ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI
FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ

KATEDRA ELEKTROMECHANIKY A VÝKONOVÉ ELEKTRONIKY

DIPLOMOVÁ PRÁCE

Vliv mechanického zatížení asynchronního stroje na rozložení elektromagnetického pole

vedoucí práce: **Ing. Vladimír Kindl, Ph.D.**
autor: **Jiří Zíka**

2012

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI
Fakulta elektrotechnická
Akademický rok: **2011/2012**

ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

(PROJEKTU, UMĚLECKÉHO DÍLA, UMĚLECKÉHO VÝKONU)

Jméno a příjmení:	**Jiří ZÍKA**
Osobní číslo:	**E10N0081P**
Studijní program:	**N2612 Elektrotechnika a informatika**
Studijní obor:	**Průmyslová elektronika a elektromechanika**
Název tématu:	**Vliv mechanického zatížení asynchronního stroje na rozložení elektromagnetického pole.**
Zadávající katedra:	**Katedra elektromechaniky a výkonové elektroniky**

Zásady pro vypracování:

1. Vytvořte matematický model stroje SIEMENS 11 kW.
2. Modelujte několik vybraných zátěžných stavů stroje.
3. Modelované stavy změřte na skutečném stroji.
4. Verifikujte výsledky měření s modely.

Rozsah grafických prací:	**podle doporučení vedoucího**
Rozsah pracovní zprávy:	**30 - 40 stran**
Forma zpracování diplomové práce:	**tištěná/elektronická**

Seznam odborné literatury:

1. **Bartoš, V.: Elektrické stroje I, II. VŠSE v Plzni, 1986**
2. **Haňka, Ladislav: Teorie elektromagnetického pole. SNTL, Praha, 1975**
3. **Reece, A. B. J. and Preston T. W.: Finite element methods in electrical power engineering, 2000**
4. **elektronické informační zdroje (IEEE)**

Vedoucí diplomové práce:	**Ing. Vladimír Kindl** Katedra elektromechaniky a výkonové elektroniky
Konzultant diplomové práce:	**Doc. Ing. Bohumil Skala, Ph.D.** Katedra elektromechaniky a výkonové elektroniky
Datum zadání diplomové práce:	**17. října 2011**
Termín odevzdání diplomové práce:	**11. května 2012**

Doc. Ing. Jiří Hammerbauer, Ph.D.
děkan

L.S.

Prof. Ing. Václav Kůs, CSc.
vedoucí katedry

V Plzni dne 17. října 2011

Anotace

Předkládaná diplomová práce je zaměřena na ověření výsledků měření asynchronního stroje a jeho matematického modelu, který je řešen metodou konečných prvků v programu FEMM.

Klíčová slova

Točivé magnetické pole, 3-f asynchronní motor, magnetická indukce, matematické modelování, FEMM

Abstract

The master theses relates on verifying the results of measuring induction machine and its mathematical model. The mathematical model is solved using the finite element method.

Key words

Three-phase rotative magnetic field, three-phase induction motor, magnetic induction, mathematical modelling, FEMM

Prohlášení

Předkládám tímto k posouzení a obhajobě diplomovou práci, zpracovanou na závěr studia na Fakultě elektrotechnické Západočeské univerzity v Plzni.

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

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

V Plzni dne 7.5.2012

Jméno příjmení

……..

Poděkování

Tímto bych rád poděkoval vedoucímu diplomové práce Ing. Vladimíru Kindlovi, Ph.D. za cenné profesionální rady, připomínky a metodické vedení práce.

Obsah

Úvod 9
1. Teoretická část 11
Význam a použití asynchronních motorů 11
Konstrukční uspořádání asynchronních strojů 11
Vytvoření točivého magnetického pole 11
Princip-rozběh stroje 12
Nevýhody asynchronního motorů 12
Základní výpočet vinutí 13
Matematický model stroje SIEMENS 11kW 15
Postup při řešení metodou konečných prvků (MKP) 15
Tvorba matematického modelu 17
Geometrie 17
Síť a nastavené materiály 17
Ověření modelu 18
Obecný stav stroje 18
Stav naprázdno 18
Jmenovitý stav stroje 20
2. Měření 23
3. Modely vybraných zátěžných stavů 30
Obor platnosti modelů 30
Stav nakrátko 31
Rozběh v čase 1s 33
Rozběh v čase 3s 35
Stav naprázdno 38
Celkové porovnání 40
Závěr 44
4. Seznam použité literatury 46

Úvod

Práce je zaměřena na porovnání hodnot asynchronního stroje SIEMENS 1LA7 163-4AA10 vzešlých z numerického řešení a z měření na konkrétním stroji. Práce je rozdělena do několika částí.

Dříve než se přistoupí k tvorbě matematického modelu, je potřebné vysvětlit princip asynchronního stroje, jeho využití a konstrukce. Dále je nutné znát základy výpočtu vinutí. Potom je možné vytvořit matematický model stroje, nakreslení geometrie, resp. příčný řez. K vytvoření numerického řešení náleží i nastavení materiálů jednotlivým oblastem, nastavení vstupních proudů do vinutí, rotorové frekvence a nakonec okrajových podmínek. Na modelu stroje naprázdno se porovná hodnota indukce ve vzduchové mezeře s hodnotou, která je dodána výrobcem, popřípadě je vypočítána v elektromagnetickém výpočtu. Další možností ověření modelu je jmenovitý stav, kdy se porovnává jmenovitý moment opět s hodnotou udávanou výrobcem.

Následující kapitola je praktická a zabývá se měřením na stroji. Jelikož je práce zaměřena na vliv zatížení stroje, je k tomu zvoleno měření dynamického přechodového stavu, které věrohodně simuluje chování stroje při zátěži. Dynamický přechodový stav představuje rozběh stroje. Právě během rozběhu je možné pozorovat závislost změny napětí a proudu na změně otáček resp. skluzu. Tím lze získat mnoho informací o chování stroje od stavu nakrátko až po stav naprázdno. Pro následné zpracování jsou velice důležité hodnoty napětí z měřících cívek umístěných na zubové části statoru a jhu statoru.

Další částí je modelování vybraných zátěžných stavů stroje. Zde hrají velkou roli hodnoty naměřené v předchozí části. V matematickém modelu se nastaví napájecí proud a rotorová frekvence. Po vyřešení je možné sledovat mnoho vlastností nebo hodnot stroje (dříve zmiňovaná magnetická indukce nebo intenzita magnetického pole v jednotlivých částech stroje, proudová hustota ve vodičích vinutí nebo lze dopočítat moment stroje atd.). Základní zátěžné stavy představují stav naprázdno a stav nakrátko a mezi ně je vybráno několik stavů během samotného rozběhu, které mají vliv na celkové zhodnocení.

Cílem práce je porovnání výsledku získaných z měření a z numerického řešení metodou konečných prvků. Nejdříve je třeba zhodnotit vhodnost použitých metod a také jejich proveditelnost a nakonec početní i slovní zhodnocení výsledků.

Seznam symbolů

s_n…… Jmenovitý skluz
f_r…… Rotorová frekvence
f_n…… Frekvence napájecí sítě
I_m….. Maximální proud
I_μ…… Magnetizační proud
B_j…… Indukce ve jhu statoru-výsledek z programu FEMM
B_{jm}…. Indukce ve jhu statoru-naměřená hodnota
B_z….. Indukce v zubové části statoru- výsledek z programu FEMM
B_{zm}…. Indukce v zubové části- naměřená hodnota
B_δ….. Indukce ve vzduchové mezeře
δ……. Odchylka
n_s…… Synchronní otáčky
n……. Skutečné otáčky
ω_s……Synchronní úhlová rychlost
ω…… Skutečná úhlová rychlost
Q…… Počet drážek
N…… Počet závitů
p……. Počet pólpárů
t_p…….Pólová rozteč
S……. Plocha
Φ…… Magnetický tok
P……. Výkon
Q_0….. Jalový výkon
cosΦ... Účiník
y_{1d}…...Krok cívky
q……. Počet drážek na pól a fázi
k_r…… Činitel rozlohy
k_y…… Činitel kroku
k_v…… Činitel vinutí
m…… Počet fází
D…… Průměr stroje
l…….. Délka stroje
μ_r…… Relativní permeabilita
γ……..Vodivost
U_{fn}….. Napájecí napětí
M_n……. Jmenovitý moment
U_{iz}……. Napětí z měřící cívky na zubu statoru
U_{ij}……...Napětí z měřící cívky na jhu statoru

1. Teoretická část

Význam a použití asynchronních motorů

Asynchronní stroje jsou nejčastěji používány jako elektrické motory, protože vynikají od ostatních typů strojů jednoduchou konstrukcí a z toho vyplývající ekonomickou dostupností pro podniky i pro širokou veřejnost. Asynchronní motory se staly nejpoužívanější nejen pro svou konstrukci, ale i díky vlastnostem, jako jsou spolehlivost a minimální údržba, která se týká především kontroly a výměny ložisek. U vinutých klecí vzniká navíc opotřebení kroužků a kartáčů. Pro napájení se používá zpravidla třífázová napájecí soustava a pro méně náročné aplikace (výkonově) je možné i jednofázové napájení. [7]

Konstrukční uspořádání asynchronních strojů

Asynchronní stroj se skládá ze dvou základních částí. Těmito částmi jsou stator a rotor. Stator je nejčastěji složen z navzájem izolovaných plechů. Na vnitřní straně statoru jsou drážky, do kterých se vkládá většinou třífázové vinutí. Vinutí bývá jednovrstvé nebo dvouvrstvé s ohledem na dobré elektromagnetické vlastnosti. Konce vinutí jsou vyvedeny na svorkovnici.
V rotorových drážkách je uloženo vinutí, kterému se říká kotva. U motoru s kotvou nakrátko jsou v drážkách rotoru uloženy neizolované, obvykle hliníkové tyče, které jsou v čelech spojeny spojovacími kruhy dokrátka. U menších motorů se vinutí odlévá z hliníku metodou tlakového lití a takovému vinutí se říká klec. U motoru s vinutým rotorem je v drážkách rotoru uloženo trojfázové vinutí z izolovaných vodičů. Začátky fází jsou spojeny do uzlu a konce připojeny ke sběracím kroužkům, na které dosedají kartáče. Takové vinutí rotoru umožnuje připojit zařízení sloužící k regulaci otáček motoru.[6][10]

Vytvoření točivého magnetického pole

1. Dvoufázovým nebo třífázovým vinutím, které je umístěno symetricky v drážkách magnetického obvodu napájené střídavým proudem.
2. Rotující feromagnetické jádro ovinuté vodičem, který je napájen stejnosměrným proudem.
3. Rotace permanentního magnetu

Asynchronní stroj využívá první zmíněný způsob. V drážkách na statoru je umístěno třífázové vinutí a je napájeno střídavým napětím. Samotné točivé pole je tvořeno třemi póly posunutými od sebe v prostoru o 120° a fázovým posuvem mezi jednotlivými póly také o 120°. [8]

Princip-rozběh stroje

Statorové vinutí je napájeno střídavým napětím. Toto napětí vyvolá ve statorovém obvodu točivé magnetické pole o točivé rychlosti ω_1, což způsobí, že se v rotorové části indukuje napětí. Ve vodivém rotorovém vinutí vzniká proud, to vede ke vzniku magnetického pole rotoru. Tato pole na sebe vzájemně působí silově, svážou se a vznikne elektromagnetický moment. Tím pádem se začne rotor roztáčet. Vyšší otáčky rotoru způsobí pokles vzájemné rychlosti pole statoru a rotoru, tím klesá indukované napětí a tím i proud rotoru. Při vyrovnání rychlostí pole statoru i pole rotoru vůči sobě dojde k zániku elektromagnetického momentu. Tohoto stavu ovšem nelze u asynchronního stroje docílit, protože vlivem ztrát naprázdno jsou otáčky rotoru vždy nižší než synchronní. Vztah mezi rychlostmi statoru a rotoru je dán skluzem. [8]

$$s = \frac{(n_s - n)}{n_s} = \frac{(\omega_s - \omega)}{\omega_s} \qquad (1)$$

n_s- synchronní otáčky
n -skutečné otáčky
ω_s-synchronní otáčivá rychlost
ω -skutečná otáčivá rychlost

Nevýhody asynchronního motorů

Dlouhou dobu se asynchronní motory potýkaly s komplikovanou regulací otáček. Tato komplikace je v dnešní době vyřešena pomocí výkonové elektroniky, nejčastěji se především používají právě frekvenční měniče nebo softstartery. Další nevýhoda je velký proudový náraz, který vzniká v případě přímého zapojení asynchronního motoru na síť. Další parametr, který je negativně ovlivňován, je účiník cosΦ, ten bývá při nominálním zatížení 0,8 až 0,9. S postupným úbytkem zatížení se zmenšuje (zhoršuje), a proto asynchronní motory způsobují jalové zatížení napájecí soustavy, tím pádem se musí napájecí soustavy kompenzovat. [11]

Základní výpočet vinutí

Štítkové hodnoty stroje SIEMENS 1LA7 163-4AA10

P=11kW	
D 230V	37,3A
Y 400V	21,5A
n=1460 ot/min	
cosϕ = 0,84	
IP 55	

Tabulka 1.1

Dříve než se přistoupí k samotné tvorbě matematického modelu, je potřeba vypočítat základní parametry asynchronního stroje pomocí elektromagnetického výpočtu.

Vinutí stroje SIEMENS 1LA7 163-4AA10 je uloženo ve Q=48 drážkách, přičemž každá cívka vinutí je tvořena *N*=15 závity [5].

Vinutí stroje je jednovrstvé. Pro počet pólů stroje 2*p*=4 vychází pólová rozteč statoru

$$t_p = \frac{Q}{2p} = \frac{48}{4} = 12 \text{ drážek} \qquad (2)$$

a krok cívky by měl být zkrácen na

$$y_{1d} = \beta . t_p = 0{,}83.12 = 9{,}96 \cong 10 \text{ drážek} \qquad (3)$$

Vzhledem k tomu, že vinutí stroje je tvořeno pouze jedinou vrstvou, je nutné, aby cívkový krok bylo liché číslo

$$y_{1d}=11$$

Počet drážek na pól a fázi tohoto vinutí pak je

$$q = \frac{Q_1}{2pm} = \frac{48}{4.3} = 4 \qquad (4)$$

Pro vinutí s celistvým počtem drážek na pól a fázi q je činitel rozlohy k_r

$$k_r = \frac{sin\frac{\Pi}{6}}{q.sin\frac{\Pi}{6.q}} = \frac{0,5}{4.sin\frac{\Pi}{6.4}} = 0,95766 \qquad (5)$$

a činitel kroku k_y

$$k_y = \sin\left(\frac{y_{1d}}{t_p}.\frac{\Pi}{2}\right) = \sin\left(\frac{11}{12}.\frac{\Pi}{2}\right) = 0,99144 \qquad (6)$$

Výsledný činitel vinutí řešeného stroje tak vychází

$$k_{v1} = k_r k_y = 0,95766\,.\,0,99144 = 0,949469 \cong 0,95 \qquad (7)$$

Hlavní vlastnosti vinutí jsou tedy následující:

počet drážek	Q=48
počet fází	m=3
matematický počet fází	m'=6
počet pólových dvojic	2p=4
počet vrstev vinutí	1
počet závitů cívky	15
krok cívky	y_{1d}=11

Tabulka 1.2

Ještě jsou doplněny základní rozměry, jako vnitřní průměr stroje D=0,144m, délka l=0,1365m a předpokládaná indukce ve vzduchové mezeře B_δ=0,89T. [9]

Matematický model stroje SIEMENS 11kW

Geometrie modelu je vytvořena pomocí programu QCAD CommunityEdition, jedná se o výkresy statoru a rotoru z dodaných plechů. Samotný výpočet resp. konečně prvkový model je potom proveden pomocí programu FEMM.

Každé oblasti modelu se přiřadí dané materiály a vlastnosti.

Materiálové vlastnosti

Vinutí statoru (Měď):	$\mu r = 1$
	γ_{Cu}=56 MS/m
Vinutí rotoru (Hliník):	$\mu r = 1$
	γ_{Al}=34,46 MS/m
Železo:	B-H charakteristika daných plechů
Vzduch:	$\mu r = 1$

Dané hodnoty platí při 20°C.

Postup při řešení metodou konečných prvků (MKP)

Oblast diskretizujeme konečným počtem elementů. Vrcholy elementů se nazývají uzly. V programu FEMM se jedná o uzly hraniční, které jsou ve středu hrany elementu. Počítaná veličina v uzlech (vektorový magnetický potenciál) je pomocí tvarové funkce přepočítána na libovolnou lokální souřadnici elementu. Následně dostaneme díky funkcionálu soustavu rovnic, který převede soustavu parciálních diferenciálních rovnic do integrálního tvaru. Soustava rovnic popisujících celou oblast potom představuje řádově tisíce až miliony rovnic. Je třeba si ovšem uvědomit, že počet uzlů se nemůže do nekonečna zvětšovat, protože se musí brát ohled na výpočetní techniku resp. rychlost výpočtu.[4][12]

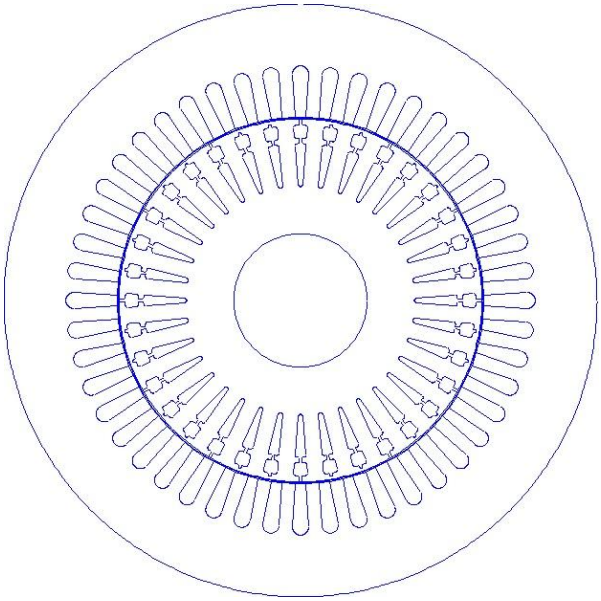
Díky analýze elektrických strojů metodou konečných prvků lze získat mnohem propracovanější výsledky, které by šly analyticky řešit jen velmi těžko jako např.: přesné rozložení magnetického pole uvnitř elektrických strojů, indukce v různých částech stroje a

sycení magnetického obvodu stroje na magnetické pole ve vzduchové mezeře. Pomocí dalších výpočtů lze udělat kontrolu parametrů náhradního schématu stroje, momentu stroje, indukovaného napětí atd. Všechny uvedené výpočty mají omezenou přesnost, která souvisí s diskretizací spojitého prostoru v řešených oblastech. Zmiňované nepřesnosti lze kompenzovat přizpůsobením elementů, kde jsou úlohy řešeny. Tím vznikají určité rozdíly mezi výsledky programů využívajících MKP. [9].

Tvorba matematického modelu

Geometrie

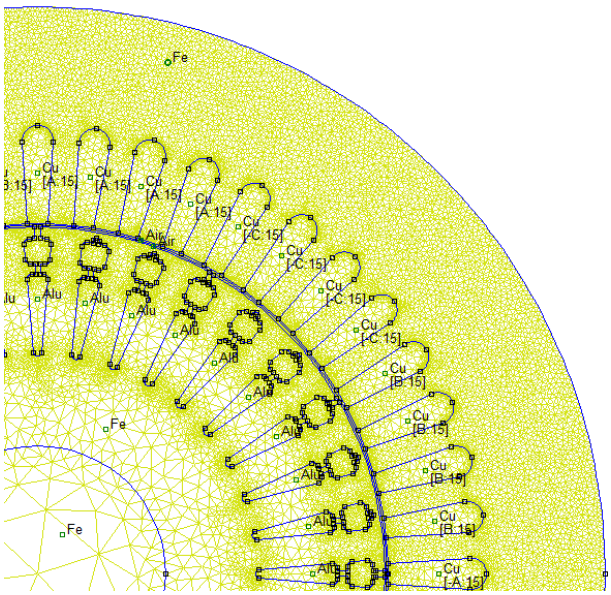
Základní geometrie je vytvořena na základě statorových a rotorových plechů stroje SIEMENS 1LA7 163-4AA10



Obrázek 1.1 Geometrie

Síť a nastavené materiály

Síť je v okolí vzduchové mezery a jha statoru více zahuštěna pro přesnější výpočty.



Obrázek 1.2 Síť a nastavené materiály

Ověření modelu

Před modelováním jednotlivých zátěžných stavů je třeba vytvořit modely pro ověření správnosti. K tomu poslouží modely stavu naprázdno, kde je porovnána indukce ve vzduchové mezeře a poté jmenovitý stav, v němž je porovnán moment stroje s údaji poskytnutými výrobcem.

Obecný stav stroje

Při modelování obecného stavu stroje se uvažuje rotorová frekvence, která je odlišná od napájecí frekvence statoru. V případě jmenovitého stavu je nutné uvažovat napájecí frekvenci rovnou frekvenci v rotoru ve jmenovitém stavu. Dalším příkladem modelu může být stav nakrátko, kdy je uvažována rotorová frekvence rovna statorové frekvenci (skluz je roven jedné). Vychází se tedy z následujícího vztahu:

$$f_r = s_n . f_s \qquad (8)$$

Stav naprázdno

Zjednodušeně lze v programu FEMM modelovat stav naprázdno. U reálného asynchronního stroje, který nemá zatíženou hřídel, vinutím rotoru protéká minimální proud. Tento proud vytváří magnetické pole, které s magnetickým polem statoru vytváří potřebný moment k hrazení mechanických ztrát ve stroji. Tyto ztráty představují tření ložisek a tření chladícího ventilátoru o vzduch. Pro modelování stavu naprázdno je třeba znát přesné otáčky a skluz stroje naprázdno. Když tyto údaje nejsou známy, uvažuje se takový model stavu naprázdno, že rotor stroje je v naprosté synchronizaci se statorovým magnetickým polem.

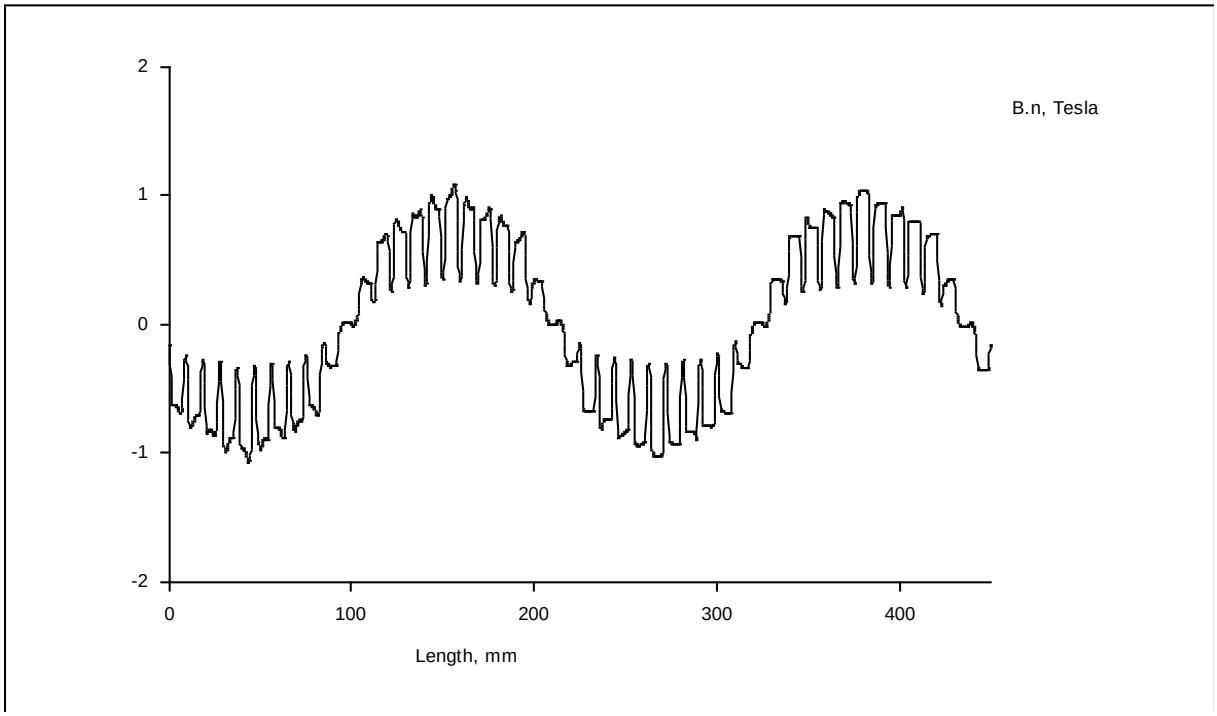
Stav naprázdno je možné v programu FEMM modelovat dvěma způsoby. První možností je harmonická úloha, při které nedochází k indukování proudu do rotorových tyčí, to je možné nastavením nulové vodivosti tyčí rotoru, nebo jako magnetostatickou úlohu. V obou případech ovšem dochází k určitému zjednodušení, protože ve stroji vždy dochází k vzájemnému pohybu statoru a rotoru a tím i k pulzacím magnetického pole, které odpovídá vzájemné poloze statoru a rotoru. V modelovaných případech k těmto situacím nedochází. Výsledky modelu pak lze použít pro kontrolu dimenzování magnetického obvodu stroje a jeho magnetizační indukčnosti. [9]

Stav naprázdno asynchronního stroje SIEMENS 1LA7 163-4AA10 je modelován jako stav pro jeden určitý okamžik stavu naprázdno. Napájecí proud modelu je snížen proti proudu naprázdno na:

$$I_\mu = \frac{Q_0}{3.U_{fn}} = \frac{5954}{3.230} = 8{,}63A \qquad (9)$$

Toto snížení proudu naprázdno na čistě jalovou složku pak vede ke zpřesnění modelu tím, že odpadá reálná složka proudu, která v reálu pokrývá mechanické ztráty a ztráty v železe stroje.

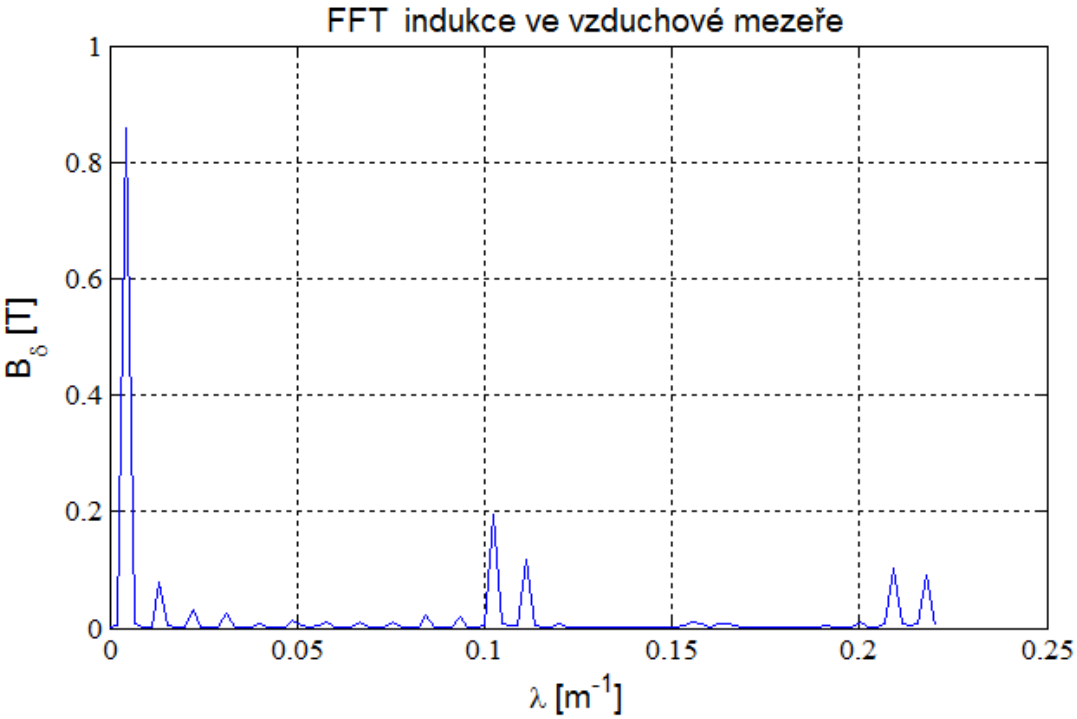
Na následujícím obrázku (Obrázek 1.3) je průběh indukce ve vzduchové mezeře stroje při stavu naprázdno.



Obrázek 1.3 Indukce ve vzduchové mezeře

Pomocí rychlé Fourierovy transformace (FFT) a programu Matlab je zobrazeno spektrum tohoto průběhu (Obrázek 1.4). Z obou výsledků je vidět vliv zubování statoru a rotoru, způsobující vyšší prostorové harmonické ve vzduchové mezeře stroje.

Z výsledků rychlé Fourierovy transformace lze odečítat informace o základní harmonické průběhu magnetického pole ve vzduchové mezeře. Hodnota vycházející z modelu se porovná s vypočítanou hodnotou a tak lze ověřit správnost výsledků.



Obrázek 1.4 Spektrum indukce ve vzduchové mezeře

$$B_{\delta 1} = 0{,}86T \qquad (10)$$

což je hodnota o

$$\delta_{B_\delta} = \left|1 - \frac{B_{\delta 1}}{B_\delta}\right| . 100 = \left|1 - \frac{0{,}86}{0{,}89}\right| . 100 = 3{,}37\% \qquad (11)$$

nižší, nežli předpokládaná hodnota.[9]

Jmenovitý stav stroje

Jmenovitý stav stroje je modelován pro dvě vypočítané hodnoty skluzu, konkrétně pro hodnotu určenou na základě dokumentace výrobce a pro hodnotu určenou iterativním postupem na základě Klossova vztahu.[9]

Pro jmenovité otáčky stroje dle štítkových údajů vychází skluz stroje

$$s_n = \frac{n_s - n_n}{n_s} = \frac{1500-1460}{1500} = 0{,}026 \qquad (12)$$

a jmenovitá rotorová frekvence ve stroji pak je dle (viz obecný stav)

$$f_r = s_n . f_n = 0{,}026.50 = 1{,}\overline{33}Hz \qquad (13)$$

Pro tuto jmenovitou frekvenci proudů v rotoru pak vznikl model, jehož výstupem je moment

$$M_{n1}=113,81\text{Nm} \qquad (14)$$

tato hodnota ovšem neodpovídá dokumentaci výrobce.

Proto byl pro srovnání vytvořen model uvažující skluz vypočtený (Iterativní výpočet jmenovitého skluzu- [9]).

Odtud jmenovitá rotorová frekvence

$$f_r = s_n . f_s = 0,0409.50 = 2,045Hz \qquad (15)$$

Model, uvažující tuto frekvenci pak poskytl moment

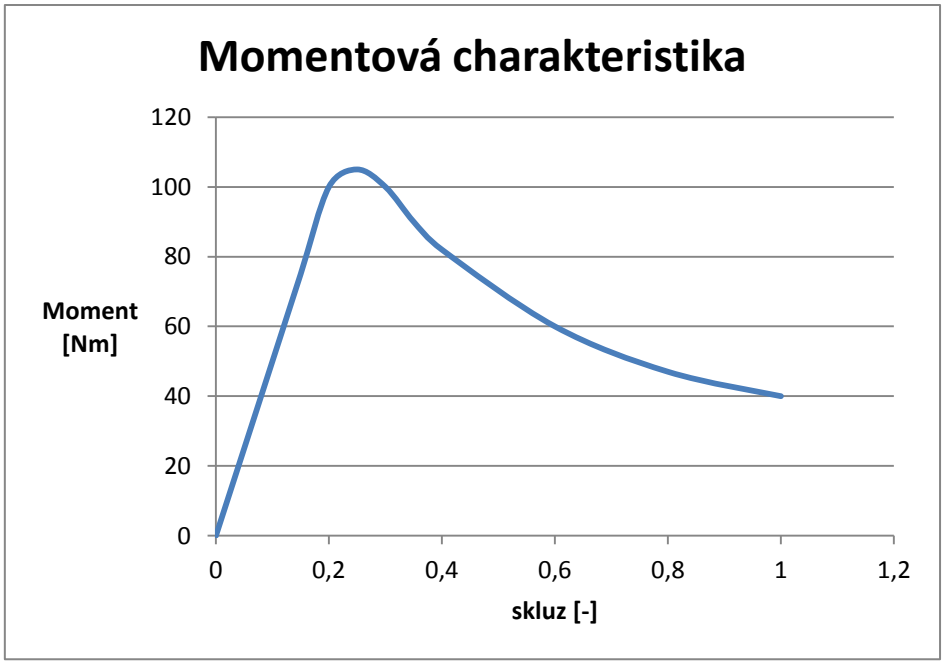
$$M_{n2}=76,38\text{Nm} \qquad (16)$$

což oproti hodnotě vypočtené vztahem tvoří odchylku

$$\delta_{M_n} = \left|1 - \frac{M_{n2}}{M_n}\right| . 100 = \left|1 - \frac{76,38}{73,01}\right| . 100 = 4,615\% \qquad (17)$$

Výpočet momentu stroje metodou konečných prvků

Jsou zde uvedeny dva výpočty jmenovitého momentu stroje. Pro nižší hodnotu skluzu stroje, *s*=0,0267, je vypočtena hodnota momentu M=113,81Nm. Při vyšší hodnotě skluzu, *s*=0,0409, je vypočtena hodnota momentu M=76,38Nm odpovídající hodnotě jmenovitého momentu stroje, který udává výrobce. Tyto výsledky ukazují na rozpor s momentovou charakteristikou asynchronního stroje, neboť zde vychází při nižším skluzu nižší moment (Obrázek 1.5).[9]

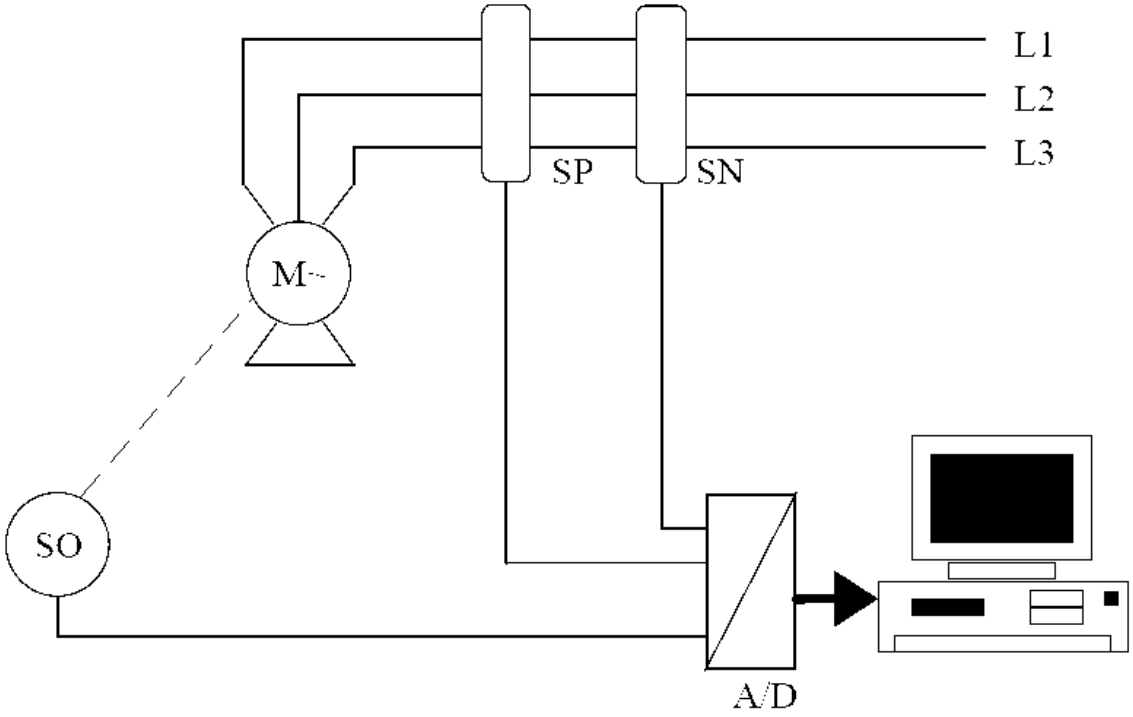


Obrázek 1.5 Momentová charakteristika asynchronního stroje

2. Měření

Ke změření zátěžných stavů stroje byla zvolena metoda dynamických přechodových stavů, která dobře simuluje chování stroje při zátěži. Je zde zaznamenán celý průběh rozběhu od stavu nakrátko po stav naprázdno.

Měření přechodových stavů se provádí na modelovaném asynchronním stroji a zapisování změřených hodnot provádí počítač a AD převodník. Principiální schéma měření je uvedeno na následujícím obrázku.



Obrázek 2.1 Blokové schéma pro měření přechodového stavu stroje [7]

SP - snímač proudu

SN - snímač napětí

M~ - zkoušený motor

SO - snímač otáček

A/D - analogově digitální převodník

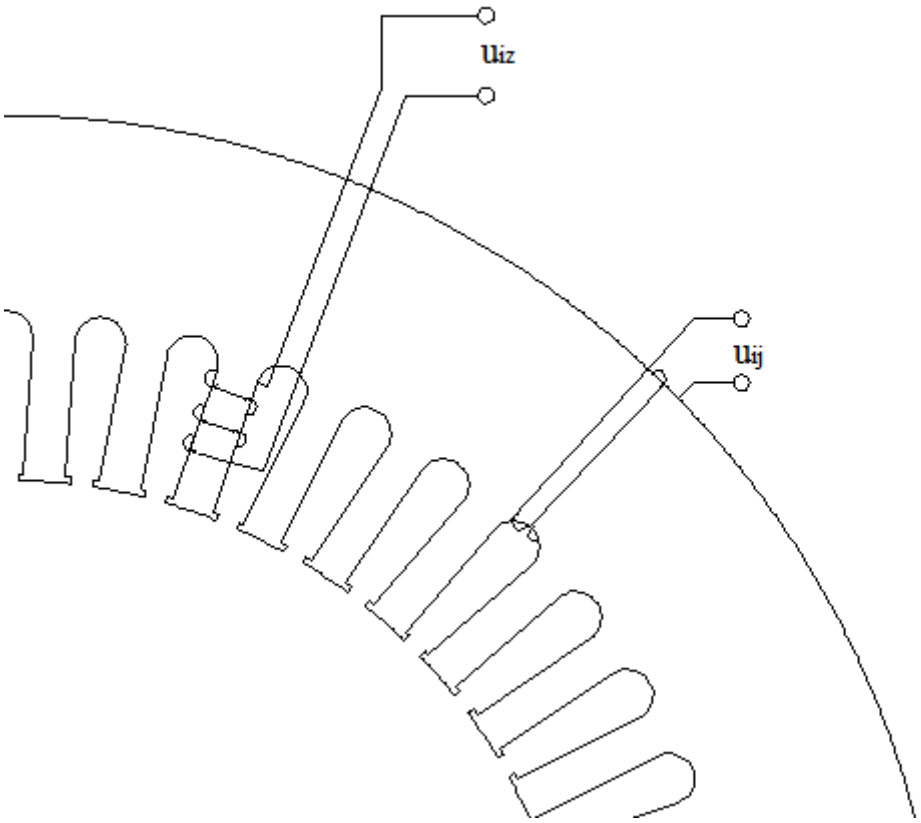
Vzorkovací frekvence převodníku se nastaví na 2096 Hz. Tato frekvence odpovídá periodě 0,477ms. AD převodník se skládá z osmikanálového multiplexeru a samotného jednokanálového převodníku. Převod vstupního napětí od čidel se nepřevede tedy v jednom okamžiku, ale převádí se jednotlivé vstupy za sebou se zpožděním 0,02 ms. Tato doba je

potřebná k odeznění přechodových dějů v obvodech převodníku, což vede k nepatrné chybě v určení fázových posunů napětí a proudu.[7]

Pro porovnání s matematickým modelem byl vybrán jako přechodový stav rozběh naprázdno, tedy s nezatíženou hřídelí.

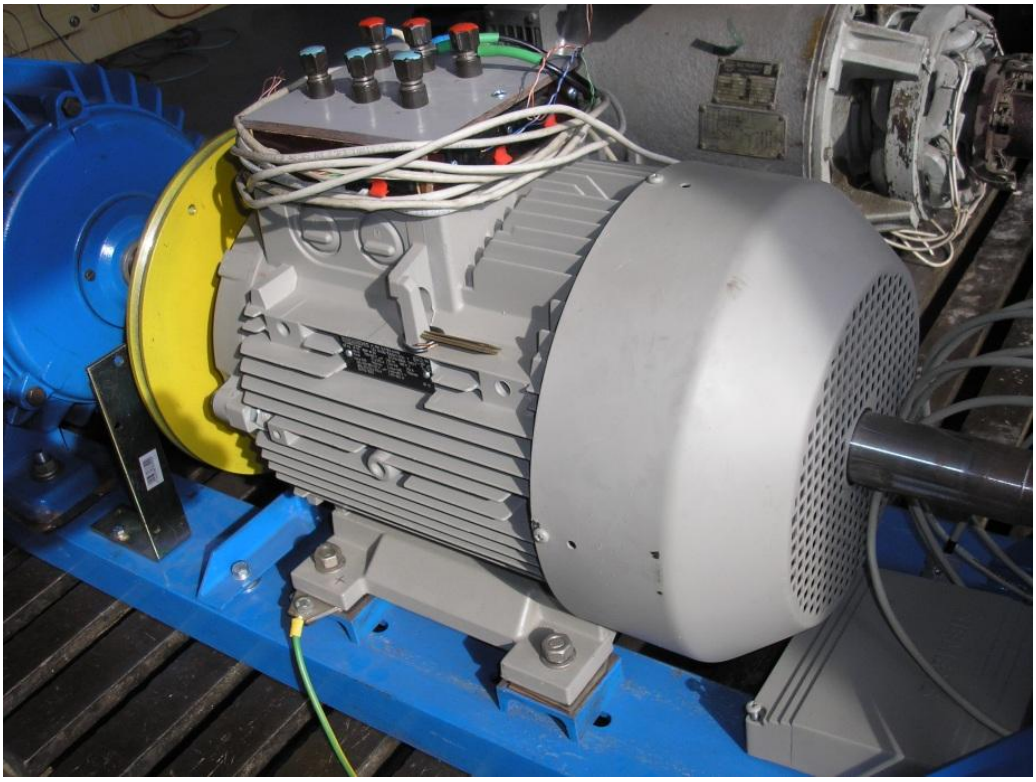
Samotné měření dynamického přechodového děje stroje probíhalo při sníženém napětí U=115V, čímž se prodloužila doba přechodového děje a tím se lépe odečítají hodnoty z grafů. Pomocí programu SCOPEWIN a měřící karty v počítači se zaznamenávají okamžité hodnoty napětí, proudů, otáček a napětí z měřících cívek na zubu statoru (u_{iz}) a jhu statoru (u_{ij}).

Na následujícím obrázku je ilustrativně nakreslené rozmístění měřících cívek:



Obrázek 2.2 Měřící cívky

Dále pak fotografie samotného měřeného stroje a čidla otáček:

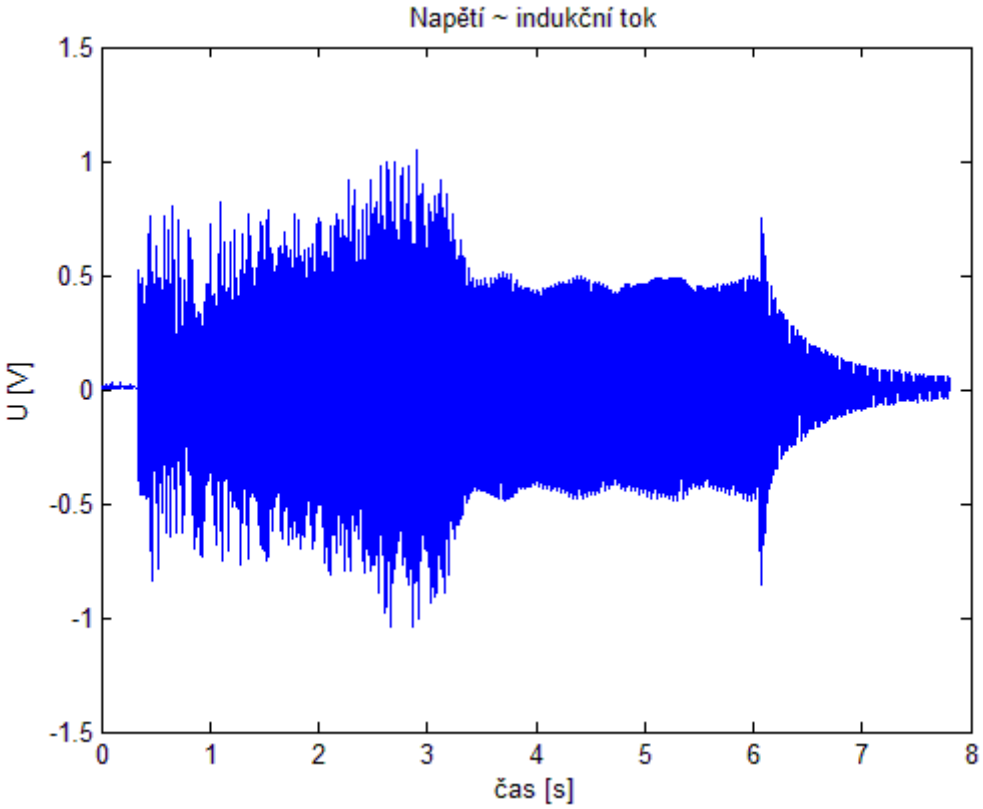


Obrázek 2.3 Měřený motor

Obrázek 2.4 Čidlo otáček

Výsledky (grafy) z měření jsou následující:

Hlavní veličina, která je v práci porovnávána je indukce. Na následujícím obrázku je ale napětí z měřící cívky.



Obrázek 2.5 Napětí z měřící cívky

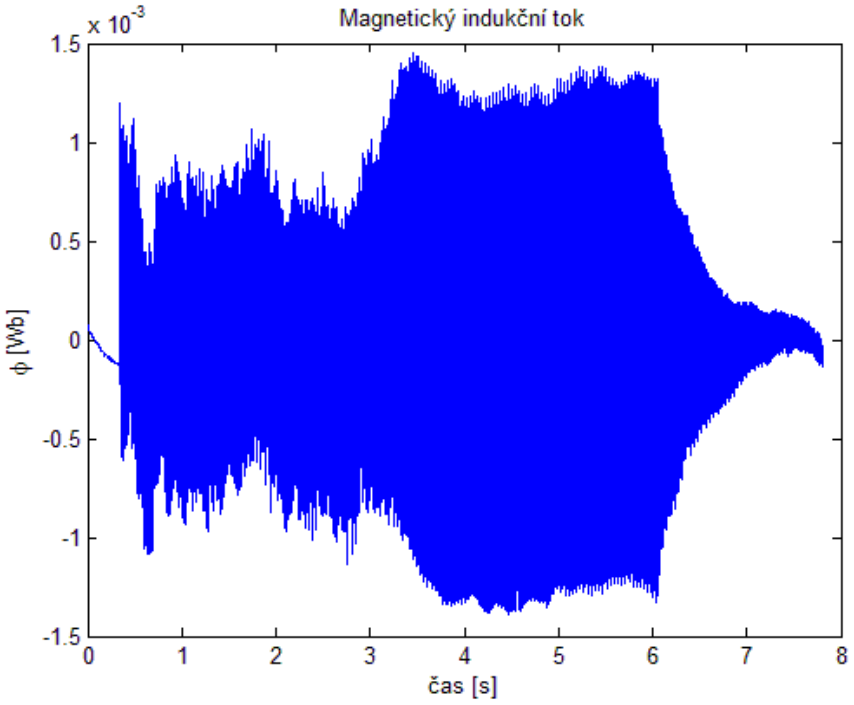
Cívka je umístěná na jhu a je nutno toto napětí nejprve přepočítat na magnetický indukční tok. Vyjdeme-li ze vztahu pro indukované napětí

$$u_i = -\frac{d\Phi}{dt} \qquad (18)$$

potom

$$\Phi = \int u_i dt + C \qquad (19)$$

Následující průběh je již integrál změřeného napětí

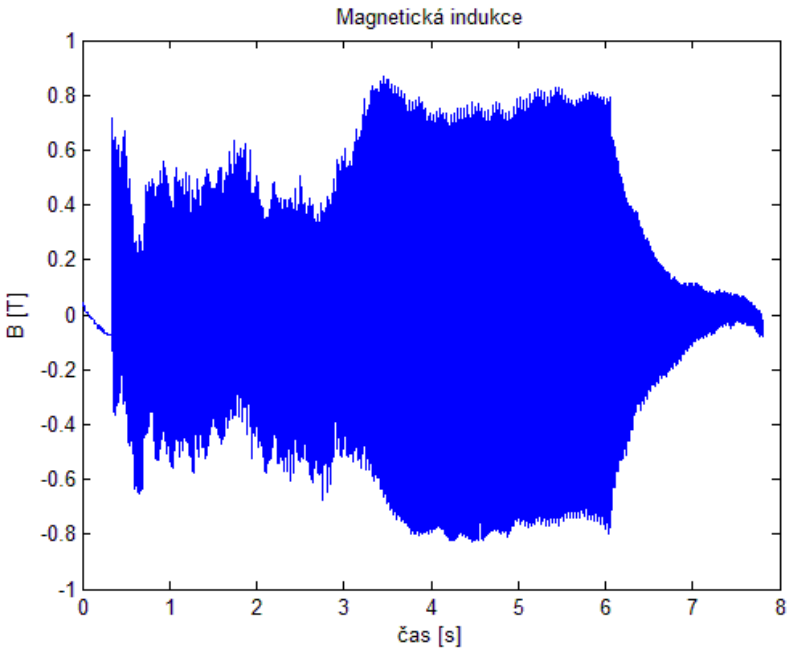


Obrázek 2.6 Integrál napětí

Následně je přepočítán magnetický indukční tok na magnetickou indukci, pomocí vztahu

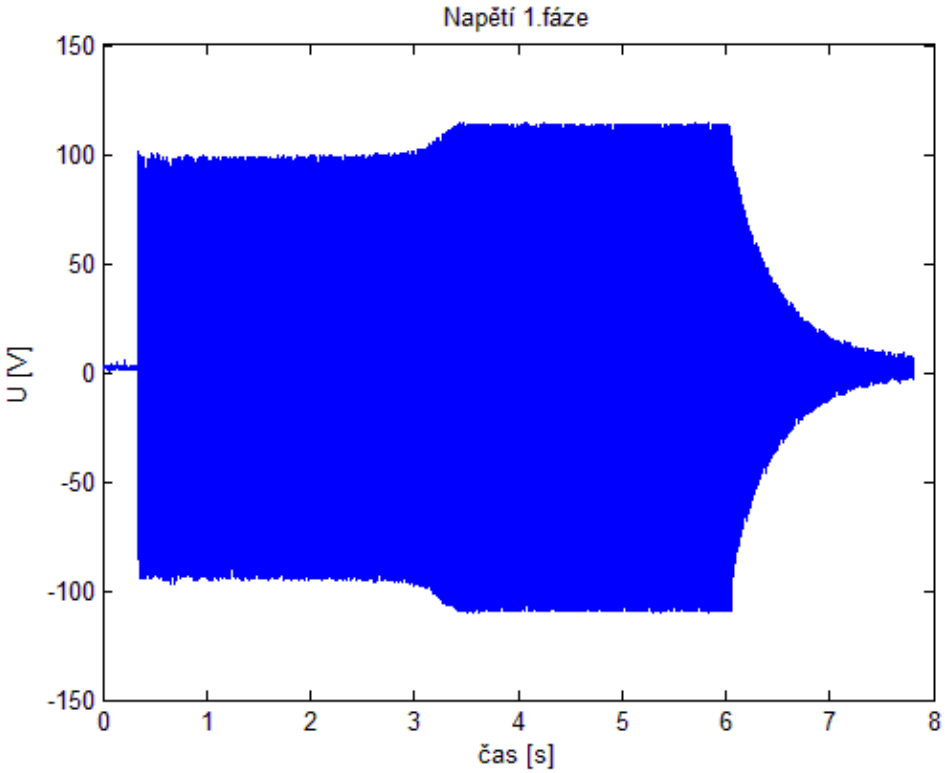
$$\Phi = \int_S \vec{B}.\overrightarrow{dS} = B.dS.cos\alpha, \text{ v případě } \alpha = 0 \text{ lze psát } \Rightarrow B = \frac{\Phi}{S} \qquad (20)$$

Kde S představuje plochu na které je navinuta měřící cívka resp. plochu závitu.

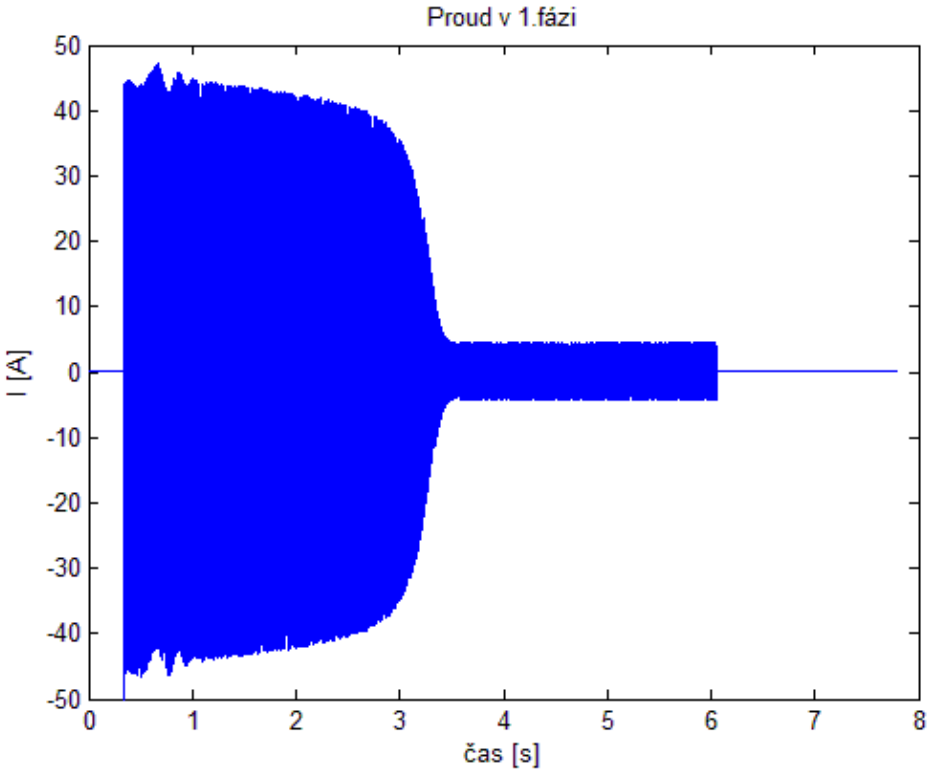


Obrázek 2.7 Vypočítaná magnetická indukce

Navíc bylo změřeno napětí a proud v každé fázi

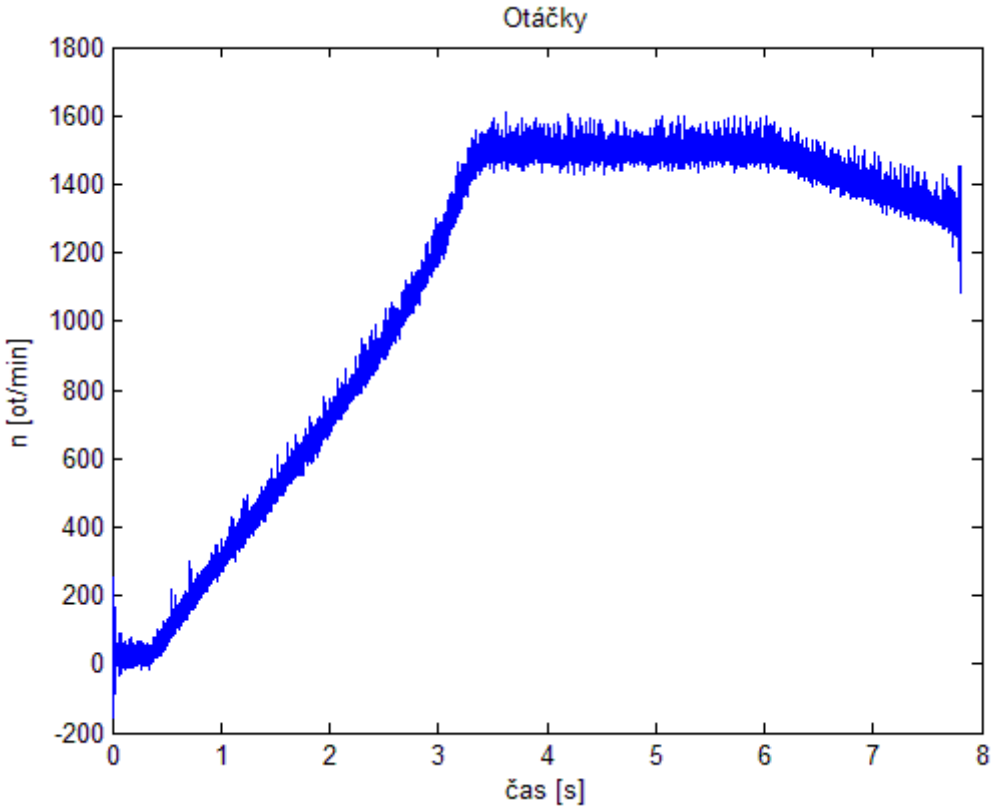


Obrázek 2.8 Napětí na 1. fázi



Obrázek 2.9 Proud v 1. fázi

A také průběh otáček během rozběhu



Obrázek 2.10 Průběh otáček při rozběhu

Otáčky stroje jsou měřeny pomocí snímače otáček a jsou použity pro výpočet skluzu

$$s_n = \frac{n_s - n_n}{n_s} \qquad (21)$$

resp. rotorové frekvence v matematických modelech.

$$f_r = s_n . f_n \qquad (22)$$

Matematické modely jsou vytvořeny pro stavy stroje v určitých časových úsecích. Prakticky to znamená, že je odečten proud např. v čase 1sekunda, v tom samém čase se odečte velikost otáček a s těmito hodnotami bylo nadále počítáno v matematickém modelu. Porovnávaná veličina je potom indukce ve jhu statoru a v zubové části statoru.

3. Modely vybraných zátěžných stavů

Matematické modely jsou vytvořeny pro celý rozběh stroje, tedy pro určité časové okamžiky. Mezi jednotlivými časovými okamžiky je zvolena doba 0,5s. Pro nastínění problému však stačí brát zásadní stavy motoru. V následujících řádcích je popsán model stavu nakrátko, poté rozběh motoru v čase 1 vteřina a 3 vteřiny a nakonec stav naprázdno. Takto je možné provést kontrolu matematických modelů s naměřenými hodnotami. Nesmí se zapomenout na fakt, že měření bylo prováděno při sníženém napětí a v matematickém modelu se počítá také se sníženými hodnotami, proto vychází indukce, ale i proudová hustota nižší, než se očekává od modelu napájeného jmenovitým napětím resp. proudem.

Obor platnosti modelů

Předem je nutno říci, že je v modelech počítáno s určitými zjednodušeními. Ta jsou následovná:

- Odpory a indukčnosti jsou stejné ve všech fázích
- Napájení - souměrné, trojfázové
- Harmonické napětí
- Nulová elektrická vodivost plechů

Stav nakrátko

Jelikož se vychází z naměřených hodnot, je zvolen časový okamžik 0s, neboli okamžik připojení stroje na napájení.

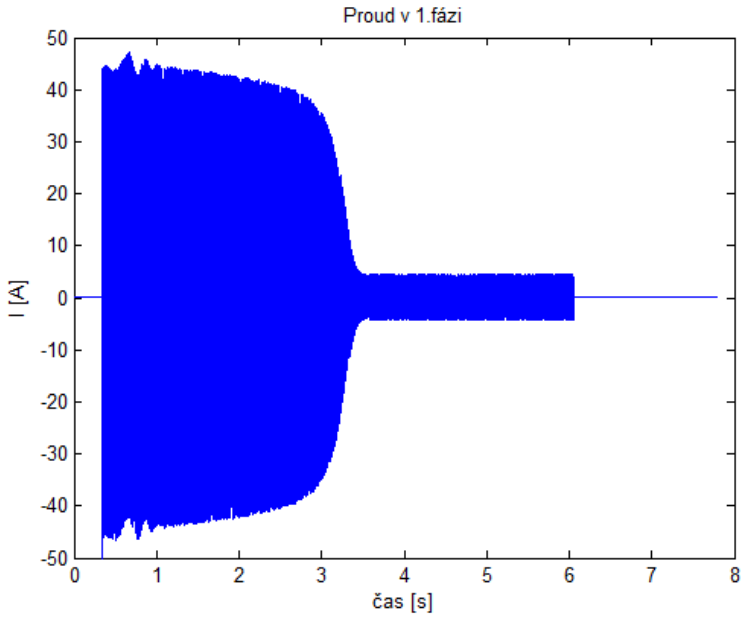
Pro nulové otáčky stroje se vypočítává skluz

$$s_n = \frac{n_s - n_n}{n_s} = \frac{1500-0}{1500} = 1 \qquad (23)$$

Následně rotorová frekvence proudu

$$f_r = s_n . f_n = 1 . 50 = 50Hz \qquad (24)$$

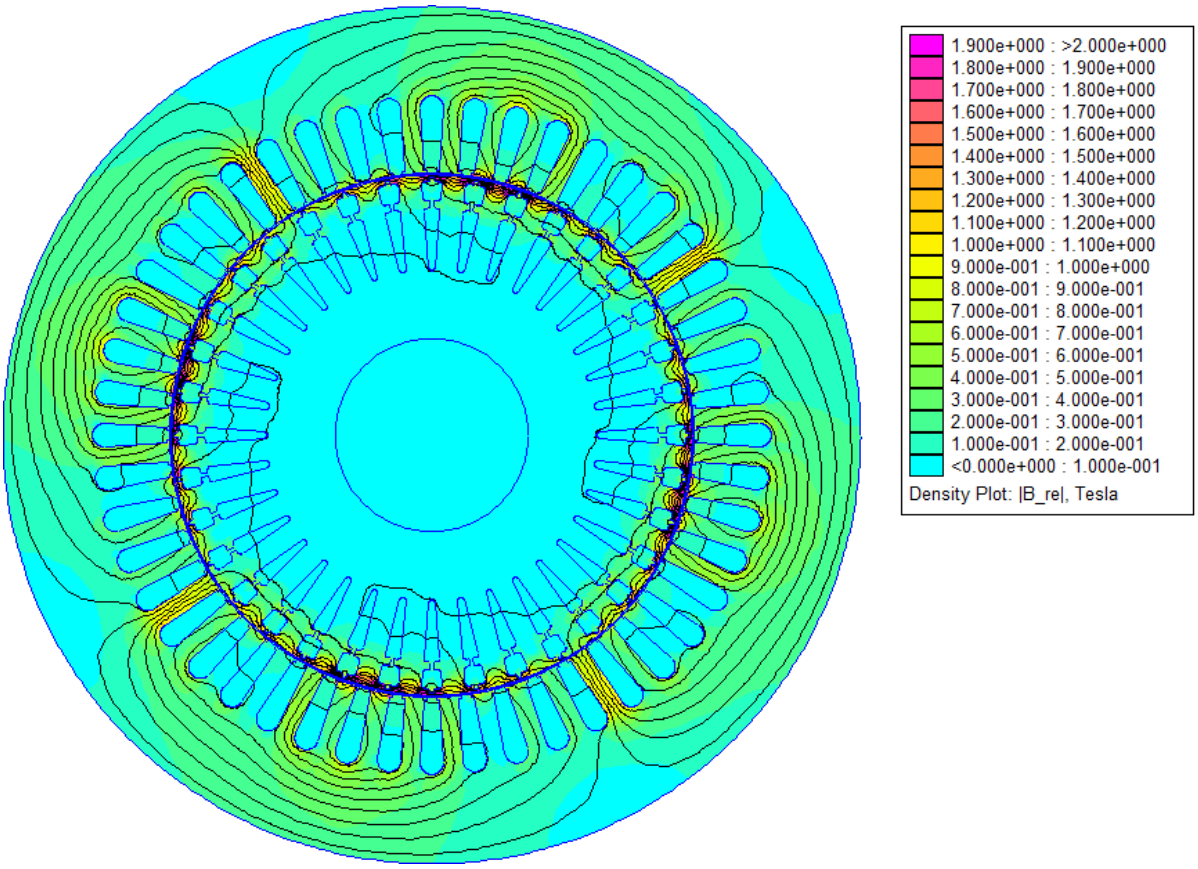
Poslední potřebný údaj pro nastavení parametrů modelu je maximální proud v čase připojení napájení.



Obrázek 3.1 Proud

To odpovídá maximální hodnotě proudu I_m=45A

Na následujícím obrázku je rozložení magnetického pole, které je v rotorové části značně deformované a prochází jen při obvodu rotoru



Obrázek 3.2 Magnetické pole stroje

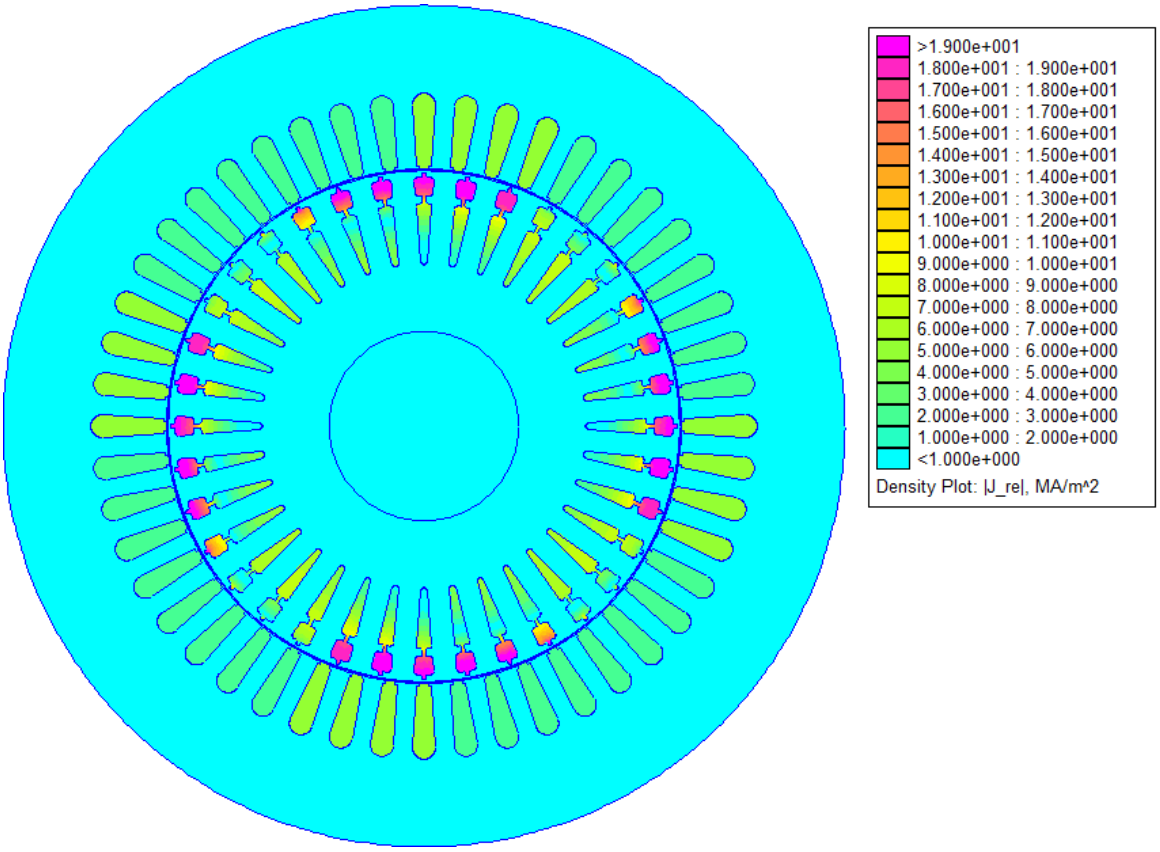
Indukce ve jhu statoru: $B_j = 0{,}403T$

Odchylka od naměřené indukce ve jhu statoru:

$$\delta_{B_j} = \left|1 - \frac{B_j}{B_{jm}}\right| . 100 = \left|1 - \frac{0{,}403}{0{,}313}\right| . 100 = 28{,}75\% \qquad (25)$$

To znamená, že hodnota získaná z modelu programu FEMM je o 28,75% vyšší než naměřená.

Na tomto obrázku proudové hustoty je jasně zřetelný vliv skinefektu, kdy je většina proudu vytlačována k povrchu tyče rotoru



Obrázek 3.3 Proudová hustota

Rozběh v čase 1s

Příklad výpočtu skluzu

$$s_n = \frac{n_s - n_n}{n_s} = \frac{1500-300}{1500} = 0{,}8 \qquad (26)$$

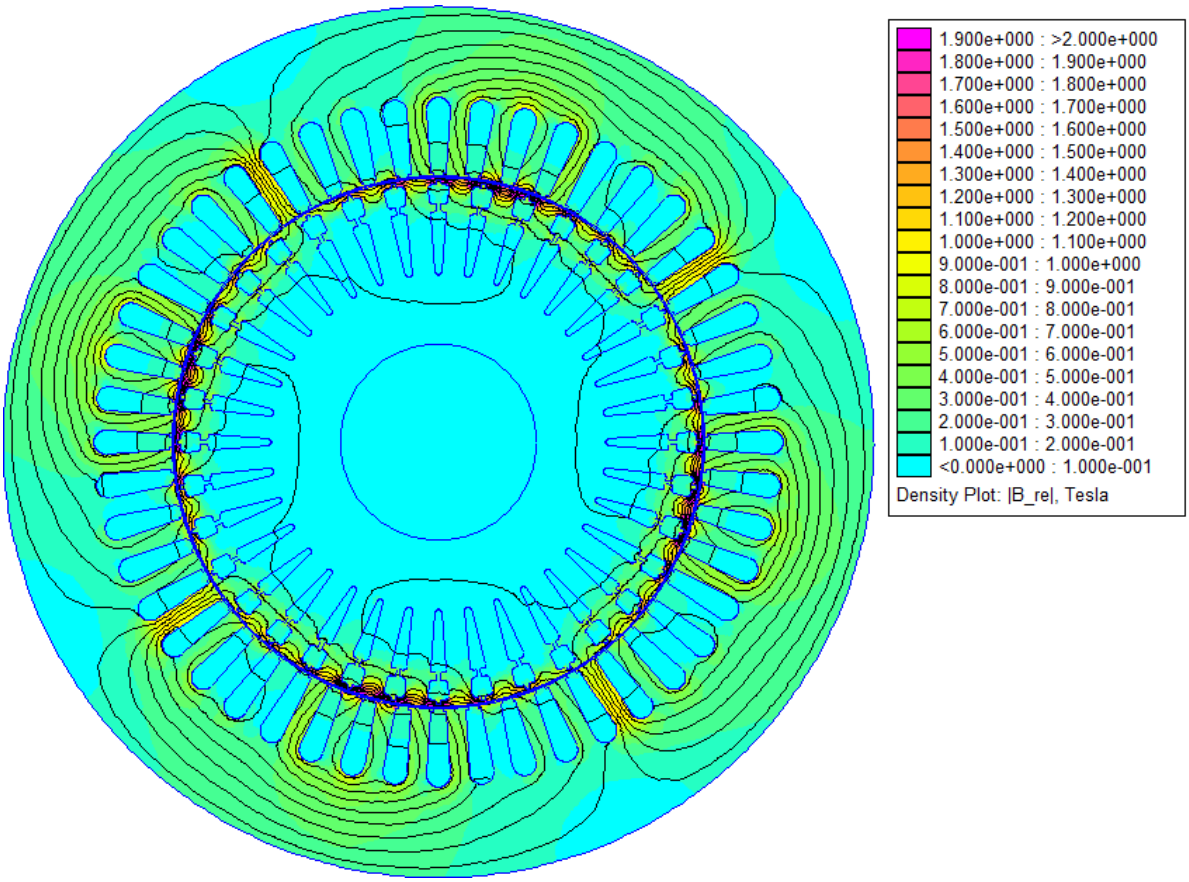
Rotorová frekvence proudu

$$f_r = s_n . f_n = 0{,}8 \,.\, 50 = 40Hz \qquad (27)$$

Maximální proud v čase jedna vteřina nabývá hodnoty

I_m=44,7A

Magnetické pole na následujícím obrázku prostupuje do rotoru a mírně se zvyšuje magnetická indukce ve jhu



Obrázek 3.4 Magnetické pole stroje

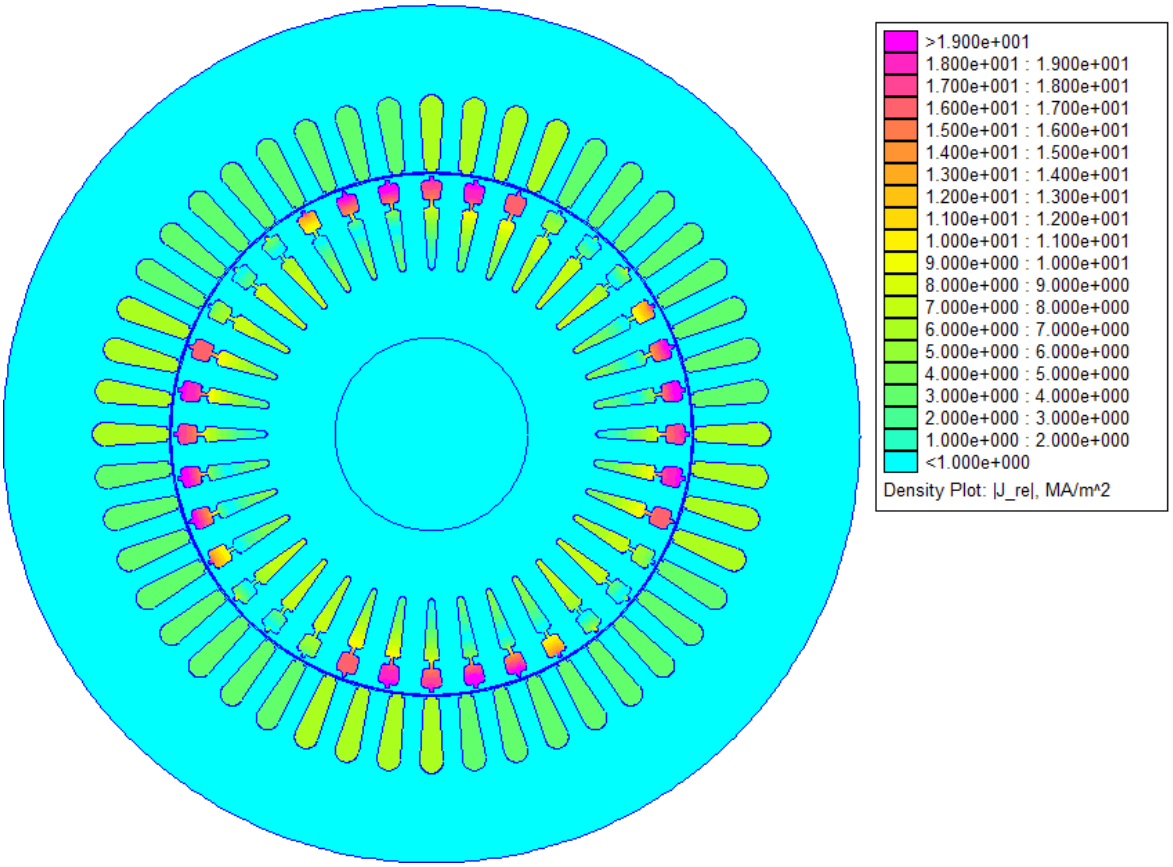
Indukce ve jhu statoru: $B_j = 0{,}415T$

Odchylka od naměřené indukce ve jhu statoru:

$$\delta_{B_j} = \left|1 - \frac{B_j}{B_{jm}}\right| . 100 = \left|1 - \frac{0{,}415}{0{,}39}\right| . 100 = 6{,}41\% \qquad (28)$$

Hodnota z modelu programu FEMM je v tomto případě o 6,41% vyšší než naměřená.

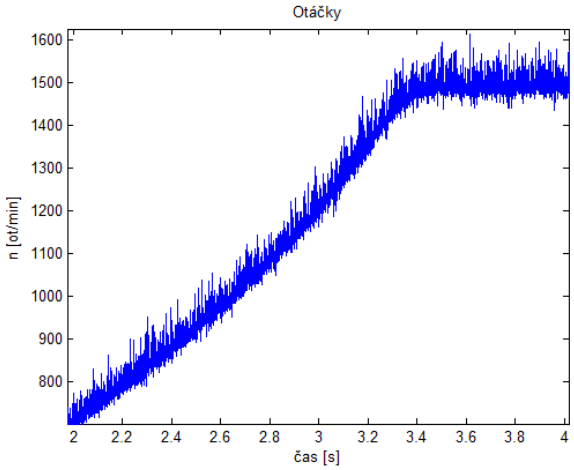
Obrázek proudové hustoty ukazuje nepříliš velkou změnu v rozložení proudu, neboť se za dobu jedné vteřiny změnila frekvence i proud minimálně.



Obrázek 3.5 Proudová hustota

Rozběh v čase 3s

V tomto čase má již motor poměrně vysoké otáčky, a jak je vidět z následujícího obrázku, je přibližně 0,4s před naběhnutím na jmenovité otáčky.



Obrázek 3.6 Otáčky v daném čase

Příklad výpočtu skluzu

$$s_n = \frac{n_s - n_n}{n_s} = \frac{1500-1200}{1500} = 0{,}2 \qquad (29)$$

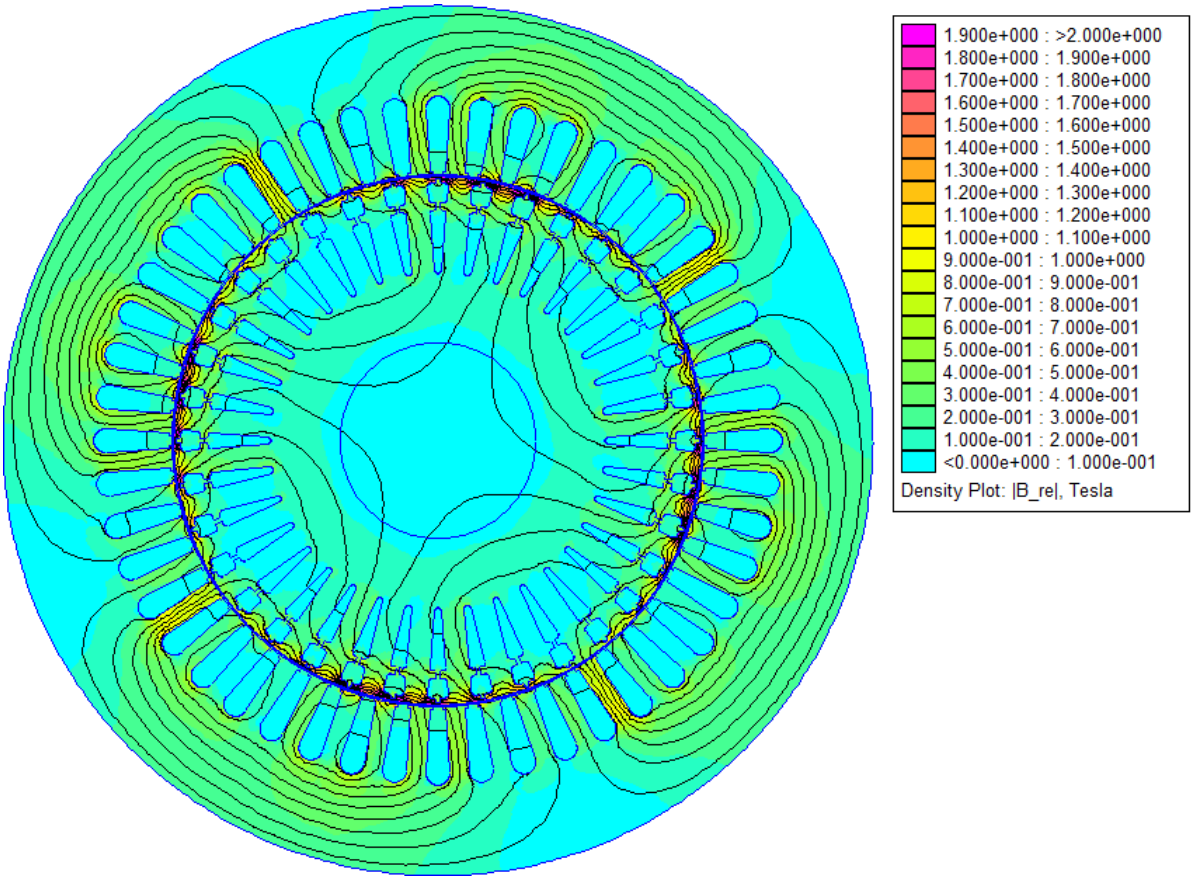
Následně rotorová frekvence proudu

$$f_r = s_n . f_n = 0{,}2 \,.\, 50 = 10Hz \qquad (30)$$

Maximální proud v čase tři vteřiny je

I_m=35A

Na tomto obrázku je vidět již větší počet siločar prostupujících rotorem a dokonce i hřídelí.



Obrázek 3.7 Magnetické pole stroje

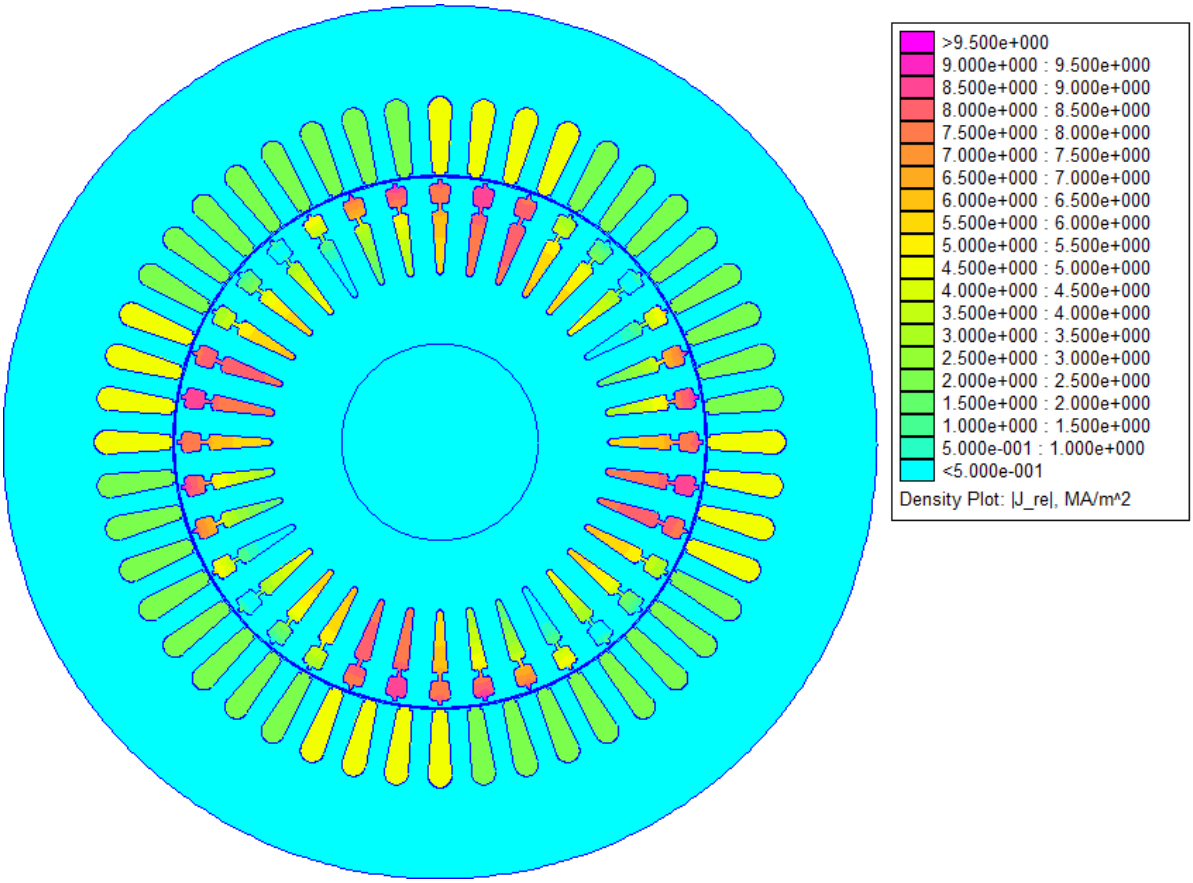
Indukce ve jhu statoru: $B_j = 0{,}419T$

Odchylka od naměřené indukce ve jhu statoru:

$$\delta_{B_j} = \left|1 - \frac{B_j}{B_{jm}}\right| . 100 = \left|1 - \frac{0{,}419}{0{,}44}\right| . 100 = 4{,}77\% \qquad (31)$$

Zde se jedná o hodnotu o 4,77% nižší než je naměřená hodnota.

Z obrázku proudové hustoty vyplývá, že vliv skinefektu není tak výrazný jako v předchozích případech a zároveň je proudové sycení tyčí rotoru přibližně poloviční než v předešlých modelech.



Obrázek 3.8 Proudová hustota

Stav naprázdno

Model stavu, kdy jsou otáčky již ustáleny na hodnotě 1497ot/min, tento rozdíl od otáček synchronních je způsoben, jak již je zmiňováno v textu dříve, především třením ložisek a ztrátami ventilátoru.

Výpočet skluzu

$$s_n = \frac{n_s - n_n}{n_s} = \frac{1500-1497}{1500} = 0{,}002 \qquad (32)$$

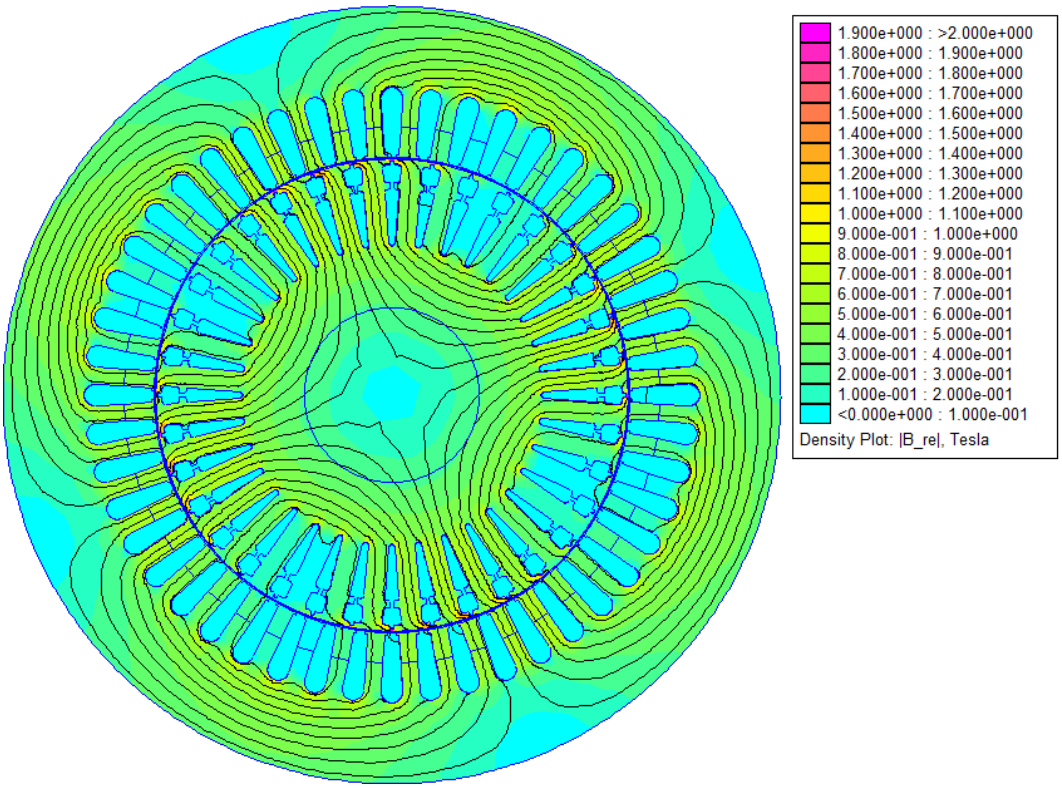
Rotorová frekvence proudu

$$f_r = s_n . f_n = 0{,}002 \,.\, 50 = 0{,}1Hz \qquad (33)$$

Maximální proud v čase pět vteřin je

$$I_m = 4{,}5A$$

Magnetické pole je v tomto případě již rovnoměrně rozloženo, prostupuje celým řezem rotoru stroje a zvětšilo se celkově sycení stroje.



Obrázek 3.9 Magnetické pole stroje

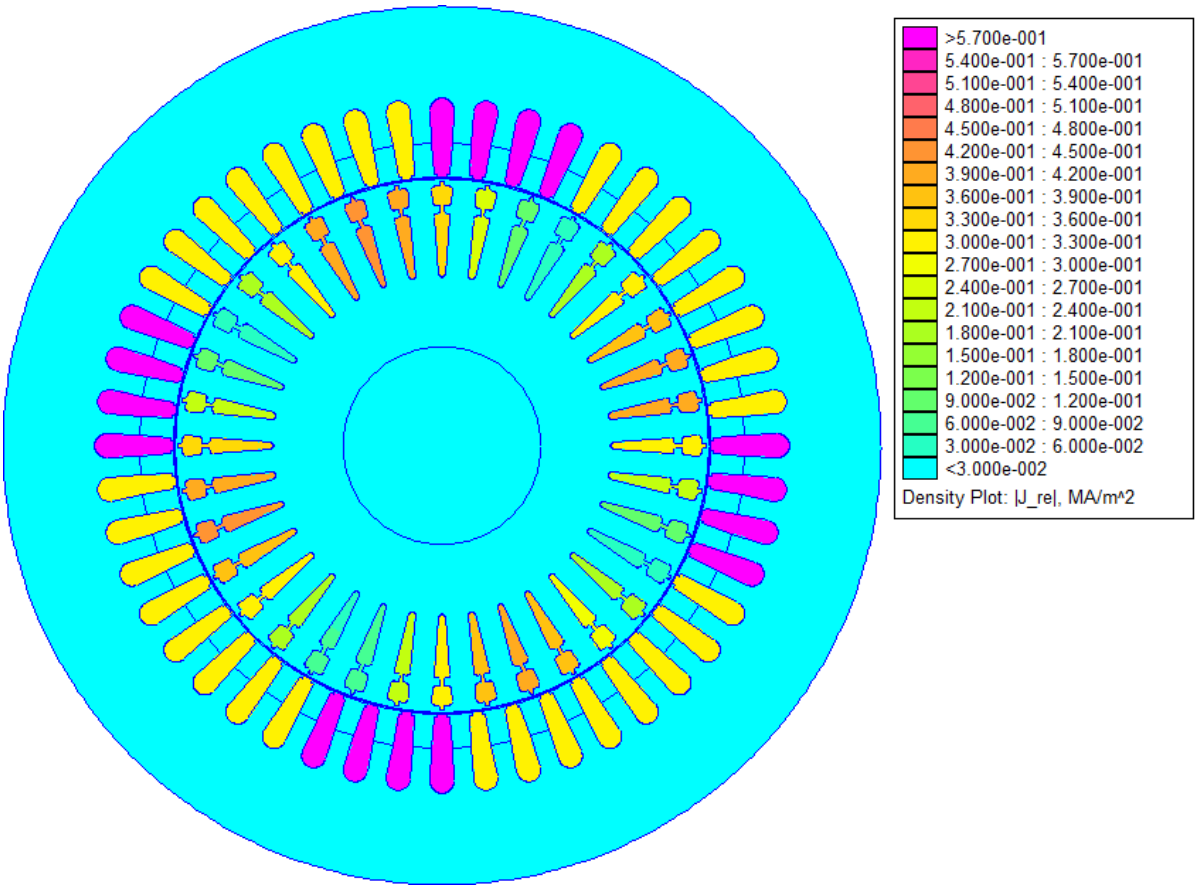
Indukce ve jhu statoru: $B_j = 0{,}54T$

Odchylka od naměřené indukce ve jhu statoru:

$$\delta_{B_j} = \left|1 - \frac{B_j}{B_{jm}}\right| . 100 = \left|1 - \frac{0{,}54}{0{,}56}\right| . 100 = 3{,}57\% \qquad (34)$$

Nyní je hodnota z modelu je o 3,56% nižší než naměřená.

Proudová hustota je také pravidelně rozložena, skinefekt se v tomto případě nevyskytuje, neboť je napájecí frekvence minimální.



Obrázek 3.10 Proudová hustota

Celkové porovnání

Následující tabulka ukazuje rozdíly mezi naměřenými resp. vypočítanými hodnotami a hodnotami z programu FEMM.

Indukce ve jhu		Odchylka δ [%]	Čas [s]	Indukce v zubové části [T]		Odchylka δ [%]	Čas [s]
FEMM B_j [T]	Vypočítaná B_{jm} [T]			FEMM B_z [T]	Vypočítaná B_{zm} [T]		
0,400	0,313	27,796	0,35	1,00	0,48	108,333	0,35
0,403	0,348	15,805	0,5	1,00	0,49	104,082	0,5
0,415	0,390	6,410	1	1,00	0,51	96,078	1
0,415	0,385	7,792	1,5	1,00	0,55	81,818	1,5
0,413	0,384	7,552	2	1,00	0,55	81,818	2
0,417	0,404	3,218	2,5	0,98	0,57	71,930	2,5
0,390	0,440	11,364	3	0,90	0,65	38,462	3
0,370	0,550	32,727	3,25	0,70	0,90	22,222	3,25
0,540	0,560	3,571	4	0,78	0,95	17,895	4
0,540	0,560	3,571	5	0,78	0,91	14,286	5

Tabulka 3.1 Naměřené a vypočítané hodnoty

Příklad výpočtu odchylky

$$\delta_{B_j} = \left|1 - \frac{B_j}{B_{jm}}\right| . 100 = \left|1 - \frac{0{,}415}{0{,}385}\right| . 100 = 7{,}792\% \qquad (35)$$

Průměrná odchylka v části jha statoru

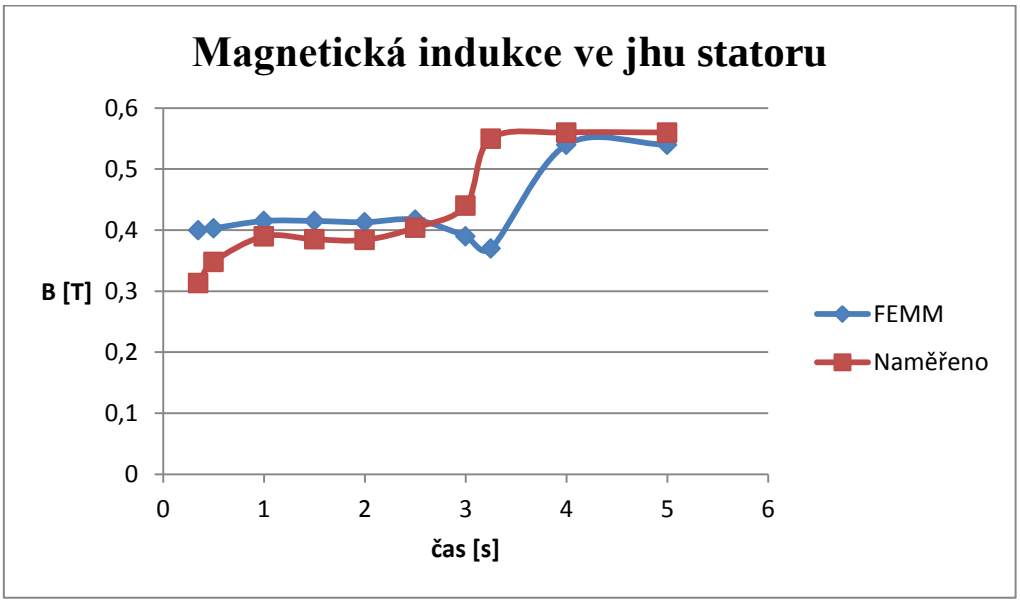
$$\Phi\,\delta_{B_j} = \frac{B_{j1}+B_{j2}+\cdots+B_{j10}}{i} = \frac{27{,}796+15{,}805+\cdots+3{,}571}{10} = 11{,}981\% \qquad (36)$$

Průměrná odchylka v zubové části statoru

$$\Phi\,\delta_{B_z} = \frac{B_{z1}+B_{z2}+\cdots+B_{z10}}{i} = \frac{108{,}33+104{,}082+\cdots+14{,}286}{10} = 63{,}692\% \qquad (37)$$

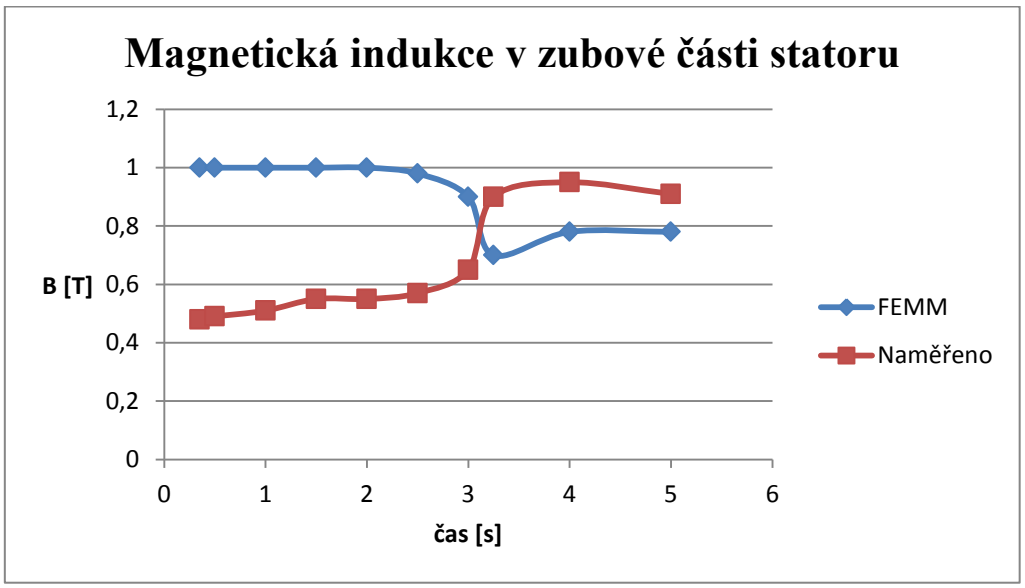
Grafické vyjádření

Z průběhů obalových křivek je zřejmé, že změřená magnetická indukce ve jhu statoru (její max. hodnoty) z velké části kopíruje průběh, který znázorňuje obalovou křivku maximálních hodnot z jednotlivých modelů programu FEMM.



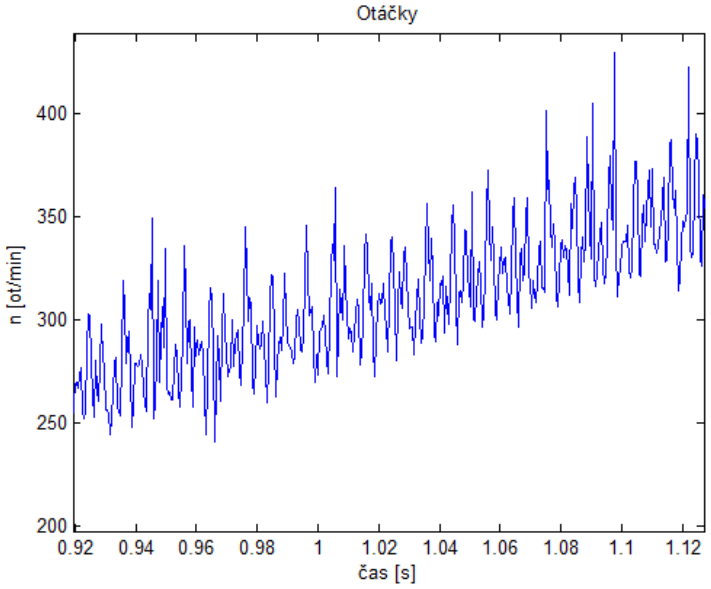
Obrázek 3.11 Magnetická indukce ve jhu statoru

Komplikovanější situace nastává v případě zubové části, kde se naměřená a vypočítaná magnetická indukce liší diametrálně, jak naznačuje následující průběhy.



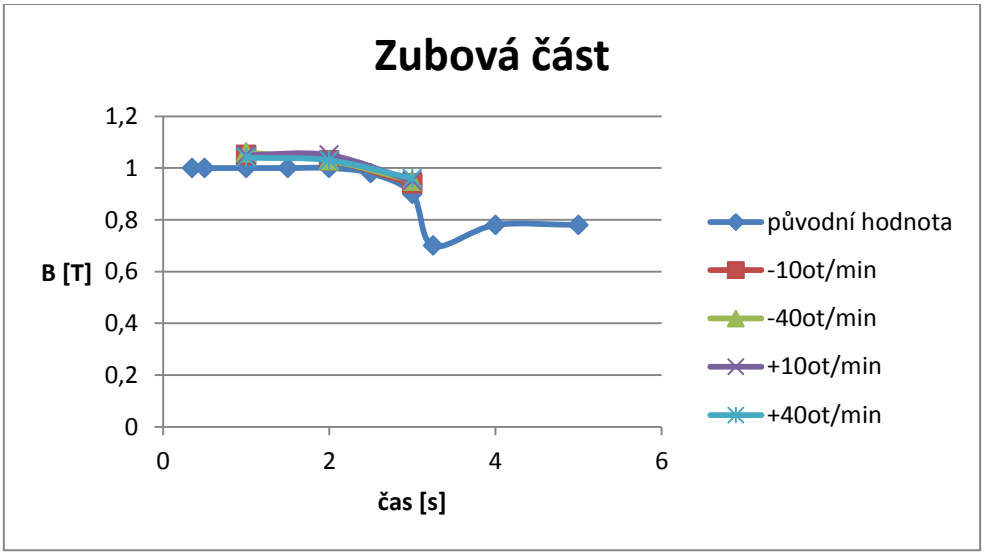
Obrázek 3.12 Magnetická indukce v zubové části statoru

Jak vyplývá z grafu, magnetická indukce v zubové části (modelovaná a naměřená hodnota) je naprosto odlišná. Proto vznikly nové modely, které respektují fakt, že z čidla otáček nevychází „hladká“ křivka otáček, ale je zde značné zvlnění (viz Obrázek 3.13). Původní matematické modely berou v úvahu střední hodnotu otáček v dané časové oblasti. Nové modely uvažují otáčky o ±10ot/min a o ±40ot/min od předešlé hodnoty.



Obrázek 3.13 Detail průběhu otáček

Následující graf ukazuje změnu magnetické indukce v zubové části během rozběhu při změněných otáčkách. Je zřejmé, že přepočítání modelů pro jinak zvolené otáčky, resp. skluz, nemá zásadní vliv. Magnetická indukce se liší jen v řádech setin Tesla.



Obrázek 3.14 Magnetická indukce v zubové části statoru

V případě porovnávání indukcí v jednotlivých částech stroje lze říci, že indukce ve jhu statoru z modelu programu FEMM odpovídá přibližně naměřeným resp. dopočítaným hodnotám. Zatímco v zubu statoru odpovídá indukce pouze ve stavu naprázdno (navíc s velkou odchylkou), při rozběhu je však značně odlišná, z měření odpovídá hodnotě 0,5T, zatímco výsledky z programu FEMM nabývají hodnot přibližně 1T. Je to zvláštní situace, která by vyžadovala hlubšího zkoumání a není brána v úvahu.

Závěr

Cílem práce bylo vytvořit matematický model SIEMENS 1LA7 163-4AA10 o výkonu 11kW a porovnat výstupní hodnoty modelu a s hodnotami z měření na skutečném stroji.

Vliv zatížení asynchronního motoru na rozložení magnetického pole je značný především z hlediska vysokého sycení konkrétních částí stroje. Zároveň dochází k nárůstu proudové hustoty ve vodičích statoru i rotoru a tím nepochybně k většímu oteplení. V rotoru se navíc projevuje vliv skinefektu s rostoucím skluzem, tím pádem s rotorovou frekvencí. Modelovaný stroj, resp. jeho rotor, je vybaven Boucherotovou klecí, a je zde jasně vidět vytlačující se proud k povrchu tyče rotoru (v příčném řezu stroje). Pokud by byl stroj přetěžován nebo obecně by měl příliš velkou zátěž, mohlo by dojít vlivem nepřiměřeného oteplení k rychlejšímu stárnutí izolace vinutí a rychlejší degradaci maziva v ložiskách.

Z matematického modelu vyplývá, že pole rotoru je při stavu nakrátko natočeno vůči poli statoru. Tento úhel se s rostoucími otáčkami zmenšuje a do rotoru prostupuje i více magnetických siločar. Pro ověření matematického modelu byla nejprve zkoumána indukce ve vzduchové mezeře, ta vyšla 0,86T, což se od předpokládané hodnoty liší jen velmi málo, proto se přistoupilo k ověření druhé veličiny, kterou byl moment. Nejprve byl model počítán na základě jmenovitých otáček, při které vyšla hodnota momentu stroje 113,81Nm. To je hodnota, která značně převyšuje hodnotu momentu od výrobce, a proto vznikl nový model, kde byla brána hodnota skluzu na základě Klossova vztahu. V tomto případě vyšla hodnota momentu 76,38Nm, která se liší minimálně.

K měření mechanického zatížení byla použita metoda dynamického přechodového děje. Tato metoda představuje záznam měřených veličin při rozběhu stroje. Rozběh stroje je možné brát právě jako jednu z forem zatěžování, kdy se vychází z místa s největším zatížením až po zatížení nulové. Při měření byly zaznamenávány hodnoty napětí, proudů v jednotlivých fázích, poté otáček a napětí z měřících cívek. Tyto údaje posloužily v následující kapitole v první řadě jako vstupní hodnoty matematického modelu a v druhé řadě k porovnání výsledků.

Matematické modely jednotlivých zátěžných stavů byly modelovány podle získaných údajů z měření. Podstatné byly otáčky pro výpočet rotorové frekvence a proud, kterým bylo napájeno vinutí modelovaného stroje. Podle těchto hodnot byly vytvořeny matematické modely postupující po 0,5s od stavu nakrátko po stav naprázdno. Zkoumanou veličinou byla indukce ve jhu statoru a v zubu statoru, neboť na těchto místech jsou na skutečném motoru navinuté měřící cívky, které tyto veličiny nepřímo měří. Prvně jmenovaná indukce ve jhu

statoru se liší od naměřené hodnoty jen velmi málo, průměrná odchylka je 11,98%. Velký rozdíl však nastal při zkoumání indukce v zubu statoru. Zde se naměřené a modelované hodnoty lišily při rozběhu o více než 100% a v ustáleném stavu přibližně o 15%, navíc samotný průběh obou hodnost je naprosto opačný. Ověření tohoto faktu by určitě vyžadovalo dalšího zkoumání nejlépe na jiném stroji, kde by byly měřící cívky navinuty na stejných místech jako na námi zkoumaném stroji.

Měření a matematické modely jsou výhodnou formou pro ověření vlastností nebo parametrů daného stroje. Nelze tedy jen spoléhat na data získaná měřením, ale je možné pomocí numerického řešení namodelovat i stavy „mírně“ odlišné a sledovat, co se díky této změně ve stroji stane, případně jak se zachovají sledované parametry.

4. Seznam použité literatury

[1] BARTOŠ, Václav.: *Teorie elektrických strojů*. Plzeň, 2009.

[2] Bartoš, V., Skala, B.: *Měření na elektrických strojích,* Plzeň, 2006

[3] Kopylov, I., P. a kol.:*Stavba elektrických strojů*, Praha, 1988

[4] Kindl, V.: Studijní texty k předmětu MPS

[5] Křelovec, Z.: *Parametry asynchronního stroje a vliv vinutí*, FEL ZČU, Plzeň, 2005. *Diplomová práce.*

[6] Martiniak, D.: *Overení návrhu asynchronního motoru metodou MKP*, FEL ZČU, Plzeň, 2009, *Diplomová práce*

[7] Darda, R.: *Modelování dynamických stav AM a následná verifikace výsledků měřením*, FEL ZČU, Plzeň, 2008, *Diplomová práce*

[8] Mayer, D.: *Teorie elektromagnetického pole*. 3. vydání, Plzeň, 2001

[9] Hruška, K.: *Speciální klece asynchronních strojů,* FEL ZČU, Plzeň, 2011, *Dizertační práce*

[10] Červený, J.: Studijní texty k předmětu SES1, SES2

[11] Měřička,J.: *Elektrické stroje,* ČVUT, Praha, 2001

[12] Černý,R.: *Numerický výpočet rozložení magnetického pole v příčném řezu asynchronního motoru*, FEL ZČU, Plzeň, 2011, *Bakalářská práce*

[13] *siemens* [online]. 2012 [cit. 2012-05-01]. *Katalog k02-1004 CZ*. Dostupné z WWW: http://www1.siemens.cz/ad/current/content/data_files/katalogy/k02/cat_k02_2010-04_cz.pdf