

**ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI
FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ**

Katedra elektromechaniky a výkonové elektroniky

DIPLOMOVÁ PRÁCE

**Výpočet ztrát v železe asynchronního stroje metodou
konečných prvků**

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI
Fakulta elektrotechnická
Akademický rok: 2014/2015

ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

(PROJEKTU, UMĚLECKÉHO DÍLA, UMĚLECKÉHO VÝKONU)

Jméno a příjmení: **Bc. Filip LOMBERSKÝ**
Osobní číslo: **E13N0157P**
Studijní program: **N2612 Elektrotechnika a informatika**
Studijní obor: **Průmyslová elektronika a elektromechanika**
Název tématu: **Výpočet ztrát v železe asynchronního stroje metodou konečných prvků**
Zadávací katedra: **Katedra elektromechaniky a výkonové elektroniky**

Z á s a d y p r o v y p r a c o v á n í :

1. Provedte teoretický rozbor ztrát v železe asynchronního stroje.
2. Vytvořte matematický model asynchronního stroje.
3. Provedte výpočet ztrát v železe metodou konečných prvků.
4. Popište metodiky výpočtu jednotlivých ztrát.

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

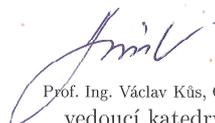
1. Pyrhönen, J., Jokinen, T., Hrabovcová, V.: Design of rotation electrical machines. John Wiley & Sons, Ltd, 2008.
2. Kopylov, I., P.: Stavba elektrických strojů. SNTL/MIR, 1988.
3. Návod SW použitého k analýze.

Vedoucí diplomové práce: Ing. Vladimír Kindl, Ph.D.
Katedra elektromechaniky a výkonové elektroniky

Datum zadání diplomové práce: 15. října 2014
Termín odevzdání diplomové práce: 11. května 2015


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




Prof. Ing. Václav Kůs, CSc.
vedoucí katedry

V Plzni dne 15. října 2014

Abstrakt

Předkládaná diplomová práce je zaměřena na řešení velikosti ztrát v železe asynchronního motoru s využitím metody konečných prvků. Popisuje metodiku výpočtu a srovnává získané výsledky s hodnotami udávanými výrobcem.

Klíčová slova

Točivé magnetické pole, 3-f asynchronní motor, ztráty v železe, vířivé proudy, matematický model, metoda konečných prvků

Abstract

The master thesis deals with the estimation of the iron losses inside the induction machine using finite element method. It describes the methodology for calculating and comparing the obtained results with the values specified by the manufacturer.

Key words

Three-phase rotative magnetic field, three-phase induction motor, iron losses, eddy currents, mathematical model, finite element method

Prohlášení

Prohlašuji, že jsem tuto diplomovou/bakalářskou 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 bakalářské/diplomové práce, je legální.

.....

podpis

V Plzni dne 13.5.2015

Filip Lomberský

Poděkování

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

Obsah

OBSAH	8
SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK	9
ÚVOD	10
1 ROZDĚLENÍ ZTRÁT V TOČIVÝCH STROJÍCH	11
1.1 JOULOVY ZTRÁTY.....	11
1.2 ZTRÁTY V ŽELEZE	11
1.2.1 Hlavní ztráty v železe	11
1.2.2 Přídavné ztráty.....	13
2 VÝPOČET ZTRÁT S VYUŽITÍM METODY KONEČNÝCH PRVKŮ	15
2.1 PROGRAMOVÉ PROSTŘEDÍ FEMM.....	16
2.2 VÝPOČET ZTRÁT V ŽELEZE STROJE SIEMENS 1LA7 163-4AA10 S VYUŽITÍM MKP	17
2.2.1 Hlavní ztráty.....	17
2.2.2 Povrchové ztráty	23
2.2.3 Ztráty pulsační	27
3 VÝSLEDKY VÝPOČTU A ÚČINNOST STROJE	28
3.1 ZTRÁTY VE STAVU NAPRÁZDNO	28
3.1.1 Hlavní ztráty.....	28
3.1.2 Povrchové a pulsační ztráty.....	32
3.2 ZTRÁTY PŘI ZATÍŽENÍ.....	35
3.3 ÚČINNOST STROJE A CELKOVÉ ZTRÁTY	37
3.4 ZHODNOCENÍ VÝSLEDKŮ.....	38
ZÁVĚR	40
SEZNAM LITERATURY A INFORMAČNÍCH ZDROJŮ	41
PŘÍLOHY	1

Seznam symbolů a zkratk

B	Indukce	(T)	
β_0	činitel povrchových ztrát	(-)	
b_0	otevření drážky	(mm)	
C_h	plocha hysterezní smyčky	(-)	
C_e	činitel ztrát vířivými proudy	(-)	
γ	poměr otevření drážky k šířce vzduchové mezery	(-)	
δ	šířka vzduchové mezery	(mm)	
D_1	vnitřní průměr statoru	(mm)	
f	frekvence	(f)	
FEMM	Finite Element Method Magnetics		
I	proud	(A)	
k_p	činitel zvětšení ztrát vlivem změn struktury materiálu v blízkosti stříhu	(-)	
k_c	Carterův činitel	(-)	
l	délka stroje	(mm)	
m	počet fází	(-)	
MATLAB	Matrix laboratory		
n	otáčky	(ot/min)	
η	účinnost	(%)	
Δp_{fe}	ztrátové číslo plechů	(-)	
Q	počet drážek	(-)	
s	skluz	(-)	
t_d	drážková rozteč	(mm)	
v	obvodová rychlost rotoru	(m/s)	

Úvod

Předkládaná práce je zaměřena na výpočet velikosti ztrát v železe v asynchronním motoru s využitím metody konečných prvků.

Text je rozdělen do tří částí; první se zabývá rozdělením a principem vzniku ztrát v točivých strojích, druhá je zaměřena na samotný výpočet, postupně popisuje jeho metodiku a srovnává některé výsledky. Ve třetí části jsou shrnuty výsledky výpočtu a je provedeno jejich zhodnocení.

Určení velikosti ztrát v železe netočivých i točivých strojů bylo až do nástupu výpočetní techniky a numerických metod řešení, jako je například metoda konečných prvků, dosti komplikované a velmi nepřesné, neboť bylo nutné mnoho vstupních proměnných odhadnout nebo zprůměrovat. Důvodem byl zejména příliš obtížný výpočet některých veličin vyžadující užití počítače. S rozvojem výpočetní techniky tak bylo možné tyto komplikace odstranit a provádět simulace chodu stroje dávající přesné výsledky, které je možné dále zpracovávat počítačem.

Samořejmě ani metoda konečných prvků není naprosto neomylná a přesná. Například existují menší rozdíly v přístupech různých typů analýz (statická, harmonická nebo transienční analýza) rozložení magnetického pole ve stroji, z něhož se ztráty počítají. Zároveň mohou vznikat chyby v interpretaci výsledků zmíněných analýz. Nejvíce se ovšem mohou chyby vyskytovat během postprocesingu, kdy například může volba špatné výpočtové metody velmi zkreslit výsledky.

Pokud jsme ale schopni se těchto chyb vyvarovat nebo je omezit, můžeme získat přesnější a pravdivější výsledky než bychom dostali dříve pomocí analytických výpočtů.

1 Rozdělení ztrát v točivých strojích

Ztráty v točivých elektrických strojích je možné rozdělit na ztráty ve stavu naprázdno, ztráty při zatížení a ztráty nakrátko, kdy je rotor stroje zabrzděn. Ztráty naprázdno se skládají ze ztrát Joulových a ze ztrát v magnetickém obvodu stroje (hlavní ztráty v železe a přídavné ztráty). Dále tak budu popisovat především tyto.

1.1 Joulovy ztráty

Vznikají ve vinutí stroje vlivem odporu vodičů při průchodu proudem. [5] Je možné je určit pomocí vzorce:

$$\Delta P_j = m R_\vartheta I^2 \text{ (W)} \quad (1)$$

kde:

m – počet fází

R_ϑ – odpor vinutí při pracovní teplotě

I – efektivní hodnota proudu ve vinutí

1.2 Ztráty v železe

Vznikají v železné části magnetického obvodu stroje. Jejich velikost je závislá na zatížení stroje, ovšem nejčastěji se určují ze stavu stroje naprázdno. Zpravidla se dělí na ztráty hlavní a ztráty přídavné.

1.2.1 Hlavní ztráty v železe

Tyto ztráty se skládají ze:

- **Ztrát hysterezních** - Dle [1], [2] a [3] jsou tyto ztráty způsobeny periodickým přemagnetováním magnetického obvodu (změnou natočení magnetických domén v materiálu) vlivem proměnného magnetického pole a závisí na ploše hysterezní smyčky (udává velikost ztrát za jednu periodu), první mocnině napájecí frekvence a druhé mocnině velikosti indukce jak je vidět z následujícího vztahu (2) pro velikost ztrát na jednotku objemu (nebo váhy).

$$\Delta p_h = c_h f B^2 \quad (2)$$

Nejproblematictější je určení velikosti plochy hysterezí smyčky, jenž nemá konstantní velikost při různých zatíženích stroje, a proto se hysterezní ztráty při výpočtu zpravidla neoddělují od ztrát vířivými proudy. [4]

- **Ztráty vířivými proudy** – jejich příčinou jsou proudy v železné části magnetického obvodu vzniklé od napětí naindukovaného do obvodu střídavým magnetickým polem. Velikost těchto proudů závisí na odporu cesty, kterou se v magnetickém obvodu uzavírají a je tedy možné je zmenšit zvýšením měrného odporu použitého materiálu a zmenšením průřezu vodivé cesty (použití plechů). Ztráty tak jsou jako v předchozím případě přímo úměrné druhé mocnině indukce v daném místě, ale nejsou již úměrné první mocnině frekvence nýbrž druhé a jsou nepřímo úměrné měrnému odporu použitých plechů.[3] Dle [1] je v plechu dané tloušťky a měrného odporu velikost ztrát na jednotku objemu (váhy) dána vztahem:

$$\Delta P_e = c_e f^2 B^2 \quad (3)$$

V praxi se ovšem, stejně jako v předešlém případě, ve většině případů tento výpočet neprovádí.

Jak jsem uvedl výše, je přesné určení jak ztrát hysterezích, tak ztrát vířivými proudy velmi obtížné, a tak se namísto výše uvedených vztahů používá přibližný výpočet zahrnující oba druhy ztrát současně. [1]

$$\Delta P_{Fe_h} = k_p \Delta p_{fe} B^2 \left(\frac{f}{50}\right)^\beta m \left(W; \frac{W}{kg}, Hz, T, kg\right) \quad (4)$$

kde:

k_p – činitel zvětšení ztrát vlivem změn struktury materiálu v blízkosti stříhu

Δp_{fe} – ztrátové číslo plechů (W/kg)

β - exponent závisící na druhu použité oceli

m – hmotnost uvažované části stroje

f – frekvence střídavého magnetického pole

B – indukce v dané části stroje

1.2.2 Přídavné ztráty

Zvyšují celkovou velikost ztrát v železe. Obecně jsou způsobeny změnami velikosti reluktance magnetického obvodu stroje. Patří mezi ně **ztráty povrchové** a **ztráty pulsační**.

1.2.2.1 Povrchové ztráty

Vznikají jak ve statoru, tak v rotoru a jsou důsledkem pulsací indukce ve vzduchové mezeře stroje, které jsou zapříčiněny drážkováním statoru a rotoru. Drážkování působí v daném bodě vzduchové mezery změnu indukce, závisující na vzájemné poloze hlav zubů a drážek rotoru a statoru (pokud se na protější straně vzduchové mezery nachází hlava zubu je indukce nejvyšší, zatímco proti drážce je nejnižší). Frekvence pulsů je pak dána počtem drážek a otáčkami rotoru.

$$f_z = \frac{nQ}{60} \quad (5)$$

Drážková harmonická ovšem není jediná, jenž ovlivňuje velikost pulsací indukce ve vzduchové mezeře. Projevují se zde také další vyšší harmonické, jako je kupříkladu 5., 7., 11. a 13. harmonická, přičemž na četnost výskytu (neboli bohatost spektra) má vliv i zatížení stroje. Při vyšším zatížení se ve spektru vyskytuje více vyšších harmonických, což zvyšuje velikost pulsů a tím i ztrát.

Napětí naindukované těmito pulsy do hlav zubů v nich následně vytvoří vířivé proudy, které jsou přímou příčinou povrchových ztrát.[1] [3]

Tento druh přídavných ztrát se vyskytuje ve všech točivých strojích, které mají na jedné nebo obou stranách vzduchové mezery drážky. V případě asynchronních strojů jsou povrchové ztráty v zubech rotoru způsobeny drážkováním statoru a ztráty na statoru jsou od vlivu drážkování rotoru. [1]

Celková velikost ztrát se určí jako součin celkového povrchu zubů a poměrných ztrát $p_{\delta p}$, což je velikost ztrát vztažená na jednotku plochy a je dána následujícími vztahy:

pro stator

$$P_{\delta p1} = 0,5 k_0 \left(\frac{Q_2 n}{10\,000} \right)^{1,5} (10^3 \cdot B_0 t_{d2})^2 \quad (6)$$

a

$$P_{\delta p2} = 0,5 k_0 \left(\frac{Q_1 n}{10\,000} \right)^{1,5} (10^3 \cdot B_0 t_{d1})^2 \quad (7)$$

pro rotor

kde $k_{01(2)}$ – činitel respektující vliv opracování hlav zubů statoru a rotoru

Q_1, Q_2 – počet drážek statoru a rotoru

t_{d1}, t_{d2} – drážková rozteč statoru a rotoru

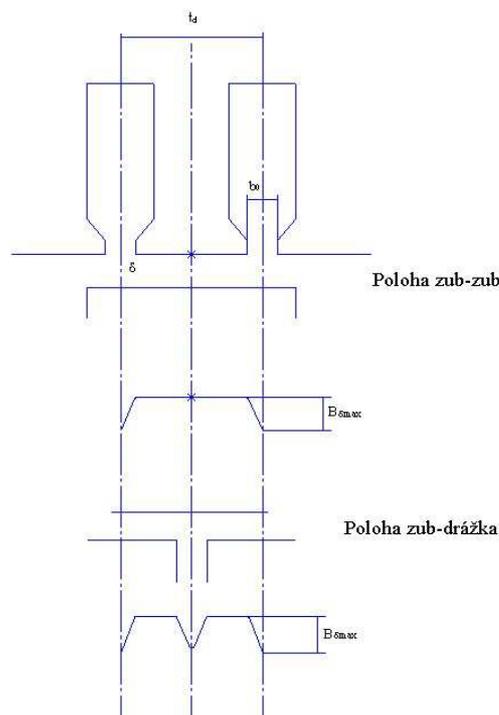
B_0 – amplituda pulsací indukce ve vzduchové mezeře

n – otáčky rotoru ($n = n_s(1 - s)$); n_s – synchronní otáčky; s – skluz)

Jak je vidět z výše uvedených vztahů, je pro výpočet velikosti povrchových ztrát nutné nejprve určit amplitudu pulsací indukce. Tento krok dále rozepíše v příslušné části textu zabývající se metodikou výpočtu ztrát.

1.2.2.2 Pulsační ztráty

Vyskytují se ve strojích s drážkami jak na statoru, tak i na rotoru (asynchronní stroje, turbogenerátory). Jsou důsledkem pulsace magnetického toku v zubech, vyvolávající v nich vířivé proudy. Pulsace jsou způsobeny změnou reluktance magnetického obvodu stroje v závislosti na vzájemné pozici zubů a drážek (v poloze zub-zub je reluktance nejnižší a tok nejvyšší, zatímco v poloze zub-drážka je tomu naopak, jak je vidět na Obr. 1). Frekvence těchto pulsů je dána v případě statoru počtem zubů na rotoru a naopak v případě rotoru. Amplituda pulsů závisí na rozměrech zubů a drážek a na střední hodnotě indukce v zubech. [2], [3]



Obr.1. : Změna velikosti mag. toku v závislosti na vzájemné poloze zubů a drážek.

Velikost ztrát je dle [1] možné určit ze vztahu:

$$\Delta P_{p1(2)} = (0,11) \left(\frac{Q_{1(2)} n}{1000} \right)^2 B_{p1(2)}^2 m_{z1(2)} \quad (8)$$

kde

$Q_{1(2)}$ – počet drážek statoru (rotoru),

$B_{p1(2)}$ – Amplituda pulsů v zubech statoru (rotoru),

$m_{z1(2)}$ – hmotnost zubů statoru (rotoru),

n – otáčky rotoru.

Jak je ze vztahu vidět, je pro určení ztrát třeba znát amplitudu pulsací indukce. Toho je možné dosáhnout několika přístupy. Prvním z nich je analytický přístup popsany kupříkladu v [1] nebo [2], kdy se ze střední hodnoty indukce v zubu B_{zav} , kterou známe již z elektromagnetického výpočtu stroje, a rozměrů zubů, drážek a vzduchové mezery určí velikost amplitudy pulsů B_p pomocí vztahu

$$B_{p1(2)} \approx \frac{\gamma_{1(2)} \delta}{2t_{d1(2)}} B_{zav1(2)} \quad (T) \quad (9)$$

kde

δ – velikost vzduchové mezery,

$t_{d1(2)}$ – drážková rozteč statoru (rotoru),

γ – poměr velikosti otevření drážky k velikosti vzduchové mezery.

Další možností jak získat amplitudu pulsů je využití počítačového modelu a numerického výpočtu ke zjištění rozložení indukce ve stroji a zjištění její velikosti, jak je ukázáno kupříkladu v [4].

2 Výpočet ztrát s využitím metody konečných prvků

Jak jsem již popsal v úvodu tato práce je zaměřena na využití metody konečných prvků pro výpočet velikosti ztrát v železe. Za tímto účelem bylo nutné vytvořit model asynchronního motoru a ten následně analyzovat příslušným softwarem. Existuje několik programů, které se specializují na řešení elektrických, magnetických, tepelných a dalších problémů v oblasti elektrotechniky (zejména elektrických strojů) pomocí MKP, jako jsou kupříkladu Ansys, Agros nebo FEMM. Pro tuto práci jsem zvolil program FEMM, který více popíši v následující kapitole. Poté uvedu popis metodiky výpočtu pro jednotlivé druhy ztrát (hlavní, povrchové a pulsační).

2.1 Programové prostředí FEMM

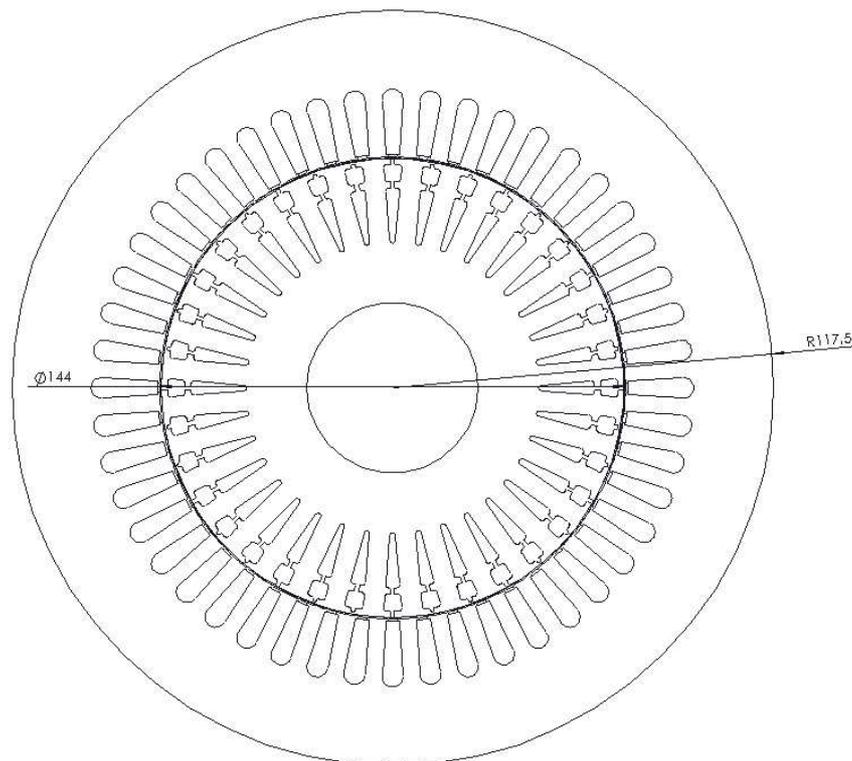
Je souborem programů (**interaktivní rozhraní** obsahující preprocessor a postprocessor; **triangle.exe** generující síť pro MKP výpočet; **Solver** provádějící výpočet) pro řešení nízkofrekvenčních elektromagnetických problémů ve 2D. V současnosti je FEMM schopen řešit problémy magnetické (statické, časově proměnné, lineární i nelineární), elektrostatické a vedení tepla v ustáleném stavu. Součástí interaktivního rozhraní je i skriptovací jazyk Lua pro tvorbu skriptů pro preprocessing a postprocessing.

Přes všechny tyto možnosti není FEMM schopen řešit libovolné stavy stroje (zejména proto, že není možno uvažovat skluz stroje, díky čemuž musí být shodná „napájecí“ frekvence statoru i rotoru) a analýza se musí omezit jen na několik vybraných stavů. Těmi jsou:

- **Stav naprázdno** – tento stav je možno modelovat pouze omezeně, kdy pro přesnější modelování musíme znát otáčky a skluz stroje ve stavu naprázdno nebo, pokud tyto údaje nejsou k dispozici, modelujeme „ideální“ chod naprázdno, kdy je rotor v synchronismu se statorovým polem. V tomto případě zadáme nulovou frekvenci pole, která je v rotoru stroje. Toto ovšem částečně ovlivní výsledky analýzy a následný výpočet ztrát ve statoru, protože na statoru má pole frekvenci rovnou napájecí frekvenci.
- **Stav nakrátko** – protože je v tomto stavu rotor stroje zastaven a frekvence pole vůči rotoru je rovna napájecí frekvenci, je modelování tohoto stavu poměrně snadné a přesné. Musíme pouze správně definovat okrajové podmínky, vinutí stroje a do modelu zahrnout i velikost proudu nakrátko (nebo záběrného proudu pokud modelujeme rozběh stroje).
- **Stav při jmenovitých otáčkách** – tento stav je možné modelovat pouze tak, že jako napájecí frekvenci uvažujeme skluzovou frekvenci, která se nachází v rotoru. To ovšem znamená, že velikost ztrát ve statoru, vypočtená z výsledků analýzy modelu, bude nižší než ve skutečnosti neboť stator je napájen jmenovitou frekvencí stroje.

2.2 Výpočet ztrát v železe stroje SIEMENS 1LA7 163-4AA10 s využitím MKP

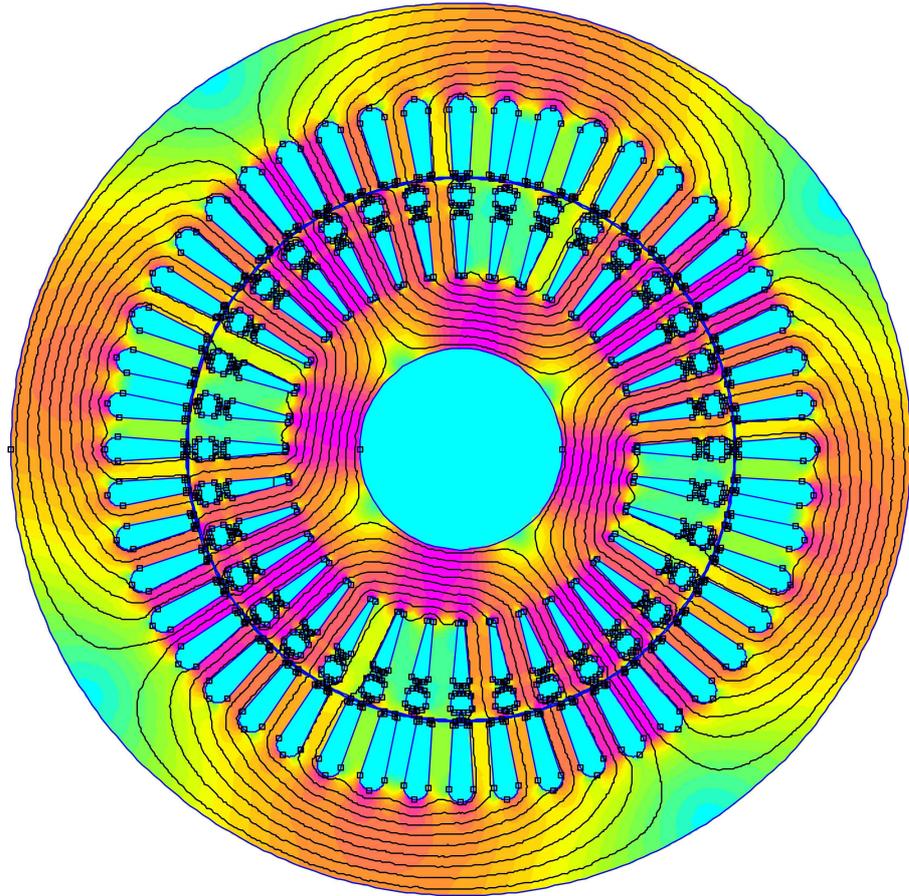
Výpočet ztrát v železe byl proveden s využitím modelu stroje SIEMENS 1LA7 163-4AA10, který je popsán v práci [6]. Modelem je výkres statoru a rotoru stroje (příčný řez) vytvořený v programu QCAD a exportovaný do programu FEMM (Obr. 2) [6], kde je provedena jeho analýza pomocí MKP.



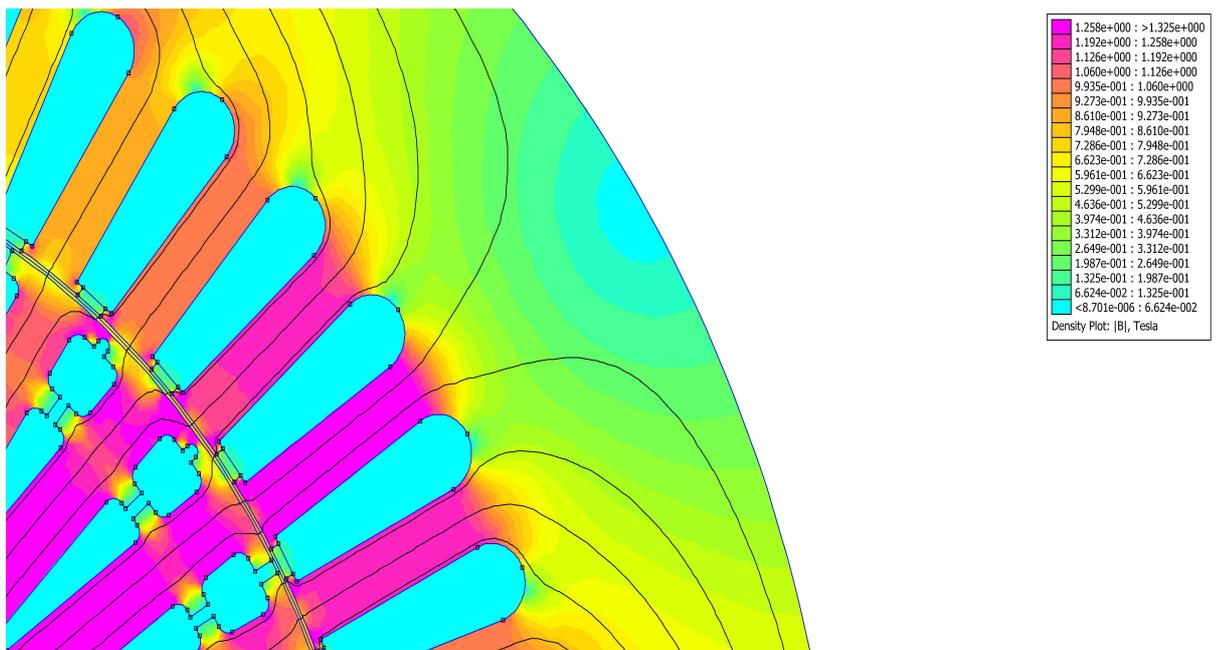
Obr.2. : Příčný řez stroje SIEMENS 1LA7 163-4AA10

2.2.1 Hlavní ztráty

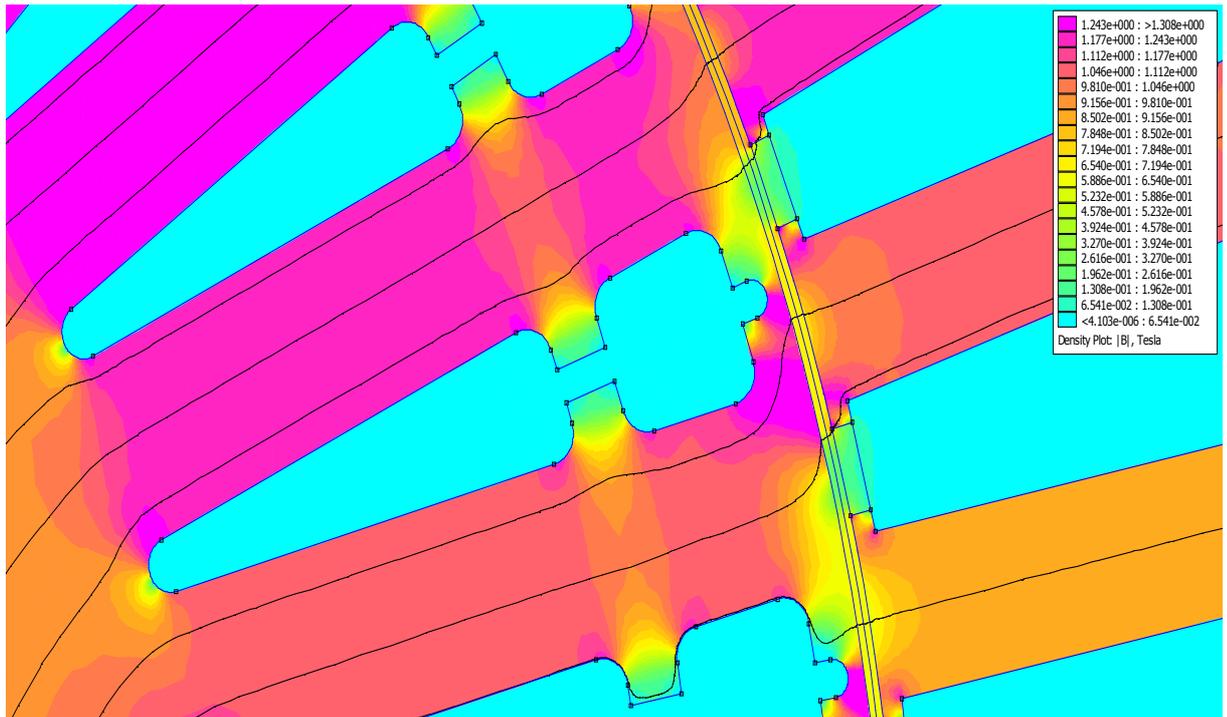
Výsledkem analýzy je znalost rozložení indukce ve statoru a rotoru stroje ve stavu naprázdno (přesněji v ideálním stavu naprázdno, jak je uvedeno v předchozí kapitole) jak je vidět na Obr. 3, 4 a 5.



Obr.3. : Rozložení indukce ve stroji při stavu naprázdno



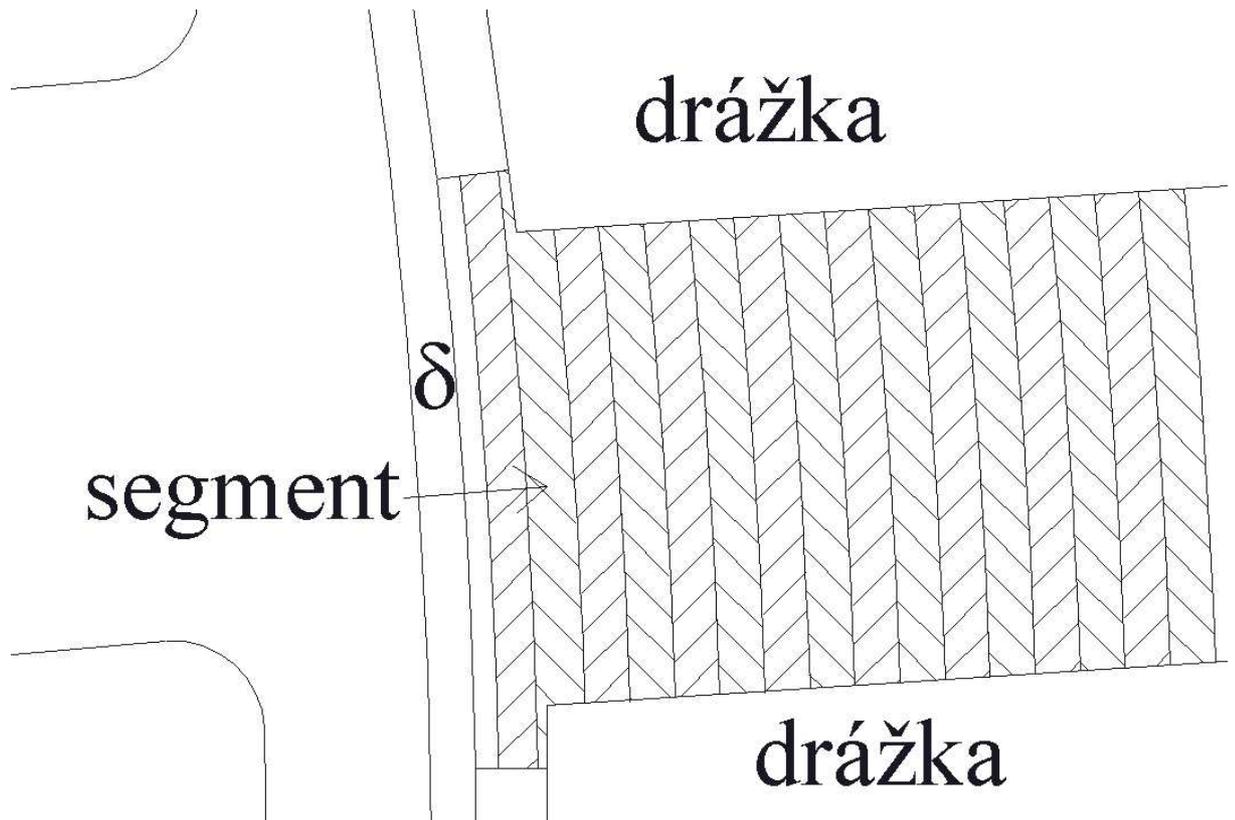
Obr.4. : Výřez zubové části statoru s legendou



Obr.5. : Výřez zubové části rotoru a vzduchová mezera

Jak je z výsledků analýzy vidět dosahuje velikost indukce v zubech hodnoty až 1,258 T (fialová barva) a ztráty v těchto místech budou nejvyšší.

Dalším krokem výpočtu bylo rozdělení příslušné části magnetického obvodu stroje (tedy stator nebo rotor) na dílčí segmenty (vrstvy). Příklad můžeme vidět na Obr. 6. S využitím skriptů uvedených v **příloze A** a **B**. jsem zjistil maximální velikost indukce v každé vrstvě, neboť ta je úměrná maximálním ztrátám v příslušném segmentu. Následně jsem, s pomocí hodnot uvedených v Tab. 1., určil hodnotu měrných ztrát v příslušném místě magnetického obvodu.



Obr.6. : Výřez statorového zubu s dílčím segmentem

B (T)	ΔP_{Fe} (W/kg)
0,1	0,2
0,2	0,9
0,3	1,8
0,4	3
0,5	4,4
0,6	5,9
0,7	7,6
0,8	9,5
0,9	11,6
1	13,9
1,1	16,5
1,2	19,5
1,3	22,9
1,4	27,5
1,5	32,9
1,6	44,1
1,7	47,7
1,8	50

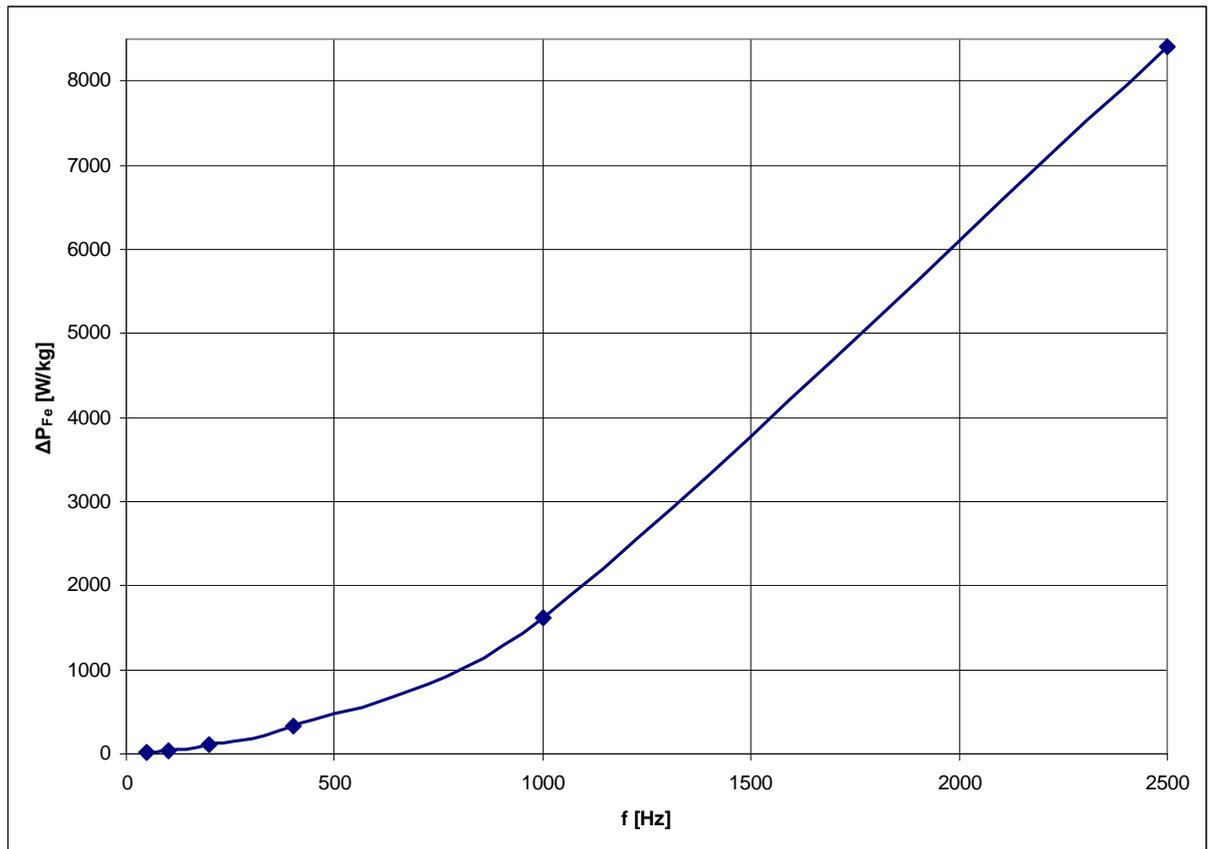
Tab.1. : Měrné ztráty plechů v závislosti na indukci při 50 Hz

Tento přímý přístup je ovšem možné použít pouze v případě statorových plechů, neboť výše uvedené hodnoty platí pouze pro frekvenci 50 Hz. V rotoru stroje se ovšem na ztrátách podílí pouze skluzová frekvence, která je v řádu jednotek Hz (v případě počítaného stroje je tato frekvence cca 1,33 Hz). Proto je nejprve nutné přepočítat velikost měrných ztrát pro tuto frekvenci. K tomu je možné využít známé závislosti velikosti ztrát a frekvence, kdy

$$\Delta p_{Fe} \sim f^{1,75} \quad (10)$$

S pomocí této závislosti je tedy možné získat přibližnou velikost měrných ztrát v rotoru. Je ovšem zřejmé, že tento výpočet bude zatížen značnou chybou, neboť výše uvedená skluzová frekvence je pouze přibližná hodnota, která nemusí zcela odpovídat reálnému stavu a hodnota mocninného koeficientu frekvence není též zcela přesná. Pro přesné výsledky by bylo nutné znát měrné ztráty hysterezí (závislé na první mocnině frekvence) a měrné ztráty vířivými proudy (závisí na druhé mocnině frekvence), které bychom nejprve samostatně přepočítali pro danou frekvenci a následně sečetli pro získání celkových měrných ztrát v železe. Protože je ovšem jejich určení, jak jsem již uvedl v kapitole 1.2.1, v praxi nemožné je nutné užít výše uvedený vztah (10) s koeficientem kombinujícím obě závislosti (lineární a mocninou).

Existuje také přesnější (ale stále zatížený určitou chybou) postup, kdy vyneseme známou velikost měrných ztrát pro určité frekvence (50, 100, 200 Hz,...) do grafu a vzniklou závislost (Obr. 7.) proložíme funkcí (v tomto případě mocninou), která nejlépe odpovídá vstupním datům. Z této funkce, která má mocninný charakter, poté můžeme získat hodnotu koeficientu mocniny frekvence, který je v tomto případě roven 1,64, tedy se příliš neliší od výše uvedené hodnoty.



Obr.7. : Závislost velikosti měrných ztrát na frekvenci

Výslednou velikost ztrát a jejich závislost na indukci můžeme vidět v Tab. 2.

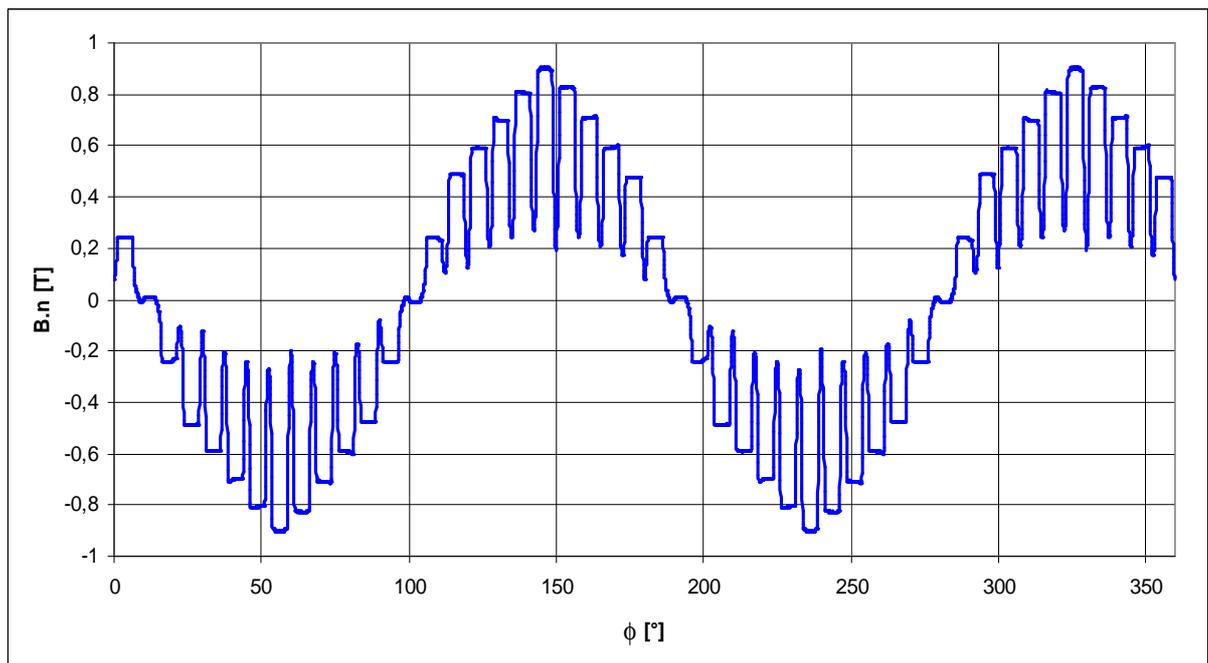
B (T)	ΔP_{Fe} (W/kg)
0,1	0,000341
0,2	0,001533
0,3	0,003066
0,4	0,00511
0,5	0,007494
0,6	0,010049
0,7	0,012944
0,8	0,01618
0,9	0,019757
1	0,023674
1,1	0,028103
1,2	0,033212
1,3	0,039003
1,4	0,046838
1,5	0,056035
1,6	0,075111
1,7	0,081242
1,8	0,08516

Tab.2. : Přepočtené měrné ztráty plechů při skluzové frekvenci

Pro získání celkové hodnoty hlavních ztrát v železe je ovšem třeba mimo měrných ztrát znát i hmotnost dané části magnetického obvodu. Potřebné rozměry jednotlivých segmentů bylo možné získat měřením přímo ze samotného modelu, který je nakreslen v měřítku 1:1. Dále je třeba znát délku stroje ($l = 0,1356 \text{ m}$) a hustotu použitých plechů ($\rho = 7650 \text{ kg/m}^3$). Výslednou hmotností poté tedy vynásobíme měrné ztráty a získáme tak velikost ztrát v daném segmentu. Celkové hlavní ztráty ve statoru či rotoru se tedy pak rovnají součtu dílčích výsledků.

2.2.2 Povrchové ztráty

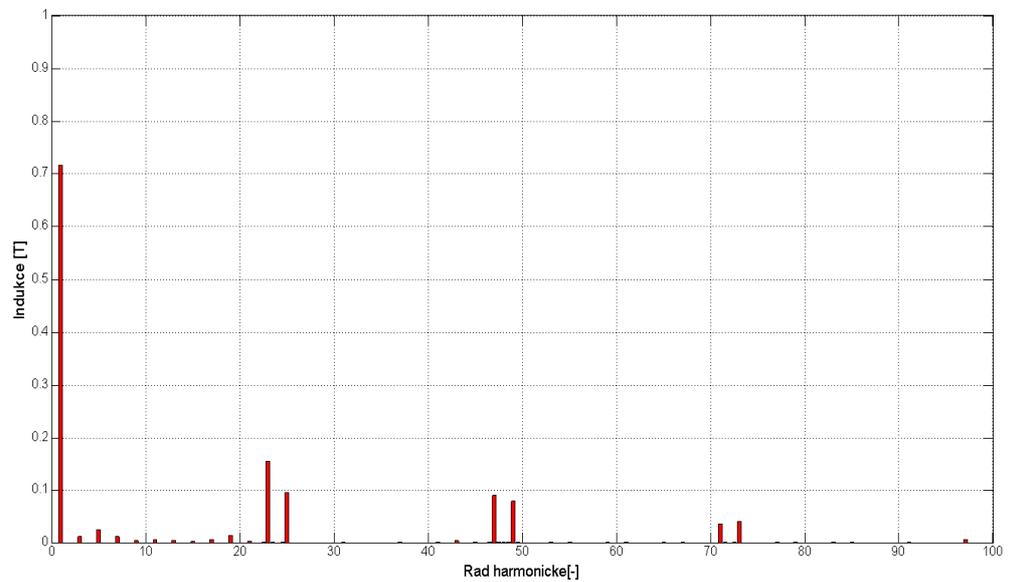
Pro jejich určení je nejdůležitější znalost průběhu normálové složky indukce ve vzduchové mezeře a jeho rozklad na jednotlivé složky spektra. K tomuto je možné opět využít analýzu ve FEMMu a příkaz **contour plot** pomocí něhož je možné zobrazit průběh indukce po určité křivce (v tomto případě kružnice kopírující vzduchovou mezeru). Výsledný získaný průběh pak můžeme vidět na Obr. 8. Výhodou tohoto postupu je možnost exportování průběhu do textového souboru a následné zpracování dat pomocí výpočetního softwaru (v tomto případě MATLAB).



Obr.8. : Průběh normálové složky indukce ve vzduchové mezeře

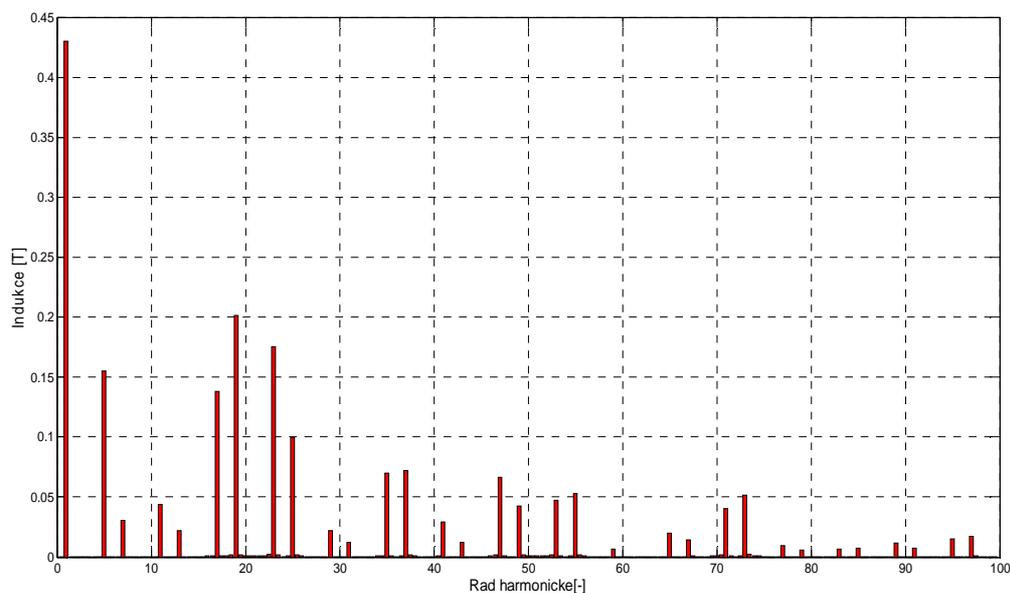
Samotný průběh normálové složky ovšem nestačí pro určení povrchových ztrát. Je nutné ho rozložit do spektra, abychom mohli přesně zahrnout vliv jednotlivých vyšších harmonických (některé se projevují pouze na povrchu zubů statoru, zatímco jiné pouze na rotoru). K tomu je možné použít rychlou fourierovu transformaci (tzv. FFT). V příloze C. je

uveden matlabovský skript použitý pro tento výpočet a zobrazení spektra, které můžeme vidět na Obr. 9. a Obr. 10.



Obr.9. : Spektrum normálové složky při chodu naprázdno

Jak je uvedeno v kapitole 1.2.2.1, jsou povrchové ztráty také závislé na zatížení stroje. Proto jsem provedl také analýzu stroje při jmenovitých otáčkách. Výsledné spektrum z této analýzy bylo odlišné od spektra při chodu naprázdno. Projevilo se zde větší množství vyšších harmonických a tím došlo i ke zvýšení ztrát.



Obr.10. : Spektrum normálové složky při jmenovitých otáčkách

Po získání obou spekter bylo dále nutné zjištění střední hodnoty amplitud vyšších harmonických. K tomu byly použity ze spektra při chodu naprázdno 5., 7., 11., 13., 17., 19., 23. a 25. harmonická. Tyto harmonické jsou způsobeny různými vlivy. Kupříkladu 5., 7., 11. a 13. jsou závislé na rozložení vinutí ve statoru stroje, zatímco 17. a 19. a jejich celočíselné násobky jsou způsobeny drážkováním rotoru. Podobně jsou 23., 25. a jejich celistvé násobky způsobeny drážkami na statoru.

Pro výpočet je ovšem nutné vzít v úvahu jak se tyto harmonické pohybují vůči statoru a rotoru. Vzhledem ke statoru se pohybují rychlostí rovnou zlomku řádu dané harmonické (tedy $1/5$, $1/7$, $1/11$, atd.). Protože se rotor otáčí, pohybují se vůči němu odlišnými úhlovými rychlostmi, které závisí na tom, zda se daná harmonická pohybuje takzvaně vpřed, tedy ve směru otáčení rotoru nebo v opačném směru. Z tohoto důvodu se tedy například 5. a 7. harmonická pohybují vůči rotoru rychlostí 6. harmonické. Výčet všech harmonických a jak se pohybují vůči rotoru, můžeme vidět v Tab. 3 a Tab. 4.

stat. harm.	7.	13.	19.	25.	31.	37.	43.	49.
rot. harm.	-6.	-12.	-18.	-24.	-30.	-36.	-42.	-48

Tab.3. : Pohyb sousledných harmonických vůči rotoru

stat. harm.	5.	11.	17.	23.	29.	35.	41.	47.
rot. harm.	6.	12.	18.	24.	30.	36.	42.	48.

Tab.4. : Pohyb zpětných harmonických vůči rotoru

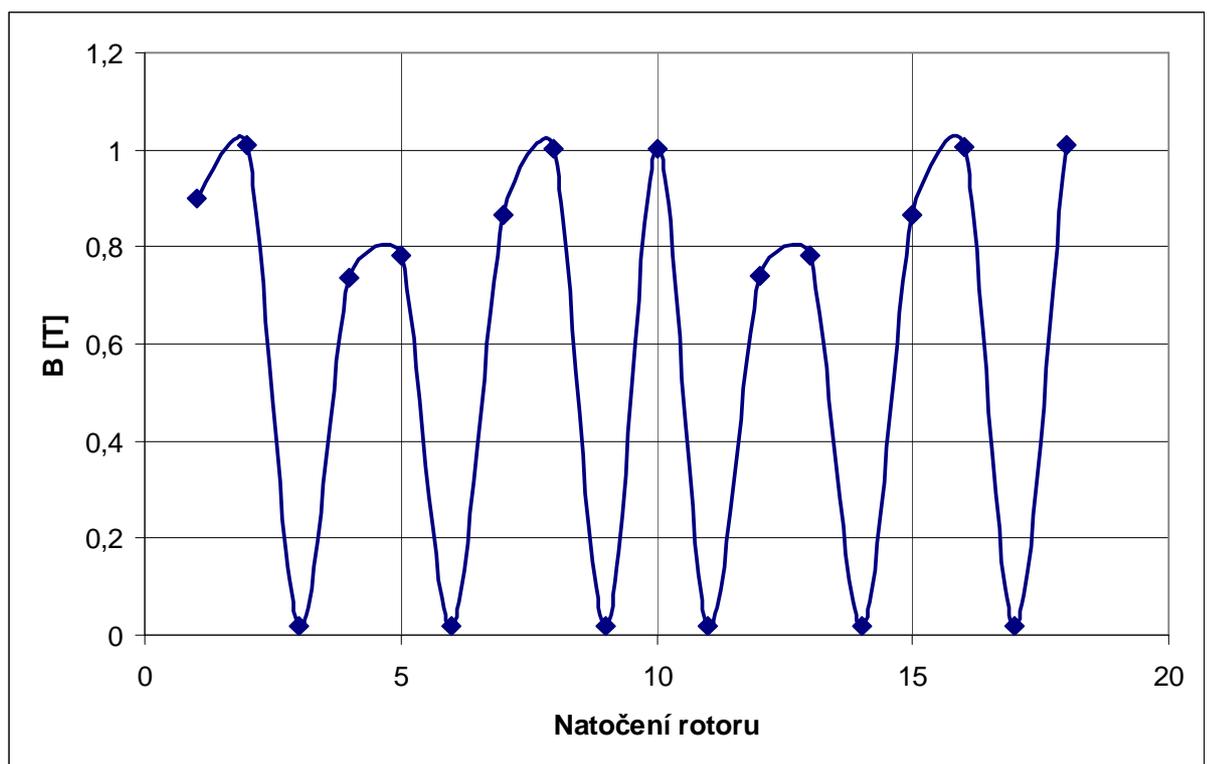
V Tab. 3 jsou vidět záporné hodnoty harmonických vůči rotoru. Pro výpočet ztrát toto ovšem nehraje roli neboť je pro výsledek relevantní pouze absolutní hodnota úhlové rychlosti dané harmonické. Z obou tabulek a ze spekter také můžeme vidět, že se v analyzovaném stroji projevují pouze liché harmonické, z nichž vždy dvě různé harmonické se vůči rotoru pohybují stejnou rychlostí (v opačných směrech), která odpovídá harmonické ležící mezi nimi.

V případě jmenovitého zatížení bylo výsledné spektrum bohatší s větším obsahem vyšších harmonických, ovšem stále v něm chyběly sudé harmonické. Díky bohatšímu spektru bylo možné do výpočtu zahrnout i 29., 31., 35., 37., 41., a 43. harmonickou. Navíc byla amplituda všech harmonických (5., 7., 11.,...) vyšší než ve stavu naprázdno.

Následně byla pro každou harmonickou s pomocí vztahů (6) a (7) vypočítána velikost ztrát na jednotku plochy. Součin $Q.n$, který odpovídá frekvenci pulsů od drážkování statoru a rotoru, jsem nahradil úhlovou rychlostí příslušné harmonické. Poté jsem s využitím modelu na Obr. 2 vypočetl celkový povrch statorových a rotorových zubů. Nakonec jsem výslednou hodnotu vynásobil s měrnými ztrátami od jednotlivých harmonických a výsledky sečetl pro získání celkových povrchových ztrát.

2.2.3 Ztráty pulsační

V kapitole 1.2.2.2 je uvedeno, že pro výpočet pulsačních ztrát musíme znát amplitudu pulsů indukce v zubech. Toho je možné dosáhnout tak, že z analyzovaného modelu odečteme střední hodnotu indukce v jednom zubu (v tomto případě na rotoru) pro různé vzájemné polohy rotorových a statorových zubů (zub-zub, zub-drážka,...). K tomu je nutné v modelu postupně natáčet rotor o určitý úhel. Pro tento krok jsem vytvořil skript, uvedený v **příloze D**. Skript nejprve odečte střední indukci v zubu pro polohu zub-zub. Poté provede natočení rotoru pomocí příkazu `moverotate()` a znovu zanalyzuje celý model. Následně opět odečte střední indukci v zubu a obě hodnoty indukce zapíše do textového souboru pro další zpracování. Indukce byla odečítána ve více zubech pro přesnější určení amplitudy pulsů. Výsledný průběh pulsací indukce v zubu můžeme vidět na Obr. 11.



Obr.11. : Průběh pulsací indukce v zubu rotoru

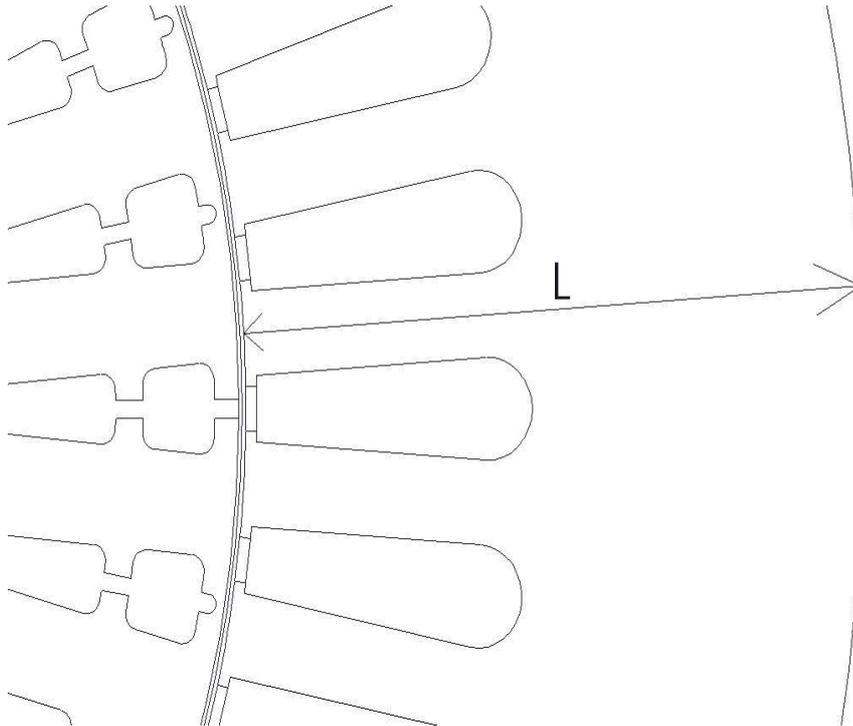
Dále jsem z rozdílu maximálních a minimálních hodnot indukce (teoreticky je B_{max} pro polohu zub-zub a B_{min} pro zub-drážka) určil amplitudu pulsů. Následně s použitím vztahu (8) jsem vypočetl velikost pulsačních ztrát v rotorových zubech.

3 Výsledky výpočtu a účinnost stroje

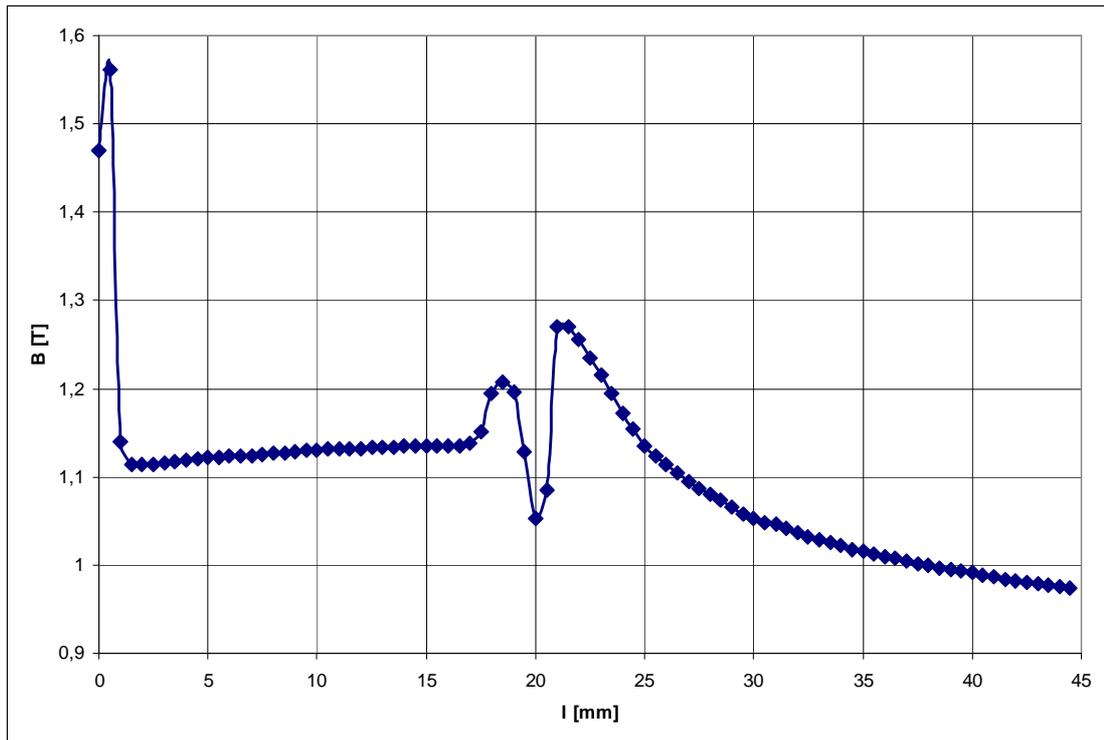
3.1 Ztráty ve stavu naprázdno

3.1.1 Hlavní ztráty

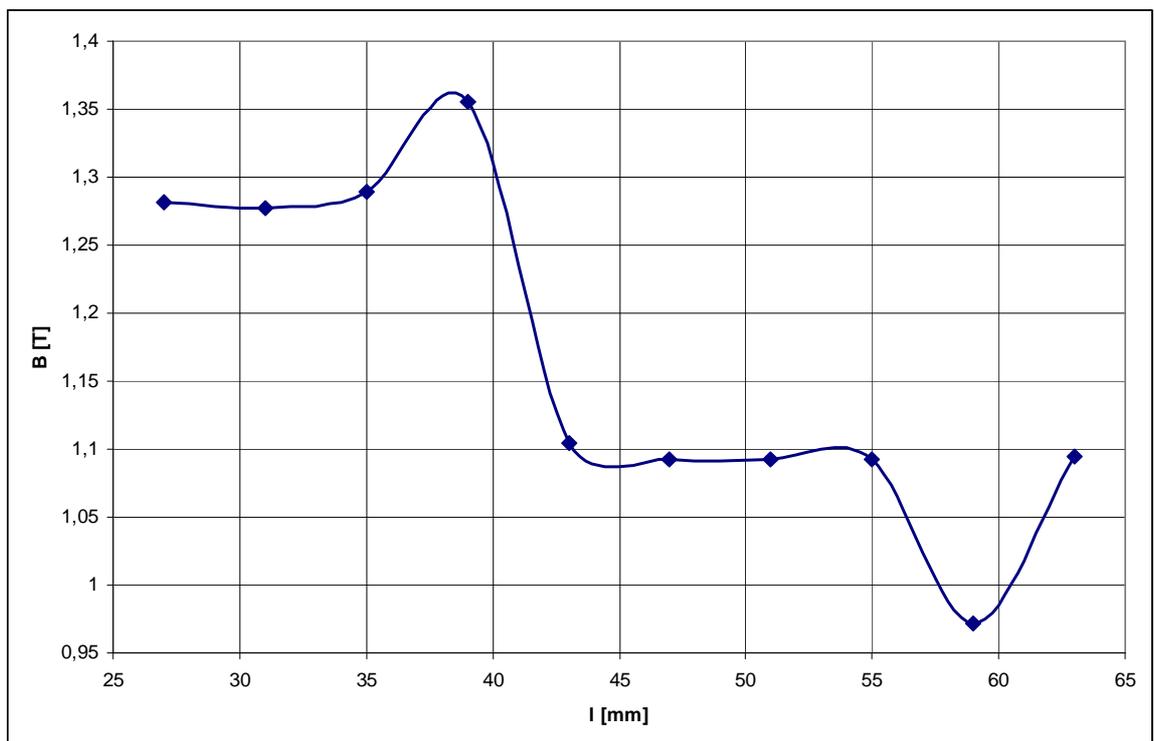
S pomocí skriptů v přílohách A a B a výsledků analýzy (Obr. 2.) jsem určil průběh indukce ve statoru (Obr. 12. a 13.) a rotoru stroje (Obr. 14.)



Obr.12. : Výřez části statoru pro odečtení indukce

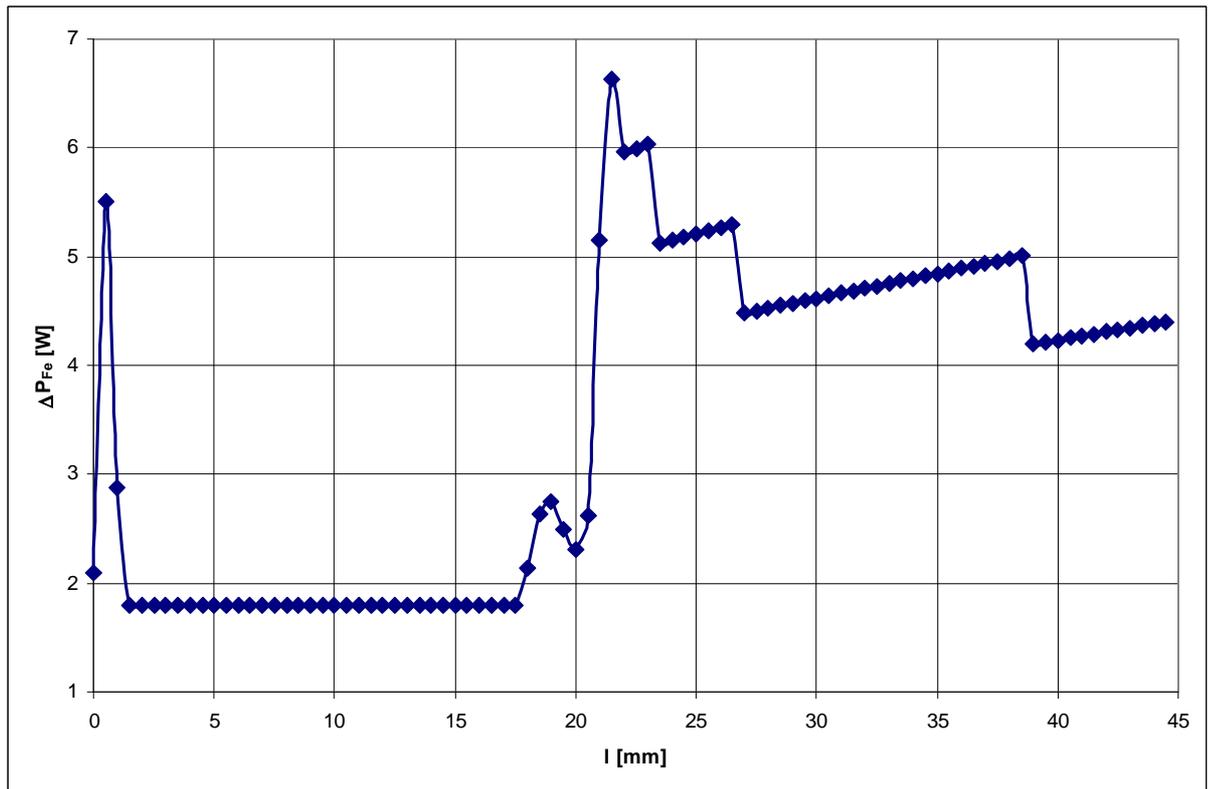


Obr.13. : Průběh indukce ve statoru v závislosti na vzdálenosti od vzduchové mezery

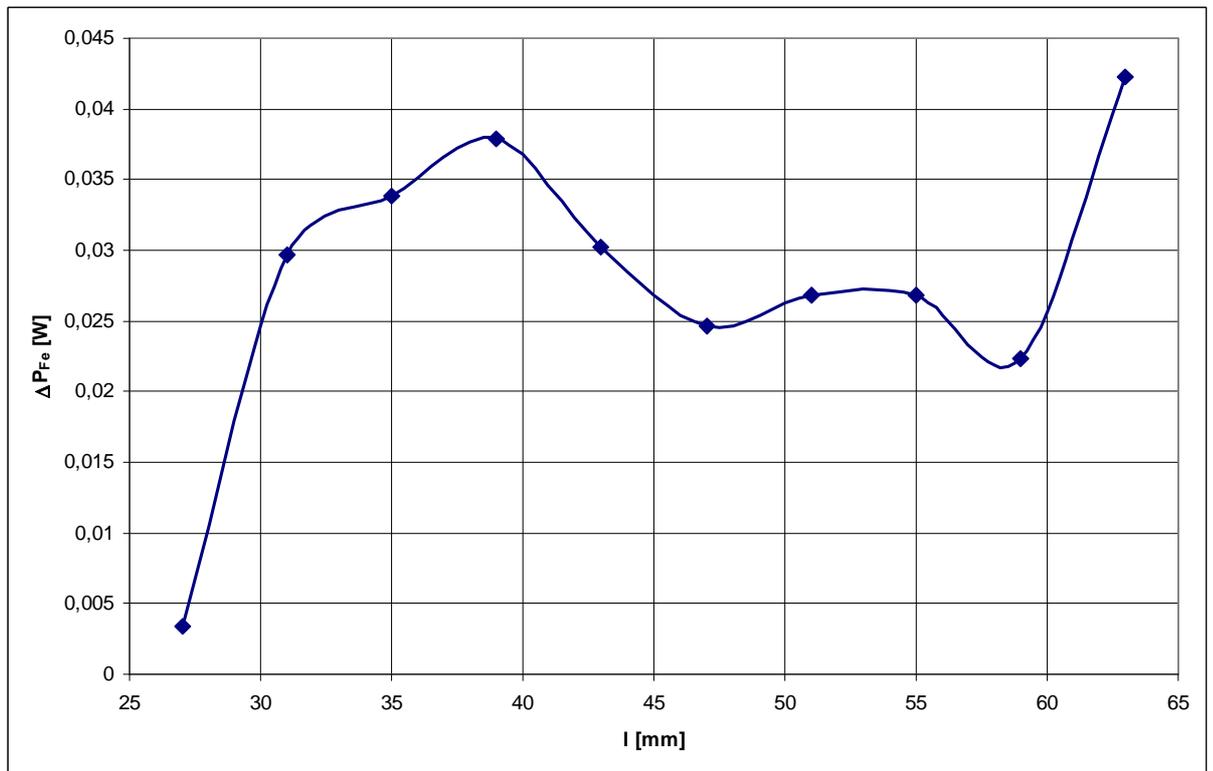


Obr.14. : Průběh indukce v rotoru v závislosti na poloměru rotoru

Následně s využitím postupu v **kapitole 2.2.1** jsem určil rozložení ztrát v železe ve statoru a rotoru, které můžeme vidět na Obr. 15 a Obr. 16.



Obr.15. : Rozložení ztrát ve statoru



Obr.16. : Rozložení ztrát v rotoru stroje

Z uvedených výsledků je patrné, že přestože je velikost ztrát úměrná velikosti indukce, nekopíruje jejich průběh tvar průběhu indukce. To je dáno především nutností zaokrouhlit

odečtenou hodnotu indukce na nejbližší tabulkovou hodnotu (viz Tab. 1 a Tab. 2) a také různou hmotností jednotlivých segmentů.

Výsledná velikost hlavních ztrát pak byla vypočtena jako součet všech dílčích výsledků a je rovna:

pro stator

$$\Delta P_{Fe} = 316,55 \text{ W}$$

a pro rotor

$$\Delta P_{Fe} = 0,277917 \text{ W}$$

Celkové hlavní ztráty jsou potom $\Delta P_{Fe} = 316,8306 \text{ W}$.

3.1.2 Povrchové a pulsační ztráty

Ze spektra na Obr. 9 jsem odečetl hodnotu indukce pro jednotlivé harmonické a vypočetl velikost ztrát pro každou z nich s využitím mírně upravených vztahů (6)(7) a vypočteného povrchu zubů (**0,052382 m²** pro stator a **0,055254 m²** pro rotor). Výsledky můžeme vidět v Tab. 5 a 6.

harmonická	B (T)	$\Delta P_{\delta \text{pměr.}} \text{ (W/m}^2\text{)}$	$\Delta P_{\delta} \text{ (W)}$
5.	0,0246	0,003106933	0,000134858
7.	0,0126	0,000492052	$2,13578 \cdot 10^{-05}$
11.	0,00647	$6,58622 \cdot 10^{-05}$	$2,85878 \cdot 10^{-06}$
13.	0,00613	$4,60175 \cdot 10^{-05}$	$1,99741 \cdot 10^{-06}$
17.	0,00764	$4,78002 \cdot 10^{-05}$	$2,0748 \cdot 10^{-06}$
19.	0,0151	0,00015803	$6,85939 \cdot 10^{-06}$
23.	0,155	0,012502254	0,000542667
25.	0,0961	0,004240855	0,000184077

Tab.5. : Povrchové ztráty na statorových zubech

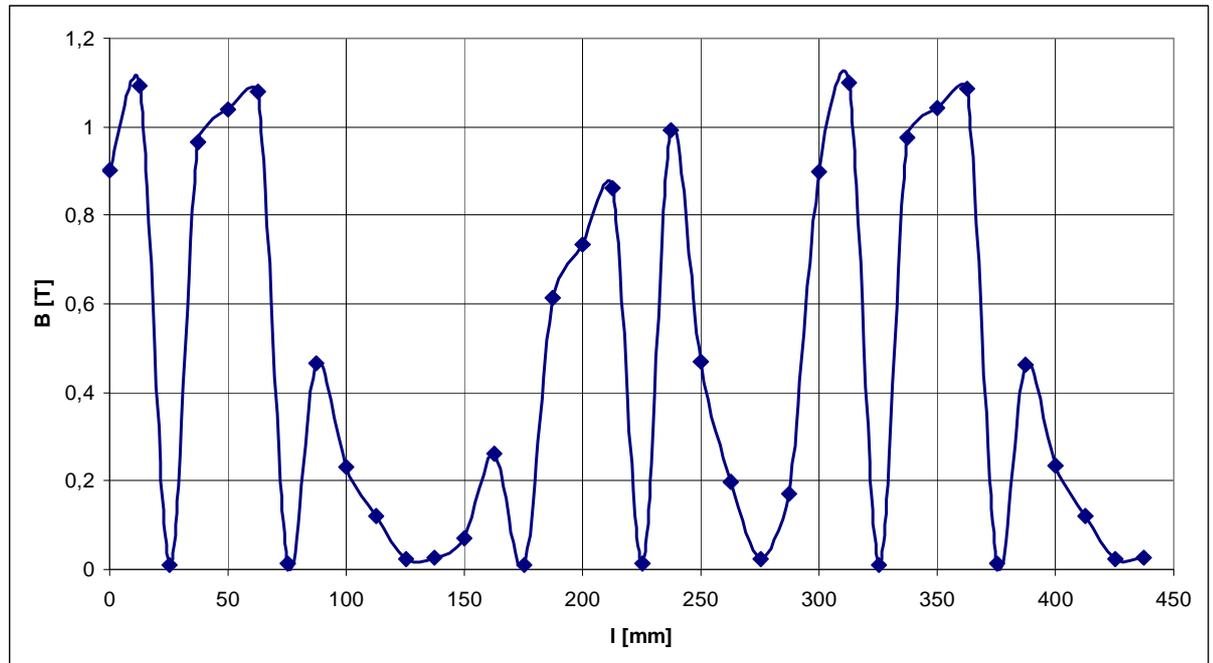
zdánlivá harmonická	B (T)	$\Delta P_{\delta \text{pměr.}} \text{ (W/m}^2\text{)}$	$\Delta P_{\delta} \text{ (W)}$
6.	0,0246	0,510521	0,02040364
6.	0,0126	0,133932	0,00535277
12.	0,00647	0,099884	0,003992
12.	0,00613	0,089662	0,00358347
18.	0,00764	0,255866	0,010226
18.	0,0151	0,999492	0,03994599
24.	0,155	162,1425	6,48023517
24.	0,0961	62,32759	2,4910024

Tab.6. : Povrchové ztráty na rotorových zubech

Po sečtení všech dílčích výsledků vyšla velikost ztrát $\Delta P_{\delta} = \mathbf{0,00089675 \text{ W}}$ pro stator a $\Delta P_{\delta} = \mathbf{9,05474 \text{ W}}$ pro rotor. Jak je vidět jsou ztráty v rotorových zubech mnohem vyšší než ve statorových, což je způsobeno zejména vyššími úhlovými rychlostmi složek spektra vůči rotoru.

Celkové povrchové ztráty při chodu naprázdno měly velikost $\Delta P_{\delta} = \mathbf{9,0556 \text{ W}}$.

Pulsační ztráty jsem určil z výsledků analýzy popsané v kapitole 2.2.3, kde jsem z odečtené indukce v zubech (Obr. 17) pro různé vzájemné polohy rotoru a statoru (Obr. 11) zjistil amplitudu pulsů v rotorových zubech ($B_p = 1,18764 \text{ T}$). Tu jsem použil k výpočtu pulsačních ztrát dle vztahu (8). Výsledné ztráty činili $\Delta P_p = 128,128 \text{ W}$.

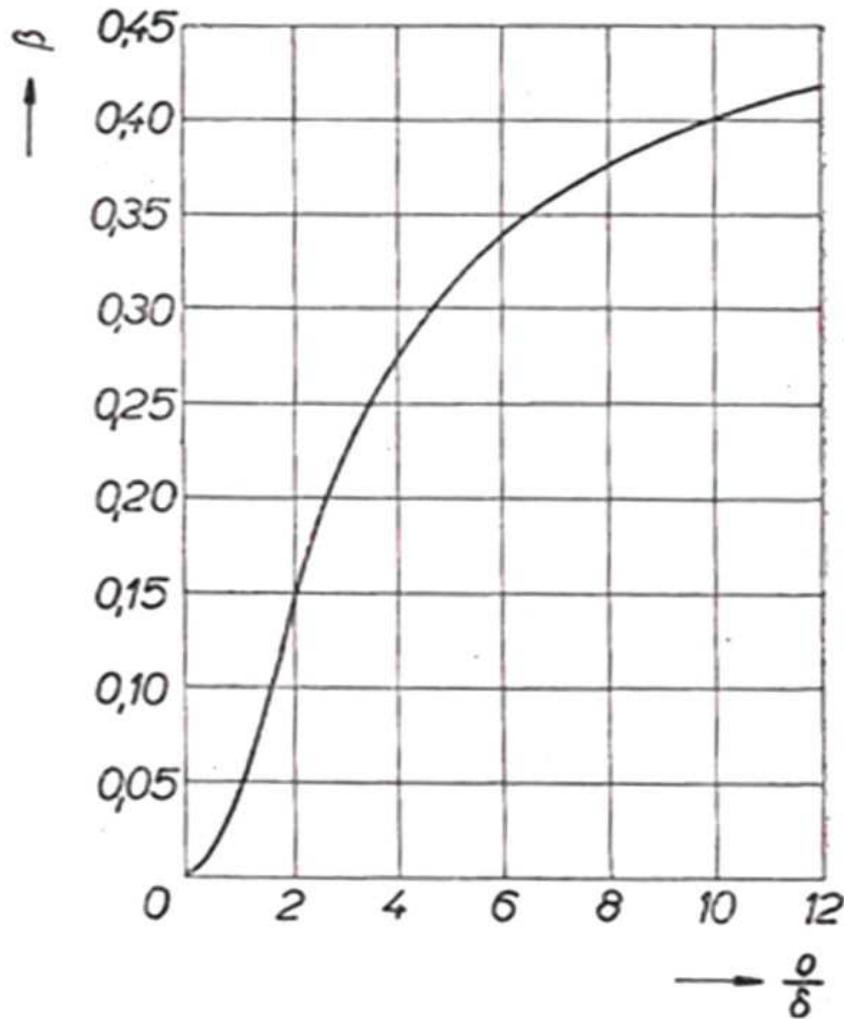


Obr.17. : Průběh indukce v zubech po obvodu rotoru

3.1.2.1 Referenční výpočet povrchových ztrát

Pro názornější porovnání konečně prvkového výpočtu s dříve používanými metodami a ověření jeho správnosti provedu ještě kontrolní analytický výpočet povrchových ztrát vycházející z rozměrů a rozložení drážek na statoru a rotoru.

K výpočtu analytickou metodou je nutné určit velikost činitele ztrát β_0 , který závisí na poměru otevření drážky b_0 a vzduchové mezery δ , a Carterova činitele k_c . Činitel β_0 je možné určit z charakteristiky na Obr. 18, kde je vynesena jeho závislost na poměru b_0/δ .

Obr.18. : Závislost β_0 na b_0/δ [7]

Velikost Carterova činitele můžeme zjistit ze vztahu (11) a (13), kde t_d je drážková rozteč, γ závisí na poměru b_0/δ a δ je velikost vzduchové mezery.

$$k_c = \frac{t_d}{t_d - \gamma \delta} \quad (11)$$

$$\gamma = \frac{(b_0/\delta)^2}{5 + b_0/\delta} \quad (12)$$

Vztah (11) se ovšem počítá pouze stator nebo rotor. Výsledný Carterův činitel je pak roven součinu těchto dílčí činitelů.

$$k_c = k_{c1} k_{c2} \quad (13)$$

$$\beta_{01} = 0,18; \beta_{02} = 0,34$$

$$k_c = 1,237789$$

$$B_\delta = 0,943 \text{ T}$$

Následně určím z takto vypočtených hodnot β_0 a k_c amplitudu pulsací indukce ve vzduchové mezeře vzhledem ke statoru a k rotoru.

$$B_{01} = \beta_{01} k_c B_\delta = 0,18 \cdot 1,237789 \cdot 0,943 = 0,210 \text{ T}$$

$$B_{02} = \beta_{02} k_c B_\delta = 0,34 \cdot 1,237789 \cdot 0,943 = 0,39686 \text{ T}$$

Velikost měrných ztrát je pak dle vztahů (6),(7)

$$p_{\delta p1} = 0,5 k_0 \left(\frac{Q_2 n}{10000} \right)^{1,5} (10^3 \cdot B_{01} t_{d2})^2 = 0,5 \cdot 1,5 \cdot \left(\frac{36 \cdot 1460}{10000} \right)^{1,5} (10^3 \cdot 0,210 \cdot 0,00933)^2 = 34,751 \text{ W/m}^2$$

$$p_{\delta p2} = 0,5 k_0 \left(\frac{Q_1 n}{10000} \right)^{1,5} (10^3 \cdot B_{02} t_{d1})^2 = 0,5 \cdot 1,5 \cdot \left(\frac{48 \cdot 1460}{10000} \right)^{1,5} (10^3 \cdot 0,39686 \cdot 0,00943)^2 = 181,679 \text{ W/m}^2$$

Celkové ztráty

$$\Delta P_{\delta 1} = p_{\delta p1} (t_{d1} - b_{01}) Q_1 l = 34,751 (0,00943 - 0,0028) \cdot 48 \cdot 0,1365 = 1,508 \text{ W}$$

$$\Delta P_{\delta 2} = p_{\delta p2} (t_{d2} - b_{02}) Q_2 l = 181,679 (0,00933 - 0,0012) \cdot 36 \cdot 0,1365 = 7,261 \text{ W}$$

$$\Delta P_\delta = \Delta P_{\delta 1} + \Delta P_{\delta 2} = \underline{\underline{8,769 \text{ W}}}$$

3.2 Ztráty při zatížení

Hlavní ztráty v železe i pulsační ztráty jsou při zatížení stroje stejné jako ve stavu naprázdno na rozdíl od ztrát povrchových, které rostou se zátěží. To je způsobeno především větším množstvím harmonických ve spektru normálové složky indukce ve vzduchové mezeře (Obr. 10). Postup výpočtu je stejný jako ve stavu naprázdno a výsledky jsou uvedeny v Tab. 7 a Tab. 8.

harmonická	B (T)	$\Delta P_{\delta pm\acute{e}r}$ (W/m ²)	ΔP_{δ} (W)
5.	0,155	0,123345997	0,005354
7.	0,0303	0,002845476	0,000124
11.	0,044	0,003046022	0,000132
13.	0,0222	0,000603542	$2,62 \cdot 10^{-05}$
17.	0,138	0,015595578	0,000677
19.	0,202	0,028280625	0,001228
23.	0,175	0,015936796	0,000692
25.	0,0996	0,004555388	0,000198
29.	0,0218	0,000174676	$7,58 \cdot 10^{-06}$
31.	0,0122	$4,94987 \cdot 10^{-05}$	$2,15 \cdot 10^{-06}$
35.	0,0698	0,001350596	$5,86 \cdot 10^{-05}$
37.	0,0724	0,001336876	$5,8 \cdot 10^{-05}$
41.	0,0293	0,000187705	$8,15 \cdot 10^{-06}$
43.	0,0126	$3,23188 \cdot 10^{-05}$	$1,4 \cdot 10^{-06}$

Tab.7. : Povrchové ztráty na statoru při zatížení

zdánlivá harmonická	B (T)	$\Delta P_{\delta pm\acute{e}r}$ (W/m ²)	ΔP_{δ} (W)
6.	0,155	20,26782	0,810029
6.	0,0303	0,774513	0,030954
12.	0,044	4,619489	0,184624
12.	0,0222	1,175965	0,046999
18.	0,138	83,48022	3,336395
18.	0,202	178,8662	7,148617
24.	0,175	206,6853	8,260445
24.	0,0996	66,95025	2,675753
30.	0,0218	4,48241	0,179145
30.	0,0122	1,403842	0,056106
36.	0,0698	60,40617	2,41421
36.	0,0724	64,99015	2,597415
42.	0,0293	13,413	0,536068
42.	0,0126	2,480457	0,099135

Tab.8. : Povrchové ztráty na rotoru při zatížení

Po sečtení dílčích výsledků vyšla velikost ztrát na statoru $\Delta P_{\delta} = 0,0085657$ W a na rotoru $\Delta P_{\delta} = 28,3759$ W. Ztráty tedy dle očekávání vzrostly a rotorové ztráty byly opět vyšší než statorové. Celkové povrchové ztráty při zatížení měly velikost $\Delta P_{\delta} = 28,38446$ W.

3.3 Účinnost stroje a celkové ztráty

Pro ověření správnosti výsledků je vhodné provést výpočet účinnosti stroje a porovnat získanou hodnotu se štítkovými údaji. Z tohoto důvodu je tedy nutné určit nejprve ztráty Joulovy a ztráty mechanické.

Hodnoty potřebné pro výpočet Joulových ztrát jako je fázový proud statorem a odpor statorového vinutí jsem získal z [6]. V této práci byla ovšem hodnota odporu na statoru počítána ze stavu, kdy byl stroj studený a ztráty tak vyjdou o něco nižší než ve skutečnosti při jmenovitém stavu.

Joulovy ztráty při chodu naprázdno

$$R_s = 0,395 \, \Omega; I_s = 8,8 \, \text{A}; m = 3$$

$$\Delta P_j = m R_s I^2 = 3 \cdot 0,395 \cdot 8,8^2 = 91,7664 \, \text{W}$$

Mechanické ztráty určíme ze vztahu (14),

$$\Delta P_m = v^{2,5} D_1 \sqrt{l_e} \quad (14)$$

kde v je obvodová rychlost rotoru, D_1 je vnitřní průměr statoru a l_e délka stroje.

$$n = 1460 \, \text{ot/min}; D_1 = 0,144 \, \text{m}; l_e = 0,1365 \, \text{m}$$

$$v = \frac{\pi D_1 n}{60} = \frac{\pi \cdot 0,144 \cdot 1460}{60} = 11,01 \, \text{m/s}$$

$$\Delta P_m = v^{2,5} D_1 \sqrt{l_e} = 11,01^{2,5} \cdot 0,144 \cdot \sqrt{0,1365} = 21,39 \, \text{W}$$

Celková energie ztracená ve stroji se vypočte jako,

$$\Delta P = \Delta P_j + \Delta P_{Fe \, \text{celk}} + \Delta P_m \quad (15)$$

kde

$$\Delta P_{Fe \, \text{celk}} = \Delta P_{Fe} + \Delta P_\delta + \Delta P_p = 316,8306 + 9,0556 + 128,128 = 454,0143 \, \text{W}$$

a celkové ztráty při chodu naprázdno mají tedy velikost

$$\Delta P = \Delta P_j + \Delta P_{Fe \, \text{celk}} + \Delta P_m = 91,7664 + 454,0143 + 21,39 = \underline{\underline{567,1708 \, \text{W}}}$$

Ve stavu naprázdno ovšem nelze účinnost určit, neboť stroj nedodává na hřídel žádný výkon a příkon hradí pouze ztráty.

Z tohoto důvodu tedy určím účinnost stroje pro jmenovitém zatížení. Jak jsem již uvedl, vzrostou v tomto případě ztráty povrchové díky bohatšímu spektru normálové složky indukce ve vzduchové mezeře. Také by se v tomto případě měli zvýšit ztráty Joulovy, jelikož vzroste odpor vinutí v důsledku nárůstu teploty stroje, ovšem, jak jsem již zmínil, tuto hodnotu neznám a tak uvažuji studený stroj i pro jmenovité zatížení. Zároveň také vzroste statorový proud a v důsledku nárůstu skluzu (při chodu naprázdno je $s \approx 0$) a tím i proudem rotorem se do výsledku promítnou i ztráty rotorové.

Joulovy ztráty tedy poté budou

$$R_s = 0,395 \, \Omega; I_s = 22,5 \, \text{A}; m_1 = 3$$

$$R_r = 53,9 \, \mu\Omega; I_r = 953,39 \, \text{A}; m_2 = 18$$

$$\Delta P_j = m_1 R_s I_s^2 + m_2 R_r I_r^2 = 3 \cdot 0,395 \cdot 22,5^2 + 18 \cdot 53,9 \cdot 10^{-6} \cdot 953,39^2 = 1481,791 \, \text{W}$$

Celkové ztráty v železe při jmenovitém zatížení,

$$\Delta P_{\text{Fe celk}} = \Delta P_{\text{Fe}} + \Delta P_{\delta} + \Delta P_p = 316,8306 + 28,384 + 128,128 = 473,343 \, \text{W}$$

a celkové ztráty při zatížení jsou,

$$\Delta P = \Delta P_j + \Delta P_{\text{Fe celk}} + \Delta P_m = 1481,791 + 473,343 + 21,39 = \underline{1976,525 \, \text{W}}$$

Stroj má příkon 12429,38 W

a účinnost stroje potom tedy je,

$$\eta = \left(1 - \frac{\Delta P}{P_p}\right) \cdot 100 = \left(1 - \frac{1976,525}{12429,38}\right) \cdot 100 = \underline{84,1}$$

což dobře odpovídá štítkové hodnotě **88,5 %**.

3.4 Zhodnocení výsledků

Získané výsledky dobře odpovídají parametrům garantovaným výrobcem stroje, jak jsem ověřil při výpočtu účinnosti. Přesto se vypočtená účinnost odlišuje od štítkové hodnoty. To je způsobeno několika faktory. Za prvé jsem uvažoval při výpočtu Joulových ztrát hodnotu odporu studeného stroje (tedy při 20°C) což zcela neodpovídá skutečnosti. Dalším důležitým faktorem byla nutnost některé hodnoty odhadnout nebo zaokrouhlit na neblížejší tabulkovou

hodnotu (např. při určování měrných hlavních ztrát). Nevýznamnější vliv ovšem mělo samotné využití počítačového modelu a jeho analýzy pomocí metody konečných prvků. Zejména výpočet povrchových ztrát se svou metodikou liší od klasického postupu. Využití Fourierovy analýzy umožnilo přesně zahrnout vliv vyšších harmonických na velikost povrchových ztrát, čímž jsme získali fyzikálně přesnější metodiku výpočtu.

Z výsledků vidíme, že hlavní ztráty v železe jsou mnohem vyšší na statoru ($\Delta P_{Fe}=316,55\text{W}$) než na rotoru ($\Delta P_{Fe}=0,277917\text{W}$). To je způsobeno nízkou frekvencí pole v rotoru ($f=1,3333\text{ Hz}$). Z tohoto důvodu se ve většině případů ztráty v rotoru zanedbávají a počítají se pouze statorové. Navíc v případě metodiky použité v této práci je hodnota rotorových ztrát pouze přibližná (na rozdíl od statorových ztrát, jejichž určení je s pomocí MKP přesnější než u klasického výpočtu) neboť velikost měrných ztrát použitých plechů bylo nutné, jak jsem již uvedl v kapitole 2.2.1, extrapolovat pro frekvenci v rotoru. Vzhledem k jejich velikosti ve vztahu k celkovým hlavním ztrátám je ovšem tato chyba zanedbatelná a neovlivňuje významněji přesnost výsledků.

Povrchové ztráty vyšli při použití metody konečných prvků vyšší než u referenčního výpočtu. To je způsobeno zahrnutím více harmonických do výpočtu než jen drážkové harmonické. Výpočet navíc také názorně ukázal nárůst vlivu vyšších harmonických a tím i ztrát se zvyšující se zátěží stroje. Zároveň je s touto metodikou možné přesně určovat povrchové ztráty pro různá zatížení. Dříve bylo nutné pro jmenovité zatížení tyto ztráty společně se ztrátami pulzačními zahrnout do jednoho výpočtu, který měl navíc pouze přibližný charakter ($\Delta P_{\text{přidavné}} \approx 0,5\% P_p$ u asynchronních strojů pro obecné použití) [1].

Nejvýznamnější vliv měli ve spektru pro stav naprázdno 23. a 25. harmonická, které odpovídají vlivu drážkování statoru a rotoru. Amplituda zbylých harmonických byla přibližně o řád nižší, jejich vliv tudíž nebyl velký. Celkové povrchové ztráty ($\Delta P_{\delta} = 9,0556\text{ W}$) vyšli přibližně o 0,3W vyšší než v referenčním výpočtu ($\Delta P_{\delta} = 8,769\text{ W}$).

Při jmenovitém zatížení vzrostl vliv ostatních harmonických a ve spektru se mimo 23. a 25. harmonické, významně projeví i 5., 17. a 19. harmonická. V důsledku toho vzrostla hodnota ztrát na $\Delta P_{\delta} = 28,384\text{ W}$.

Závěr

Práce byla zaměřena na výpočet ztrát v železe asynchronního motoru s využitím metody konečných prvků. V první části (kapitoly 1.1 a 1.2) byly popsány jednotlivé druhy ztrát v asynchronním motoru, princip jejich vzniku a způsob určení.

Ve druhé části byl popsán zvolený výpočetní program FEMM (kapitola 2.1) a rozebrána metodika výpočtu (kapitola 2.2), popsány jednotlivé kroky a zmíněny možné nepřesnosti ve výpočtu.

Třetí část byla zaměřena na shrnutí (kapitoly 3.1 a 3.2) a zhodnocení jednotlivých výsledků (kapitola 3.4) a určení účinnosti stroje (kapitola 3.3).

V práci byla ukázána použitelnost metody konečných prvků (a obecně numerických metod výpočtu) pro analýzu elektrických strojů. Mezi její velké výhody oproti starším postupům výpočtu patří zejména možnost analyzovat stroj v různých stavech (s omezeními popsány v kapitole 2.1), určení množství parametrů stroje, které jsou jinými postupy obtížně zjistitelné, z výsledků analýzy a vyšší přesnost a věrnost realitě. Mezi nevýhody spadá hlavně časová náročnost výpočtu a s ní spojená nutnost použití výkonného počítače, nutnost extrapolovat nebo odhadnout některé vstupní parametry, které nemusí být k dispozici a riziko chyby během postprocesingu vinou špatně zvolené výpočtové metody.

Metoda má široké použití od ověření návrhu stroje po zjišťování parametrů již hotového stroje a jejich změnu v různých režimech chodu bez nutnosti jejich měření.

V práci bylo možné také vidět podíl jednotlivých ztrát na celkových ztrátách a jejich vliv na účinnost stroje. Ztráty Joulovy byly ve stavu naprázdno malé (**91,7664 W**) a největší vliv měli hlavní ztráty v železe (**316,831 W**). Pulsační ztráty se rovnali přibližně třetině hlavních ztrát ($\Delta P_p = \mathbf{128,128 W}$). Povrchové ztráty byly vůči těmto poměrně malé ($\Delta P_\delta = \mathbf{9,0556 W}$), ovšem měli oproti hlavním a pulsačním ztrátám v železe vliv na účinnost stroje s rostoucí zátěží neboť velikost povrchových ztrát je závislá na zátěži stroje.

Pro jmenovitý stav měli hodnotu $\Delta P_\delta = \mathbf{28,384 W}$. Ve jmenovitém stavu vzrostla i hodnota Joulových ztrát, které tak získali největší vliv na účinnost stroje. Z důvodů popsanych v kapitole 3.3 je ovšem nebylo možné pro tento stav zcela přesně určit.

Seznam literatury a informačních zdrojů

- [1] KOPYLOV, Igor Petrovič aj. *Stavba elektrických strojů*. 1. vyd. Praha: Státní nakladatelství technické literatury, 1988. 685 s.
- [2] CIGÁNEK, Ladislav. *Stavba elektrických strojů*. 1. vyd. Praha: SNTL, 1958. 714 s.
- [3] ČERVENÝ, Josef. *Stavba elektrických strojů*. Plzeň, 2012. Nepublikovaná skripta k předmětu Stavba elektrických strojů 1.
- [4] KINDL, Vladimír. Calculation of iron losses in induction machine using FEM considering harmonics. OWD 2009, PTETiS , Warszawa, 2009. ISBN 83-922242-5-6.
- [5] BARTOŠ, Václav. *Teorie elektrických strojů*. 1. vyd. Plzeň: Západočeská univerzita, 2006. 230 s. ISBN 80-7043-509-7.
- [6] HRUŠKA, Karel. *Speciální klece asynchronních strojů*. Plzeň, 2011. Disertační práce. Západočeská univerzita, Fakulta Elektrotechnická, Katedra elektromechaniky a výkonové elektroniky. Vedoucí práce Doc. Ing. Bohumil Skala, PhD.
- [7] JIRÁSEK, Tomáš. *Výpočet přídatných ztrát Asynchronního stroje* [online]. Brno, 2010 [cit. 2015-04-30]. Dostupné z: https://www.vutbr.cz/www_base/zav_prace_soubor_verejne.php?file_id=28595. Bakalářská práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta Elektrotechniky a Komunikačních Technologí . Vedoucí práce doc. Ing. Čestmír Ondrůšek, CSc.

Přílohy

Příloha A – Zjištění maximální indukce v segmentu statorových plechů a její zápis do souboru

```
--otevření modelu a načtení výsledků analýzy
open("e=0_noload.fem")
mi_loadsolution()
--definice počátečních souřadnic a „počáteční maximální indukce“
Bm=0
r=72
k=0
--cyklus pro procházení jednotlivých vrstev a zápis Bmax
while k<90 do
    x=r
    y=0
    k=k+1
    l=0
    while l<360 do
        x=r*cos(l)
        y=r*sin(l)
        B1,B2=mo_getpointvalues(x,y)
        Bx=B1
        By=B2
        B =sqrt(Bx^(2)+By^(2))
        if (B>Bm)
            then Bm=B;
            end
        l=l+1
    end
    handle=openfile("results_stator.txt","a");
    write(handle,Bm,"\n")
    closefile(handle)
    r=r+0.5
    Bm=0
end
```

Příloha B – Zjištění maximální indukce v segmentu rotorových plechů a její zápis do souboru

```
open("e=0_noload.fem")
mi_loadsolution()
r=27
k=0
while k<11 do
    x=r
    y=0
    k=k+1
    l=0
    while l<360 do
        x=r*cos(l)
        y=r*sin(l)
        B1,B2=mo_getpointvalues(x,y)
        Bx=B1
        By=B2
        B =sqrt(Bx^(2)+By^(2))
        if (B>Bm)
            then Bm=B;
            end
        l=l+1
    end
    handle=openfile("results_rotor.txt","a");
    write(handle,Bm,"\n")
    closefile(handle)
    r=r+4
    Bm=0
end
```

Příloha C – Výpočet a vykreslení spektra průběhu normálové složky indukce ve vzduchové mezeře

```

clc,clear
p=2;
C=load('B_delta.txt');
B=C(:,2)';
l=length(B);
NFFT = 2^nextpow2(l); % Next power of 2 from length of y
f=length(B)/2/p*linspace(0,1,NFFT/2+1);
B1 = fft(B,NFFT)/l;
B_spektrum = 2*abs(B1(1:NFFT/2+1));

figure(1)
set(gca,'FontSize',12),hold on, box on, grid on
bar(f(1:500), B_spektrum(1:500),'r')
xlabel('Rad harmonické[-]', 'FontSize',14)
ylabel('Indukce', 'FontSize',14)
axis([min(f) 100 0 0.8])

```

Příloha D – Natáčení rotoru a zápis střední indukce v zubu do souboru

```

open("e=0_noload.fem")
mi_saveas("templ.fem")
mi_seteditmode("group")

i=0
roztec=7.5
krok=0.5
r=61.2
x=61
y=5.5
c=0
while i<14 do
    mi_analyze()
    mi_loadsolution()
    n=1
    x1=cos(acos(x/r)+rad(c*krok))*r
    y1=sin(asin(y/r)+rad(c*krok))*r
    B1,B2=mo_getpointvalues(x1,y1)
    Bx1=B1
    By1=B2
    B=sqrt(Bx1^(2)+By1^(2))
    handle=fopen("results_pulzy.txt","a");
    write(handle,B," ")
    fclose(handle)
    while n<36 do
        x2=cos(acos(x/r)+rad(n*roztec)+rad(c*krok))*r
        y2=sin(asin(y/r)+rad(n*roztec)+rad(c*krok))*r
        B1,B2=mo_getpointvalues(x2,y2)
        Bx1=B1
        By1=B2
    end
end

```

```
B=sqrt(Bx1^(2)+By1^(2))
handle=openfile("results_pulzy.txt","a");
write(handle,B,"
closefile(handle)
n=n+1
end
handle=openfile("results_pulzy.txt","a");
write(handle,"\n")
closefile(handle)

mi_selectgroup(1)
mi_moverotate(0,0,krok)
c=c+1
i=i+1
end
```