0025	0,0019
39	0,0245	0,0241	0,0246
40	0,0106	0,0093	0,0080
41	0,0125	0,0121	0,0135
42	0,0072	0,0078	0,0062
43	0,0045	0,0049	0,0042
44	0,0032	0,0020	0,0036
45	0,0018	0,0006	0,0007
46	0,0024	0,0031	0,0042
47	0,0007	0,0009	0,0012
48	0,0084	0,0098	0,0085
49	0,0016	0,0016	0,0015
50	0,0206	0,0216	0,0213
51	0,0015	0,0020	0,0039
52	0,0060	0,0070	0,0055
53	0,0043	0,0032	0,0042
54	0,0041	0,0015	0,0030
55	0,0044	0,0041	0,0036
56	0,0046	0,0043	0,0049
57	0,0125	0,0127	0,0129
58	0,0107	0,0109	0,0097
59	0,1309	0,1309	0,1313
60	0,0144	0,0148	0,0143
61	0,1391	0,1389	0,1384
62	0,0104	0,0109	0,0115
63	0,0075	0,0084	0,0088
64	0,0034	0,0042	0,0036
65	0,0044	0,0041	0,0046

Příloha C 6 Tabulka amplitud harmonických magnetické indukce ve vzduchové mezeře pro 5-fázový stroj při

 $M_{zat3}=5Nm$

Příloha D

H_{\max} [A/m]	B_{\max} [T]
153,43	1,000
564,58	1,501
2496,50	1,675
4974,80	1,762
9946,80	1,876
30,00	0,033
40,00	0,050
49,85	0,072
60,05	0,104
70,32	0,151
80,09	0,218
90,03	0,320
99,87	0,436
199,97	1,224
298,76	1,377
399,85	1,443
499,52	1,482
597,57	1,509
700,44	1,530
799,51	1,546
899,16	1,560
997,41	1,573
1498,00	1,618
1998,80	1,650
2468,40	1,674
2958,00	1,695
4001,30	1,733
4998,70	1,763
5991,00	1,790
6986,10	1,814
7915,10	1,835
8984,40	1,857
10001,00	1,877
19872,00	2,017
20722,00	2,026

Příloha D 1 Parametry trafoplechu M800-50A