

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

DIPLOMOVÁ PRÁCE

Brno, 2017

Bc. Marek Michalík



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV VÝKONOVÉ ELEKTROTECHNIKY A ELEKTRONIKY

DEPARTMENT OF POWER ELECTRICAL AND ELECTRONIC ENGINEERING

SIMULACE MOMENTOVÉ CHARAKTERISTIKY ASYNCHRONNÍHO STROJE

MODELING OF TORQUE-SPEED CHARACTERISTICS OF INDUCTION MOTOR

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. Marek Michalík

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

doc. Ing. Ondřej Vítek, Ph.D.

BRNO 2017

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor **Silnoproudá elektrotechnika a výkonová elektronika**

Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky

Student: Bc. Marek Michalík

ID: 152147

Ročník: 2

Akademický rok: 2016/17

NÁZEV TÉMATU:

Simulace momentové charakteristiky asynchronního stroje

POKyny PRO VYPRACOVÁNÍ:

1. Nastudujte problematiku prostorových harmonických magnetického pole ve vzduchové mezeře asynchronního stroje a jejich vliv na vznik přídatných asynchronních a synchronních momentů.
2. Vypočtete parametry zadaného asynchronního motoru a jeho momentovou charakteristiku.
3. Vytvořte model zadaného asynchronního stroje v prostředí ANSYS Maxwell, vypočtete momentovou charakteristiku. Analyzujte vliv prostorových harmonických.
4. Proveďte měření na zadaném stroji, výsledky porovnejte s vypočtenými.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

- [1] BRÁZDA, Miroslav a STAŇA, Rudolf. Výpočet asynchronního motoru. Brno: Výzkumný a vývojový ústav elektrických strojů točivých, 1973, 222 s.
- [2] HELLER, Bedřich a HAMATA, Václav. Přídatná pole, síly a ztráty v asynchronním stroji. 1. vyd. Praha: Československá akademie věd, 1961, 202 s.
- [3] PETROV, Georgij N. Elektrické stroje 2. Praha: Academia, 1982. 728 s.
- [4] KOPYLOV, I. P. Stavba elektrických strojů. 1. vyd. Praha: SNTL, 1988. 685 s.
- [5] BOLDEA, Ion and NASAR, Syed A. The Induction Machine Handbook. Boca Raton: CRC Press LLC, 2002. 949 p. ISBN 0-8493-0004-5.

Termín zadání: 6.2.2017

Termín odevzdání: 24.5.2017

Vedoucí práce: doc. Ing. Ondřej Vítek, Ph.D.

Konzultant:

doc. Ing. Ondřej Vítek, Ph.D.
předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor diplomové práce nesmí při vytváření diplomové práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č.40/2009 Sb.

Abstrakt

Tato diplomová práce pojednává v první části o základech teorie asynchronního motoru a o principu jeho činnosti. Také se zaměřuje na teorii prostorových vyšších harmonických magnetického pole a princip vytvoření asynchronních a synchronních sedel na momentové charakteristice. Jsou navrženy způsoby, jakými lze tyto sedla omezit. Tyto poznatky jsou posléze aplikovány v praktickém výpočtu v další části, kdy se vychází z projektové dokumentace motoru a postupně se dopočítají všechny parametry tohoto motoru a to nejdříve pro první harmonickou a poté i pro vyšší harmonické. Model motoru byl poté vytvořen v programu RMxpert, který také spočítal všechny parametry motoru a byla vytvořena i momentová charakteristika. Model motoru byl vytvořen i v programu ANSYS Maxwell 2D. V tomto prostředí bylo provedeno několik dalších simulací pro zjištění vlivu vyšších harmonických na momentovou charakteristiku. Bylo navrženo a vytvořeno měřicí pracoviště, na kterém byl motor změřen. Všechny výsledky byly porovnány a zhodnoceny.

Klíčová slova

Asynchronní; motor; analytický výpočet; momentová charakteristika; RMxpert; ANSYS Maxwell 2D; porovnání; simulace; vyšší harmonické; momentová sedla

Abstract

This master thesis deals in first part with basic theory of an induction motor and principle of function. It also includes theory about higher harmonics of magnetic field and how asynchronous and synchronous torques are created. Various ways how to decrease effect of these torques are suggested. These findings are later applied in practical analytical calculation in second part, in which all parameters of motor are calculated from given dimensions of motor from technical documentation. This is done for basic and higher harmonics. After that a model of this motor was created in RMxpert program, which also calculated all parameters of this motor and created torque characteristic. This motor was also modelled in ANSYS Maxwell 2D. Additional simulations for finding out influence of harmonics on torque characteristic were also done in this software. Torque characteristic of motor was also practically measured in laboratory. All results were compared and evaluated.

Keywords

Induction; motor; analytical calculation; torque characteristic; RMxpert; ANSYS Maxwell 2D; comparison; simulation; higher harmonics; harmonic torques

Bibliografická citace

MICHALÍK, M. Vytvoření modelu asynchronního stroje a simulace momentové charakteristiky. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2017. 78 s. Vedoucí diplomové práce Ing. Ondřej Vítek, Ph.D..

Prohlášení

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma Vytvoření modelu asynchronního stroje a simulace momentové charakteristiky jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

V Brně dne

Podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu diplomové práce Ing. Ondřej Vítek, Ph.D. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce.

V Brně dne

Podpis autora

OBSAH

1 ÚVOD	14
2 ASYNCHRONNÍ MOTOR	15
2.1 KONSTRUKCE	15
2.2 PRINCIP ČINNOSTI	16
2.3 NÁHRADNÍ SCHÉMA	16
2.4 TOK VÝKONU A MOMENTOVÁ CHARAKTERISTIKA	17
2.5 VYŠŠÍ HARMONICKÉ SLOŽKY MAGNETICKÉHO POLE	19
2.5.1 ASYNCHRONNÍ PARAZITNÍ MOMENTY A SEDLA	23
2.5.2 SYNCHRONNÍ PARAZITNÍ MOMENTY A SEDLA	24
2.5.3 POMĚR POČTU DRÁŽEK VE VZTAHU K OMEZENÍ VLIVU DRÁŽKOVÝCH HARMONICKÝCH	25
2.5.4 NÁHRADNÍ SCHÉMA STROJE UVAŽUJÍCÍ VLIV VYŠŠÍCH HARMONICKÝCH	26
3 ANALYTICKÝ VÝPOČET ASYNCHRONNÍHO MOTORU	27
3.1 ZADANÉ PARAMETRY	27
3.2 VÝPOČET MAGNETIZAČNÍHO PROUDU	28
3.2.1 ČINITELE VINUTÍ	28
3.2.2 ČINITELÉ VINUTÍ PRO VYŠŠÍ HARMONICKÉ	29
3.2.3 MAGNETICKÉ NAPĚTÍ VE VZDUCHOVÉ MEZEŘE	29
3.2.4 MAGNETICKÉ NAPĚTÍ V ZUBU STATORU	31
3.2.5 MAGNETICKÉ NAPĚTÍ V ZUBU ROTORU	33
3.2.6 MAGNETICKÉ NAPĚTÍ JHA STATORU	34
3.2.7 MAGNETICKÉ NAPĚTÍ JHA ROTORU	36
3.2.8 CELKOVÉ MAGNETICKÉ NAPĚTÍ NA JEDEN PÓL	37
3.2.9 MAGNETIZAČNÍ PROUD	37
3.3 VÝPOČET ZTRÁT V ŽELEZE	37
3.3.1 ZTRÁTY V ZUBU STATORU	38
3.3.2 ZTRÁTY VE JHU STATORU	38
3.3.3 CELKOVÉ ZTRÁTY V ŽELEZE	39
3.4 VÝPOČET ODPORU VINUTÍ A KLECE	39
3.4.1 ODPOR VINUTÍ	39
3.4.2 ODPOR KLECE	41
3.5 VÝPOČET REAKTANCÍ	42
3.5.1 MAGNETIZAČNÍ REAKTANCE	42
3.5.2 ROZPTYLOVÁ REAKTANCE STATORU	43
3.5.3 ROZPTYLOVÁ REAKTANCE ROTORU	45
3.6 VÝPOČET JMENOVITÝCH PARAMETRŮ STROJE	48
3.7 VÝPOČET PARAMETRŮ NÁHRADNÍHO SCHÉMATU PRO VYŠŠÍ HARMONICKÉ	51
4 SIMULACE A POROVNÁNÍ S VÝPOČTEM PRO PRVNÍ HARMONICKOU	55
4.1 ANSYS RMXprt	55
4.2 ANSYS MAXWELL	57
4.3 POROVNÁNÍ VÝSLEDKŮ VÝPOČTU PRO PRVNÍ HARMONICKOU SE SIMULACÍ	58
4.4 VÝSLEDKY SIMULACÍ PRO PRVNÍ HARMONICKOU	60

5 SIMULACE, MĚŘENÍ A POROVNÁNÍ S VÝPOČTEM PRO VYŠŠÍ HARMONICKÉ	63
5.1 VÝSLEDKY ANALYTICKÉHO VÝPOČTU PRO VYŠŠÍ HARMONICKÉ	63
5.2 MĚŘENÍ MOMENTOVÉ CHARAKTERISTIKY MOTORU	64
5.3 SIMULACE VYŠŠÍCH HARMONICKÝCH MAGNETICKÉHO POLE	70
6 ZÁVĚR	77
POUŽITÁ LITERATURA	78

SEZNAM OBRÁZKŮ

<i>Obrázek 2-1 - Konstrukce asynchronního motoru [6]</i>	15
<i>Obrázek 2-2 - Vznik tažné síly motoru [1]</i>	16
<i>Obrázek 2-3 - Náhradní schéma asynchronního motoru</i>	17
<i>Obrázek 2-4 - Tok výkonů v asynchronním motoru [1]</i>	18
<i>Obrázek 2-5 - Momentová charakteristika [1]</i>	18
<i>Obrázek 2-6 - Porovnání průběhů magnetické indukce ve vzduchové mezeře [2]</i>	19
<i>Obrázek 2-7 - Průběh magnetické indukce (vliv drážkování) [11]</i>	20
<i>Obrázek 2-8 - Provedení rotorových tyčí [10]</i>	22
<i>Obrázek 2-9 - Asynchronní sedlo [11]</i>	23
<i>Obrázek 2-10 - Synchronní sedlo [11]</i>	25
<i>Obrázek 2-11 - Náhradní schéma motoru zahrnující vliv vyšších harmonických [10]</i>	27
<i>Obrázek 3-1 - BH charakteristika materiálu M800-65a</i>	32
<i>Obrázek 3-2 - Drážka rotoru [7]</i>	41
<i>Obrázek 3-3 - Drážka statoru [7]</i>	43
<i>Obrázek 4-1 - Řez statorem a rotorem z programu RMXprt</i>	56
<i>Obrázek 4-2 - Způsob zapojení statorových cívek</i>	57
<i>Obrázek 4-3 - Řez motorem v programu ANSYS Maxwell</i>	58
<i>Obrázek 4-4 - Momentová charakteristika stroje</i>	61
<i>Obrázek 4-5 - Průběh proudu v čase</i>	62
<i>Obrázek 4-6 - Průběh momentu v čase</i>	62
<i>Obrázek 5-1 - Momentové charakteristiky jednotlivých harmonických</i>	64
<i>Obrázek 5-2 - Měřící prostředí LabView</i>	65
<i>Obrázek 5-3 - Měřící pracoviště</i>	66
<i>Obrázek 5-4 - Měřící pracoviště z jiného úhlu</i>	67
<i>Obrázek 5-5 - Momentová charakteristika pro snížené napětí 200 V</i>	68
<i>Obrázek 5-6 - Momentová charakteristika pro 400 V a opačný směr otáčení</i>	69
<i>Obrázek 5-7 - Momentová charakteristika pro 400 V, častější čítání momentu</i>	69
<i>Obrázek 5-8 - Momentová charakteristika, simulace bez vlivu natočení drážek, klouzavý průměr</i>	71
<i>Obrázek 5-9 - Momentová charakteristika s vlivem vyšších harmonických, neupravený průběh</i>	72
<i>Obrázek 5-10 - Momentová charakteristika s vlivem vyšších harmonických, upravený průběh</i>	73
<i>Obrázek 5-11 - Průběh momentu v čase, na motoru se drží nulové otáčky</i>	73
<i>Obrázek 5-12 - Průběh proudu ve fázi, na motoru se drží nulové otáčky</i>	74
<i>Obrázek 5-13 - Průběh momentu v čase, rozběh opožděn</i>	75
<i>Obrázek 5-14 - Momentová charakteristika, rozběh opožděn</i>	76
<i>Obrázek 5-15 - Rozložení magnetické indukce v motoru</i>	76

SEZNAM TABULEK

<i>Tabulka 1 - Porovnání vypočítaných základních parametrů se simulací</i>	<i>58</i>
<i>Tabulka 2 - Porovnání výsledků výpočtů se simulací.....</i>	<i>59</i>
<i>Tabulka 3 - Měřené a měřící objekty.....</i>	<i>70</i>

SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK

a_1	počet paralelních větví statoru (-)
a_{d1}	počet drátů ve vodiči statoru (-)
a_2	počet paralelních větví rotoru (-)
α_v	úhel fáze rotoru pro v -tou harmonickou ($^\circ$)
b_{0s}	otevření drážky statoru (m)
b_{0r}	otevření drážky rotoru (m)
b_{zs}	šířka zubu statoru (m)
b_{zr}	šířka zubu rotoru (m)
b_1	spodní šířka drážky, blíže ke vzduchové mezeře (m)
b_2	horní šířka drážky, dál od vzduchové mezery (m)
h	výška drážky bez výšky otevření (m)
$\overline{B_{00}}$	střední hodnota 1. harmonické ideální magnetické indukce ve vzduchové mezeře (T)
B_{zr}	skutečná magnetická indukce v zubu rotoru (T)
B''_{zr}	zdánlivá magnetická indukce v zubu rotoru (T)
B_{js}	magnetická indukce j_{ha} statoru (T)
B_{jr}	magnetická indukce j_{ha} rotoru (T)
B_δ	amplituda skutečné magnetické indukce ve vzduchové mezeře (T)
B_{00}	amplituda 1. harmonické ideální magnetické indukce ve vzduchové mezeře (T)
B''_{zs}	zdánlivá magnetická indukce v zubu rotoru (T)
B_{zs}	skuteční magnetická indukce v zubu statoru (T)
c_k	korekce na kruhový průběh indukčních čar ve j_{hu} (-)
d_i	vnitřní průměr rotorového j_{ha} (m)
d_d	průměr drátu vodiče (m)
D_{zr}	průměr patní kružnice zubů rotoru (m)
D_{ro}	vnější průměr rotoru (m)
D_{so}	vnější průměr statoru (m)
D_{si}	vnitřní průměr statoru (m)
D_{ssd}	průměr ve středu drážky statoru (m)
D_{zs}	průměr patní kružnice zubů statoru (m)
D_δ	průměr ve středu vzduchové mezery (m)
D_{c2}	střední průměr zkratovacího kruhu rotoru (m)
f_1	frekvence statoru (Hz)

G_{zs}	hmotnost zubů statoru (kg)
G_{zr}	hmotnost zubů rotoru (kg)
G_{js}	hmotnost jha statoru (kg)
h_{os}	výška otevření drážky statoru (m)
h_{js}	výška jha statoru (m)
h_{jr}	výška jha rotoru (m)
h_{zs}	výška zubu statoru (m)
h_{zr}	výška zubu rotoru (m)
H_{zs}	intenzita magnetického pole zubu statoru (A/m)
H_{zr}	intenzita magnetického pole zubu rotoru (A/m)
H_{js}	intenzita magnetického pole jha statoru (A/m)
H_{jr}	intenzita magnetického pole jha rotoru (A/m)
I_m	magnetizační proud (A)
I_0	proud naprázdno (A)
I_1	jmenovitý fázový proud (A)
I_2'	proud rotoru přepočítaný na primární stranu (A)
I_{rv}'	proud rotoru přepočítaný na primární stranu pro v -tou harmonickou (A)
I_{Fe}	proud na krytí ztrát v železe (A)
k_0	opravný činitel zploštění křivky magnetické indukce 3. harmonickou (-)
k_θ	koeficient zvýšení odporu teplotou (-)
k_{OB}	činitel vlivu změny permeability ve jhu (1/T)
k_v	činitel vinutí (-)
k_{vv}	činitel vinutí pro v -tou harmonickou (-)
k_y	činitel zkrácení kroku (-)
k_{yv}	činitel zkrácení kroku pro v -tou harmonickou (-)
k_q	činitel rozlohy (-)
k_{qv}	činitel rozlohy pro v -tou harmonickou (-)
$\frac{1}{k_1}$	činitel deformace pole (-)
k_c	Carterův činitel (-)
k_{pFe}	činitel plnění železa (-)
k_f	koeficient přepočtu magnetizační reaktance ze vzduchové mezery (-)
k_{tr}	opravný činitel při výpočtu jednotkové vodivosti drážky
k_{vz}	opravný činitel při výpočtu jednotkové vodivosti drážky

k_p	činitel opracování (-)
k_z	činitel vlivu sycení (1/T)
k_{Cu}	činitel plnění mědi (-)
k_h	činitel hysterezních ztrát (-)
k_{cur}	činitel ztrát vířivými proudy (-)
k_e	činitel ztrát v železe (-)
k_{lc1}	koeficient poměru délky čela a rozteče cívky statoru (-)
$\frac{1}{l_i}$	ideální délka svazku (m)
l_{Fe}	aktivní délka železa (m)
l_{zs}	délka indukční čáry v zubu statoru (m)
l_{zr}	délka indukční čáry v zubu rotoru (m)
l_{js}	délka indukční čáry statorového jha (m)
l_{jr}	délka indukční čáry rotorového jha (m)
l_{f1}	celková délka vodičů jedné fáze statoru (m)
l_{t2}	délka rotorové tyče (m)
l_{c1}	délka čela statorového vinutí (m)
l_{c2}	střední délka rotorového kruhu (m)
l_{v1}	délka půlzávitu statorového vodiče (m)
l_{c1}	délka čela statoru (m)
L_m	magnetizační indukčnost (H)
L_{mv}	magnetizační indukčnost pro v-tou harmonickou (H)
L_{t2}'	přepočítaná indukčnost rotorové tyče (H)
L_{c2}'	přepočítaná indukčnost zkratovacího kruhu (H)
L_{rv}'	přepočítaná indukčnost rotoru pro v-tou harmonickou (H)
m_1	počet fází statoru (-)
m_2	počet fází rotoru (-)
M	moment stroje (Nm)
M_{mech}	mechanický moment stroje (Nm)
$M_{mech,v}$	mechanický moment stroje pro v-tou harmonickou (Nm)
n	otáčky (min^{-1})
n_1	synchronní otáčky (min^{-1})
N_{s1}	počet závitů jedné fáze statoru (-)
N_{s2}	počet závitů jedné fáze rotoru (-)

P_2	jmenovitý výkon (W)
P_1	příkon stroje (W)
P_δ	výkon procházející vzduchovou mezerou (W)
P_{mech}	mechanický výkon (W)
$P_{mech,v}$	mechanický výkon pro v-tou harmonickou (W)
p_z	přepočtení odporu (-)
p_{zv}	přepočtení odporu pro v-tou harmonickou (-)
$2p$	počet pólů (-)
q_1	počet drážek na pól a fázi statoru (-)
q_2	počet drážek na pól a fázi rotoru (-)
Q_s	počet drážek statoru
Q_r	počet drážek rotoru
Q_{1p}	počet drážek statoru na pól
Q_{2p}	počet drážek rotoru na pól
R_1	odpor vinutí fáze statoru (Ω)
R_{r2}	odpor rotorové tyče (Ω)
R_{c2}	odpor kruhu rotoru (Ω)
R_2	fázový odpor rotoru (Ω)
R_2'	fázový odpor rotoru přepočítaný na primární vinutí (Ω)
R_{rv}'	fázový odpor rotoru přepočítaný na primární vinutí pro v-tou harmonickou (Ω)
R_{Fe}	odpor představující ztráty v železe (Ω)
s	skluz (-)
s_v	skluz pro v-tou harmonickou (-)
S_1	průřez horní části rotorové drážky (mm^2)
S_h	průřez střední části rotorové drážky (mm^2)
S_2	průřez spodní části rotorové drážky (mm^2)
S_{v1}	průřez vodiče statoru (mm^2)
S_d	průřez drátu (mm^2)
S_{ds}	plocha drážky statoru (mm^2)
S_{r2}	plocha drážky (tyče) rotoru (mm^2)
S_{c2}	plocha kruhu rotoru (mm^2)
t_{dos}	drážková rozteč statoru na úrovni otevření drážky (m)
t_{ds}	drážková rozteč statoru na úrovni středu vzduchové mezery (m)
t_{dr}	drážková rozteč rotoru (m)

t_{y1}	rozteč cívký statoru (m)
U_{1f}	fázové napětí (V)
U_i	indukované napětí (V)
U_{iv}	indukované napětí pro v -tou harmonickou (V)
$U_{m\delta}$	magnetické napětí ve vzduchové mezeře (A)
U_{mjs}	magnetické napětí jha statoru (A)
U_{mjr}	magnetické napětí jha rotoru (A)
U_{mzs}	magnetické napětí zubu statoru (A)
U_{mzr}	magnetické napětí zubu rotoru (A)
U_{mp1}	celkové magnetické napětí na jeden pól (A)
V_{d1}	počet vodičů statoru v jedné drážce (-)
V_{d2}	počet vodičů rotoru v jedné drážce (-)
V_{zs}	objem zubů statoru (m^3)
V_{zr}	objem zubů rotoru (m^3)
V_{js}	objem jha statoru (m^3)
X_m	magnetizační reaktance (Ω)
X_{d1}	drážková reaktance statoru (Ω)
X_{d2}	drážková reaktance rotoru (Ω)
X_{d2}'	drážková reaktance rotoru přepočtená na primární vinutí (Ω)
X_{r1}	rozptylová reaktance statoru (Ω)
X_{r2}'	rozptylová reaktance rotoru přepočítaná na primární vinutí (Ω)
X_c	reaktance prostoru čel (Ω)
X_δ	reaktance diferenčního rozptylu (Ω)
$X_{\delta p}$	přídavná diferenční reaktance vlivem zešíkmení rotorových drážek (Ω)
y	krok cívký (-)
Z	celková impedance náhradního schématu s vlivem vyšších harmonických (Ω)
Z_2'	impedance rotoru přepočítaná na primární vinutí (Ω)
Z_{rv}'	impedance rotoru přepočítaná na primární vinutí pro v -tou harmonickou (Ω)
Z_v'	impedance pro v -tou harmonickou (Ω)
Z_{10}	impedance příčné větve (Ω)
Z_1	impedance statoru (Ω)
Z_f	impedance 1 fáze (Ω)
τ_p	pólová rozteč (m)
τ_δ	činitel diferenčního rozptylu (-)

$\tau_{p\%}$	činitel zešikmení drážek (%)
β	činitel zešikmení (-)
λ_{z0}	jednotková vodivost můstku drážky (-)
λ_z	jednotková vodivost prostoru klínu drážky (-)
λ_s	jednotková vodivost statorové drážky (-)
λ_{d2}	jednotková vodivost rotorové drážky (-)
λ_{d1}	jednotková vodivost statorové drážky (-)
λ_{1n}	jednotková vodivost spodní půlkruhové části bez vodičů (-)
λ_{1p}	jednotková vodivost spodní půlkruhové části zaplněné vodiči (-)
λ_{12h}	vzájemná jednotková vodivost jednotlivých částí drážky (-)
λ_{2p}	jednotková vodivost půlkruhové části drážky zaplněné vodičem (-)
λ_{lp}	jednotková vodivost lichoběžníkové části drážky zaplněné vodiči (-)
λ_{ln}	jednotková vodivost lichoběžníkové části drážky bez vodičů (-)
λ_{2h}	jednotková vodivost mezi půlkruhovou a lichoběžníkovou částí drážky (-)
λ_1	jednotková vodivost spodní části drážky (-)
λ_h	jednotková vodivost střední části drážky (-)
λ_2	jednotková vodivost horní části drážky (-)
λ_c	jednotková vodivost čel vinutí (-)
τ_p	pólová rozteč (m)
θ_0	počáteční teplota vinutí (°C)
$\Delta\theta$	oteplení vodiče (°C)
θ	provozní teplota vodiče (°C)
Φ_{00}	ideální magnetický tok naprázdno (Wb)
κ_1	činitel primárního rozptylu (-)
δ	šířka vzduchové mezery (m)
δ'	efektivní vzduchová mezera (m)
δ''	ekvivalentní vzduchová mezera (m)
η	účinnost stroje (%)
$\cos \phi$	účinník stroje (-)
ρ_{Al}	rezistivita hliníku ($\frac{\Omega \cdot mm^2}{m}$)
ρ_{Cu}	rezistivita mědi ($\frac{\Omega \cdot mm^2}{m}$)
ρ_o	hustota oceli M800-65A (kg/m ³)
$\Delta p_{Fe,zs}$	měrné ztráty v železe zubů statoru (W/kg)

$\Delta p_{Fe,js}$	měrné ztráty v železe jha statoru (W/kg)
$\Delta P_{Fe,zs}$	celkové ztráty v železe zubů statoru (W)
$\Delta P_{Fe,js}$	celkové ztráty v železe jha statoru (W)
ΔP_{Fe}	celkové ztráty v železe (W)
ΔP_{j1}	ztráty ve vinutí statoru (W)
ΔP_{j2}	joulové ztráty v rotoru (W)
ΔP_0	ztráty naprázdno (W)
ΔP_{mech}	ztráty mechanické a ventilační (W)
ΔP_v	ventilační ztráty (W)
ΔP_t	třecí ztráty (W)

1 ÚVOD

Asynchronní stroje jsou nejpoužívanější elektrické stroje na světě. Pracují na principu elektromagnetické indukce, proto jim někdy říkáme stroje indukční. Mohou pracovat jako motory a nějaké zařízení pohánět, nebo naopak jako generátory a vyrábět elektrickou energii. Častější jsou elektrické motory. Mezi jejich výhody a zároveň důvody, proč jsou tak hojně používané patří zejména jednoduchost konstrukce, minimální potřeba údržby, levnější výroba oproti jiným strojům a dobrá spolehlivost. Používají se jak stroje lineární, tak točivé. Mohou být napájeny jednoduše ze střídavé sítě. Tyto stroje se vyrábí v jednofázovém nebo třífázovém provedení a v širokém rozsahu otáček a výkonů.

Tato diplomová práce nejdříve krátce shrne teorii asynchronních motorů se zaměřením na části, které jsou pro tuto práci důležité. Dále bude pokračovat výpočtem všech parametrů zadaného asynchronního motoru z rozměrů a základních informací z výkresové dokumentace motoru. Motor je vyráběn firmou Siemens, s.r.o., odštěpný závod Elektromotory Mohelnice.

Analytický výpočet začne výpočtem magnetických indukcí a magnetických napětí v různých částech stroje a pak se dopočítá magnetizační proud. Podle použitých materiálů zjistíme ztráty v železe. Poté se dopočítají všechny prvky náhradního schématu, tedy různé odpory a reaktance. V poslední části se zjistí a zpětně dopočítají jmenovité parametry stroje, například výkon, moment, jmenovitý proud a další. Ty se můžou porovnat i s poskytnutými hodnotami ve výkresové dokumentaci.

Dále bude motor namodelován a spočítán v programu RMXprt a bude vykreslena momentová charakteristika. Pak tento model bude importován do programu ANSYS Maxwell 2D a znovu vypočítán. Všechny tyto výsledky se porovnájí s výsledky z analytického výpočtu.

V samotné diplomové práci se bude pokračovat rozbořem vyšších harmonických magnetického pole a zkoumáním jejich vlivu na momentovou charakteristiku asynchronního motoru. Motor bude také změřen a výsledky budou opět porovnány.

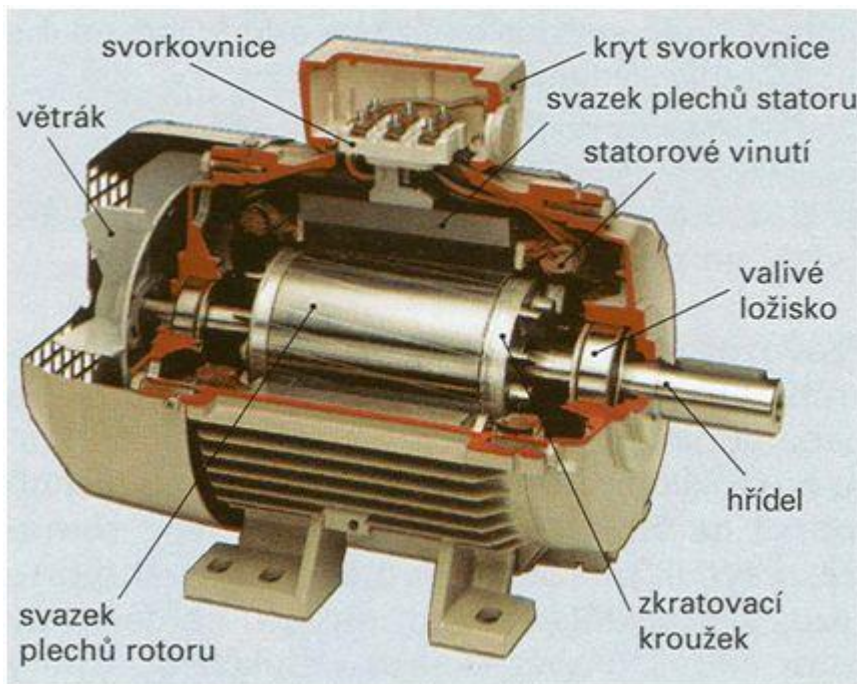
Tuto práci jsem si vybral, protože mě zajímá návrh a výzkum elektrických strojů a je to oblast mého zaměření, na kterou se chci v budoucí kariéře soustředit.

2 ASYNCHRONNÍ MOTOR

Použití asynchronních motorů bývá nejčastěji jako pohon dalších zařízení – čerpadel, kompresorů, ventilátorů, jeřábů, výtahů, stavebních zařízení a jiných. Asynchronní generátory pak můžeme najít například ve větrných elektrárnách, kde vyrábí elektrickou energii.

2.1 Konstrukce

Motor se skládá ze dvou částí – pevné části, které říkáme stator a pohyblivé části, které říkáme rotor. Podle typu dělíme asynchronní motory na motory s kotvou nakrátko a s kroužkovou kotvou. Pro motory s kotvou nakrátko platí, že u menších motorů jsou rotorové drážky vyplněné metodou tlakového lití hliníkem nebo mědí a na obou koncích jsou spojeny zkratovacími kruhy. Tomuto provedení říkáme rotorová klec. U větších motorů se místo lití používají hliníkové, měděné nebo mosazné tyče, které jsou opět na koncích spojeny. Motory kroužkové mají vinutý rotor, kde začátky cívek jsou spojeny do uzlu a konce jsou vyvedeny na sběrací kroužky. Ty pak přiléhají na kartáče z uhlíku. Výhodou je, že můžeme do rotorového obvodu přes kroužky připojit přídavné odpory pro usnadnění rozběhu. Nevýhodou je vyšší potřeba údržby motoru (zejména uhlíkových kartáčů).



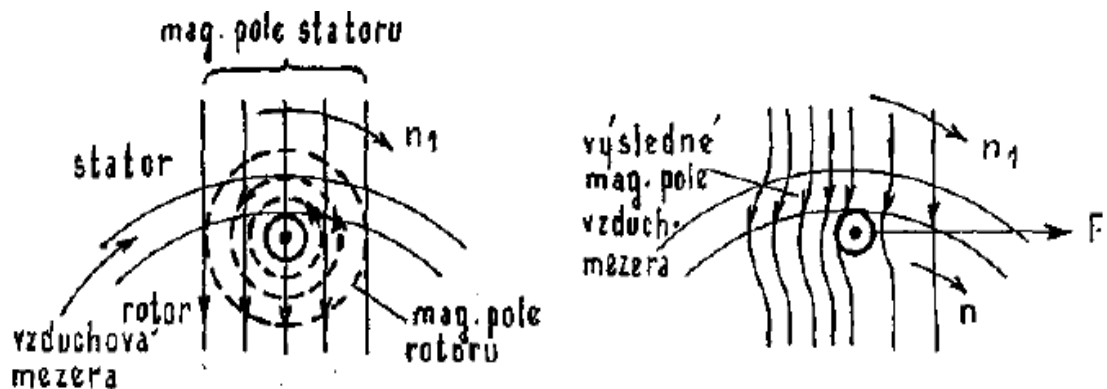
Obrázek 2-1 - Konstrukce asynchronního motoru [6]

Konstrukci asynchronního motoru a jeho hlavní části jsou vidět na obr. 2-1. Obecně se stator skládá z kostry, která je tvořena hliníkovou nebo litinovou částí a dvěma ložiskovými štíty. V této kostře najdeme nalisované odizolované statorové plechy, ve kterých jsou drážky, ve kterých je uloženo statorové vinutí (většinou trojfázové). Konce cívek jsou vyvedeny na svorkovnici, přes kterou se může motor připojit ke zdroji energie. Rotorové plechy jsou nalisovány na hřídeli. Jsou

v nich opět drážky, ve kterých je podle typu motoru buď vinutí nebo klec. Mezi statorem a rotorem je vzduchová mezera, ve které se akumuluje magnetická energie. V ložiskových štítech jsou umístěna ložiska. [1]

2.2 Princip činnosti

Trojfázový asynchronní motor je napájen trojfázovým střídavým proudem, které vytváří ve statoru točivé magnetické pole. Indukční čáry tohoto pole vycházejí ze statoru, jdou přes vzduchovou mezera do rotoru a pak se uzavírají zpět do statoru. Podle Faradayova zákona tyto siločáry protínají vodiče rotoru a v nich se indukují napětí. Pokud jsou tyto vodiče uzavřené, tak rotorem protéká proud, který vytvoří své vlastní magnetické pole rotoru. Vzájemnou silovou interakcí se pak vytváří výsledný moment, který bude otáčet rotorem ve směru točivého magnetického pole statoru, jak je vidět z obr. 2-2.



Obrázek 2-2 - Vznik tažné síly motoru [1]

Aby se v rotoru indukovalo napětí, musí být otáčky stroje a otáčky točivého magnetického pole statoru rozdílné. Rozdíl mezi nimi se nazývá skluz a je závislý zejména na mechanickém zatížení stroje. V motorickém režimu skluz nabývá hodnot od 0 do 1. Otáčky točivého pole statoru závisí na frekvenci napájecího napětí a počtu pólů stroje. [1]

2.3 Náhradní schéma

Na obr. 2-3 je zobrazeno náhradní schéma asynchronního motoru, pomocí kterého se může usnadnit výpočet parametrů jedné fáze.

Popis prvků:

R_1 – odpor statorového vinutí

R_2' – celkový odpor rotorových vodičů přepočítaný na počet závitů statoru

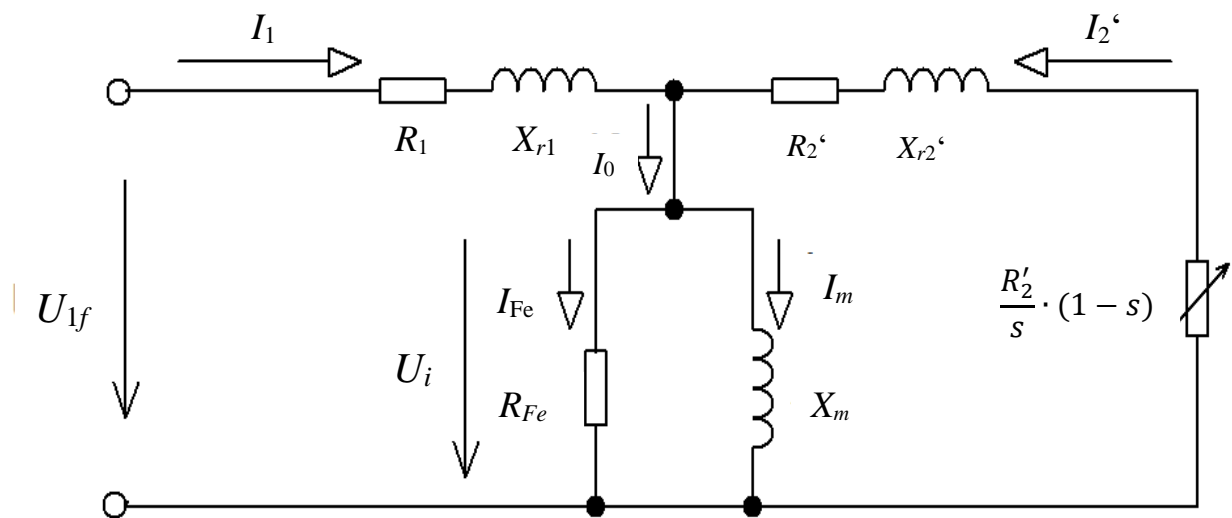
X_{r1} – rozptylová reaktance statoru

X_{r2}' – rozptylová reaktance rotoru přepočítaná na počet závitů statoru

R_{Fe} – odpor reprezentující ztráty v železe

X_m – magnetizační reaktance

V konečné fázi analytického výpočtu bude známa hodnota všech těchto prvků a pomocí nich a základních zákonů se dopočítají i všechny proudy ve schématu. Výpočet bude probíhat v komplexním tvaru.



Obrázek 2-3 - Náhradní schéma asynchronního motoru

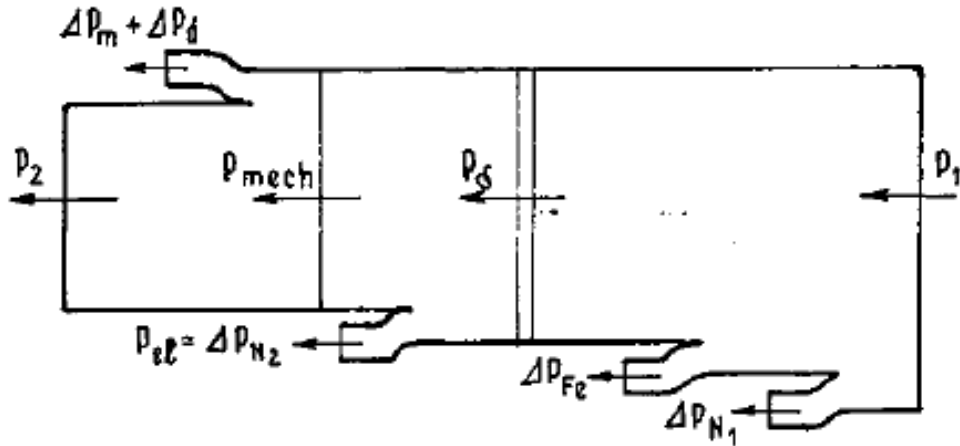
2.4 Tok výkonu a momentová charakteristika

Na obr. 2-4 vidíme schéma toku výkonů v asynchronním motoru. Příkon, který odebíráme ze sítě, se spočítá -takto:

$$P_1 = m_1 \cdot U_1 \cdot I_1 \cdot \cos \varphi$$

Kde m_1 je počet fází, U_1 je fázové napětí statoru, I_1 je fázový proud statoru a $\cos \varphi$ je účinník.

Z příkonu se hradí Joulovy ztráty ve statorovém vinutí ΔP_{j1} a také ztráty v železe ΔP_{Fe} . Hlavní část však jako P_δ prochází vzduchovou mezerou do rotoru. Zde se část energie spotřebuje na krytí Joulových ztrát ve vodičích rotoru ΔP_{j2} a zbyde mechanický výkon stroje P_{mech} . Pokud od tohoto výkonu odečteme mechanické ztráty ΔP_{mech} (zejména ztráty třením a ventilační) a ztráty dodatečné (zejména vyššími harmonickými), tak dostaneme výkon na hřídeli P_2 . Z něho již snadno přes otáčky určíme moment stroje.



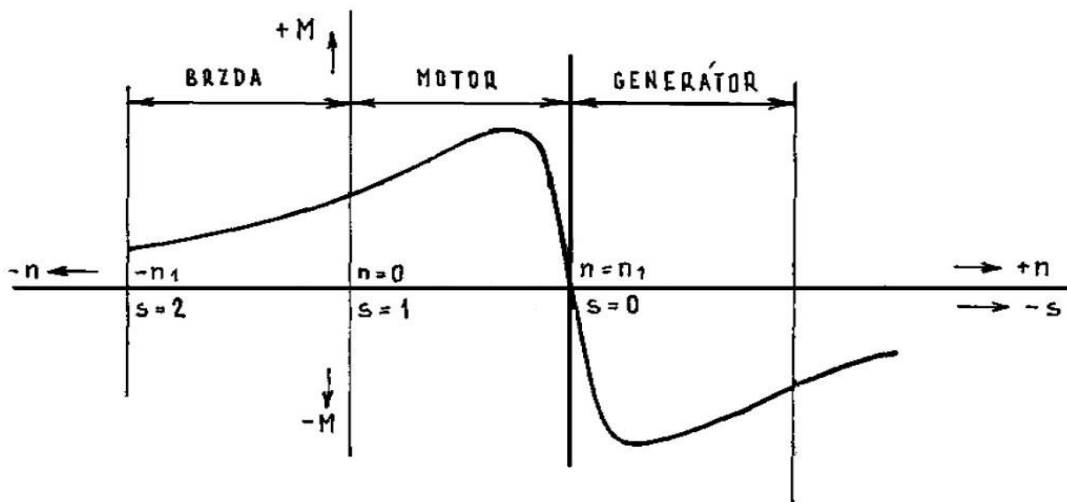
Obrázek 2-4 - Tok výkonů v asynchronním motoru [1]

Momentová charakteristika je závislost momentu stroje na jeho otáčkách, popřípadě skluzu.

Dělí se na tři oblasti podle oblastí práce motoru a to:

- Brzda [$n_n < 0 \text{ min}^{-1}$; $s = (1; \infty)$]
- Motor [$n_n = (0; n_1) \text{ min}^{-1}$; $s = (0; 1)$]
- Generátor [$n_n > n_1 \text{ min}^{-1}$; $s < 0$]

Maximální moment na vrcholu křivky se nazývá moment zvratu, jemu odpovídá skluz zvratu a otáčky zvratu. Motorová část charakteristiky se ještě dělí na stabilní a nestabilní část. Nestabilní část je nalevo od bodu zvratu, stabilní část napravo. Ve stabilní části se nachází i jmenovitý bod, kterému odpovídá jmenovitý moment, skluz i otáčky. Bodu, kde $s = 0$ odpovídá synchronní rychlost a po dalším zvýšení rychlosti se z motoru stává generátor. Pro $s = 1$ jsou otáčky nulové, v tomto bodě je důležitý záběrný moment a záběrný proud, jehož velikost se musí hlídat. Momentová charakteristika je k nahlédnutí na obr. 2-5. [1]

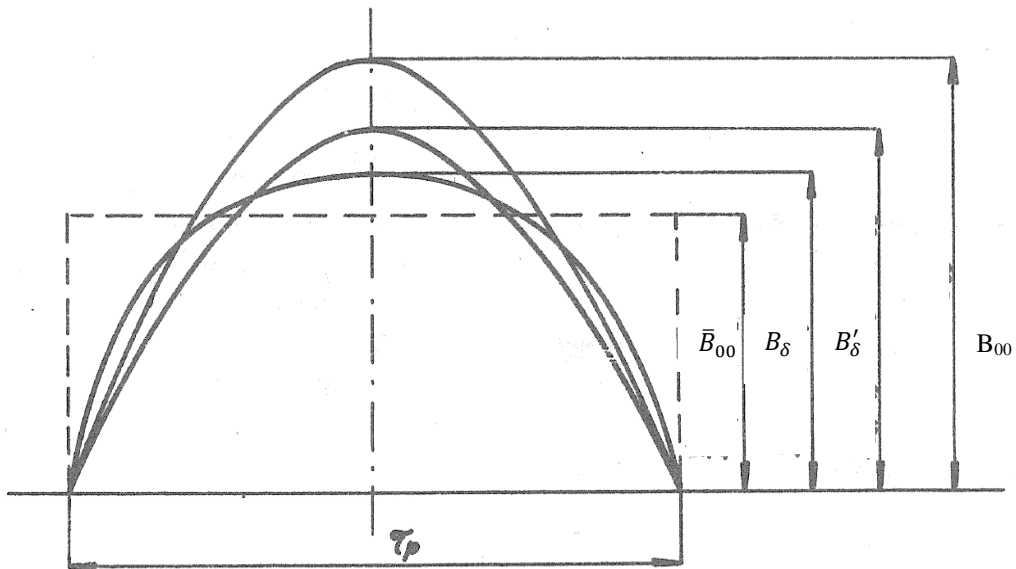


Obrázek 2-5 - Momentová charakteristika [1]

2.5 Vyšší harmonické složky magnetického pole

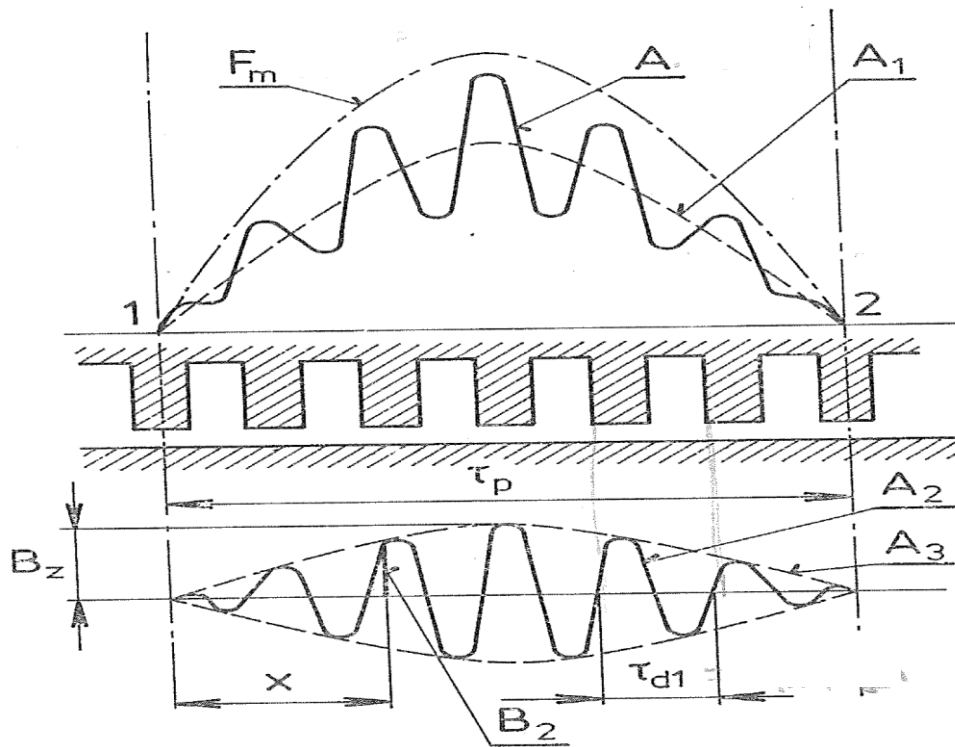
Tato práce by měla analyzovat vliv vyšších harmonických na momentovou charakteristiku asynchronního stroje. Pro tento rozbor je důležitý teoretický základ a pochopení dané problematiky. Vyšší harmonické mohou obecně být buď časové nebo prostorové.

Příčinou vzniku časových vyšších harmonických je to, že průběh napájecího napětí a tím i proudů ve statoru není ideálně harmonický. Průběh napětí se ideální sinusovce pouze blíží. Tento neideální průběh se dá právě rozložit na nekonečně mnoho harmonických průběhů. Nesinusové proudy dále vytváří magnetické napětí a magnetické pole, jehož průběh také není sinusový. Situaci si lze představit tak, že vinutí zároveň napájí proud základní harmonické a také všech vyšších. Skutečný prostorový průběh magnetické indukce ve vzduchové mezeře je poněkud zploštěn. B_{00} je amplituda náhradní první harmonické ideálního průběhu magnetické indukce (tedy sinusová). \bar{B}_{00} je střední hodnota této harmonické. B'_δ je pak průběh magnetické indukce, který respektuje činitel primárního rozptylu pole, který bude počítán v dalších kapitolách. Průběh magnetické indukce je pak slabší. B_δ je skutečná maximální hodnota magnetické indukce ve vzduchové mezeře, která respektuje i činitel deformace pole, jehož vlivem je průběh zploštělý (důsledek sycení). [11]



Obrázek 2-6 - Porovnání průběhů magnetické indukce ve vzduchové mezeře [2]

Pak existují i vyšší harmonické prostorové, které způsobují zejména momentová sedla. Tyto harmonické se dají konstrukcí motoru omezit, a proto pouze tyto harmonické budou předmětem řešení v této práci. Prostorové harmonické vznikají v důsledku drážkování statoru a rotoru a rozložením vinutí do drážek. [11]



Obrázek 2-7 - Průběh magnetické indukce (vliv drážkování) [11]

Prostorové harmonické ve vzduchové mezeře můžeme rozdělit na drážkové (související s počtem drážek a pólů) a stupňové (související s rozložením vinutí v drážkách). Následující část textu bude zejména o drážkových harmonických. Průběh magnetické indukce s vlivem vyšších harmonických je na obr. 2.7. V případě uzavřených drážek statoru i rotoru a předpokladu pouze nepatrného nasycení můstků bude průběh magnetické indukce stejný jako průběh magnetomotorické síly (na obrázku F_m). Tato veličina se ve zbytku práce popisuje nověji jako magnetické napětí. Většinou jsou však alespoň jedny drážky otevřené. [11]

. V případě uzavřených drážek rotoru a otevřených drážek statoru, což je i případ řešeného motoru, platí že magnetický odpor vzduchové mezery je mezi zubem statoru a povrchem rotoru menší, než magnetický odpor vzduchové mezery mezi drážkou statoru a povrchem rotoru. Proto se průběh magnetického napětí bude lišit od průběhu magnetické indukce. Průběh A_1 je zploštělý průběh první harmonické magnetické indukce, který byl vysvětlen výše. Průběh A už bere v potaz vliv drážkování a všechny vyšší harmonické magnetického pole. Pokud se tyto dva průběhy od sebe odečtou, zůstane tzv. zubové pole B_z , které zahrnuje vliv pouze vyšších harmonických. Tento průběh jde vidět ve spodní části obrázku. Tvar průběhu souvisí s polohou rotoru vůči statoru následujícím způsobem. V případě polohy zub-rotor je magnetický odpor nižší a magnetická

indukce vyšší. V poloze drážka-rotor se opět sníží. Výsledný průběh magnetické indukce (na obrázku A), tak vlastně kmitá kolem průběhu první harmonické. [11]

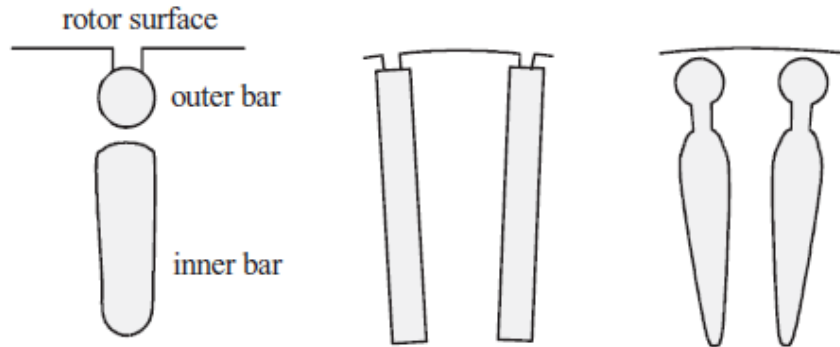
Existence vyšších harmonických vede ke vzniku asynchronních a synchronních parazitních momentů, které vytváří sedla na momentové charakteristice stroje. Způsobují tak vyšší ztráty v železe (zejména v zubech). Kvůli sedlům také teče motorem vyšší proud a tím se dále zvyšují ztráty a tepelné namáhání motoru, které může vést k poškození motoru. Vyšší harmonické pak obsahuje i indukované napětí v rotoru. Harmonické se projevují zejména v okolí mechanických synchronních otáček daného řádu harmonické. Mohou třeba způsobovat mechanické a magnetické vibrace a hluk při činnosti motoru. To může poškodit zejména ložiska motoru, nebo způsobit nevyváženost rotoru. Obzvláště ničivé může být pokud nastane rezonance. Hluk motoru musí splňovat legislativní normy. Toto jde omezit vhodně zvoleným poměrem počtu drážek statoru a rotoru. [11]

Je několik způsobů jak potlačit vyšší harmonické ve stroji. Například se můžou zešikmit drážky vůči sobě, první harmonickou to oslabí jen nepatrně a ty vyšší harmonické už více. V praxi se používá zešikmení drážek rotoru vůči statoru, v případě řešeného motoru je to například o 10° . Dalším způsobem je zkrácení kroku vinutí. Působí hlavně na harmonické nižších řádů a tato možnost zeslabí i základní harmonickou. Kdyby se chtělo úplně potlačit pátou harmonickou, tak by stačilo zkrátit krok vinutí o $\frac{1}{5}$. Pro potlačení sedmé harmonické pak o $\frac{1}{7}$. V praxi se pak občas používá kompromis, který je realizovatelný a kdy se krok vinutí zkrátí na $\frac{5}{6}$. Zkrácení kroku docílíme zvýšením počtu vrstev vinutí. [11]

Použitím jiného materiálu rotorových tyčí nebo jiného provedení (zejména dvojité klec) opět dosáhne menšího indukovaného napětí do těchto tyčí od vyšších harmonických. Zvýšením počtu drážek na pól a fázi je také můžeme omezit. A konečně, synchronní i asynchronní parazitní momenty se dají zeslabit i vhodným zvolením poměru počtu drážek statoru a rotoru. O tom více v kapitole 2.5.3. Tedy shrnutí jak omezit vliv vyšších harmonických: [11]

1. zešikmení drážek rotoru
2. zkrácení kroku vinutí
3. zvýšení počtu drážek na pól a fázi
4. vhodné provedení a materiál rotorových tyčí
5. vhodný poměr počtu drážek statoru a rotoru

Typická a vhodná provedení rotorových tyčí, pro omezení vlivu vyšších harmonických jsou vidět na obr. 8 (zleva dvojitá klec, hluboká klec a typická dvojitá klecová drážka, která se zalévá hliníkem). [11]



Obrázek 2-8 - Provedení rotorových tyčí [10]

U vyšších harmonických jsou pro nás důležité zejména liché řády. Vzhledem k tomu, že teoreticky je výsledná magnetická indukce antiperiodická funkce, tak platí, že všechny sudé řády vyšších harmonických jsou nulové. Dále se nemusí uvažovat třetí harmonické a všechny její násobky, protože ty se u třífázové soustavy navzájem vyruší. Z toho vyplývá, že největší momentová sedla bude způsobovat pátá, sedmá, jedenáctá a třináctá harmonická magnetického pole. Proto pomocí vzorce 2.5.1. se můžou určit všechny škodlivé vyšší harmonické, které je třeba řešit. [11]

$$v = 1 \pm 2 \cdot c \cdot m_1 \quad (1)$$

Kde c může být nula nebo libovolné kladné celé číslo.

Následující text se bude týkat zejména stupňových harmonických a jejich vlastností. Je třeba rozlišovat mezi elektrickou a mechanickou synchronní rychlostí. Všechny prostorové harmonické statorového pole se točí stejnou elektrickou rychlostí $2 \cdot \pi \cdot f_1$, ale každá se chová tak, jakoby stroj měl více pólů viz. rovnice 4 a tedy mechanická rychlost bude nižší oproti první harmonické a bude se točit buď stejným nebo opačným směrem. Rychlost točení magnetického pole dané harmonické se dá určit pomocí následujícího vzorce, kde n_1 je synchronní rychlost první harmonické a v je řád harmonické. [11] [10]

$$n_{vs} = \frac{n_1}{v} \quad (1)$$

Skyluz dané harmonické, při kterém se projeví, se počítá

$$s_v = 1 - v \cdot (1 - s_1) \quad (2)$$

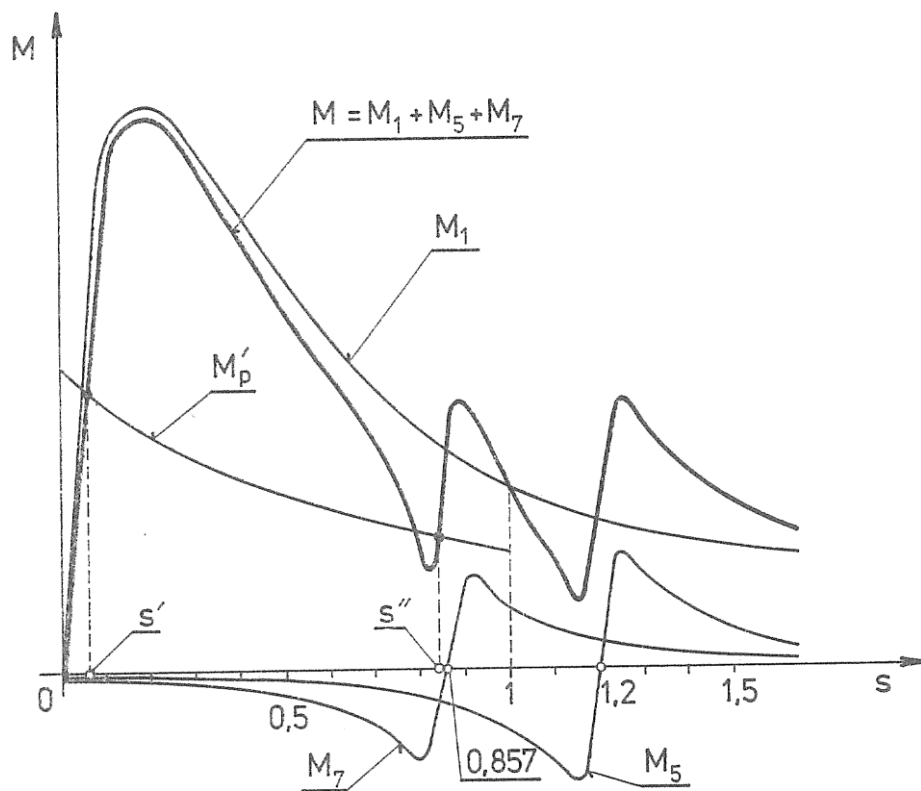
Jak již bylo řečeno, vyšší harmonická, například pátá, má stejný projev jakoby dvoupólový stroj byl desetipólový. Proto musíme přepočítat i počet pólů pro vyšší harmonické.

$$p_v = v \cdot p \quad (3)$$

Amplituda těchto polí bude záviset na řádu harmonické a činiteli vinutí pro danou harmonickou. Například u vinutí s $q = 1$ bude u páté harmonické pětina. Pátá harmonická se bude otáčet proti první harmonické, sedmá harmonická se bude otáčet stejně jako první harmonická a takto se budou směry otáčení dále střídát. [10]

2.5.1 Asynchronní parazitní momenty a sedla

Tyto momenty způsobují prostorové vyšší harmonické magnetického pole s periodou menší než $2 \cdot T_p$, které indukují do rotoru proudy vytvářející pole stejného řádu (počtu pólpárů). Výsledné pole vyšších harmonických je superpozicí polí statoru a rotoru. Toto výsledné pole se otáčí synchronní rychlostí a ve stejném směru jako statorové magnetické pole a vytvoří zmiňovaný asynchronní parazitní moment, který se na momentové charakteristice stroje projeví jako tzv. asynchronní sedlo. Příklad vlivu asynchronního sedla na průběh momentu v závislosti na skluzu lze vidět na obr. 8. [11]



Obrázek 2-9 - Asynchronní sedlo [11]

Výsledný moment motoru M bude vždy výsledkem součtu momentu, který vytváří první harmonická M_1 a momentů, které vytváří všechny vyšší harmonické (na obrázku M_5 a M_7). Křivka M_p' představuje součet momentu zátěže sečteným s mechanickými a přídatnými ztráty motoru.

Pokud momentová charakteristika protne tuto zátěžovou křivku, bude moment zátěže vyšší a motoru se nepodaří dosáhnout požadovaného skluzu s' , ale místo toho dosáhne jen skluzu s'' . [11]

Na základě popisu výše lze konstatovat, že magnetická pole vytvořená vyššími harmonickými se otáčejí různými směry. Některé jsou sousledné, některé zpětné. Pátá harmonická je zpětná a sedlo, které způsobí se objeví pouze v brzděném režimu, protože $s_5 = 1 + \frac{1}{5} = 1,2 \cdot s_1 > 1$ viz. kapitola 2.4. Naproti tomu sedmá harmonická je sousledná a její sedlo se projeví při skluzu $s_7 = 1 - \frac{1}{7} = 0,857 \cdot s_1 < 1$. Tedy v motorickém režimu. Jedenáctá harmonická je poté znovu zpětná a tímto způsobem se to dále střídá. Stroj řešený v této práci se předpokládá a řeší pouze v motorickém režimu, a proto bude předmětem zájmu zejména vliv sedmé harmonické a jejího sedla na chod motoru. Podle vztahu 2.5.1. se můžou dopočítat i otáčky, při kterých se asynchronní sedla objeví. [11]

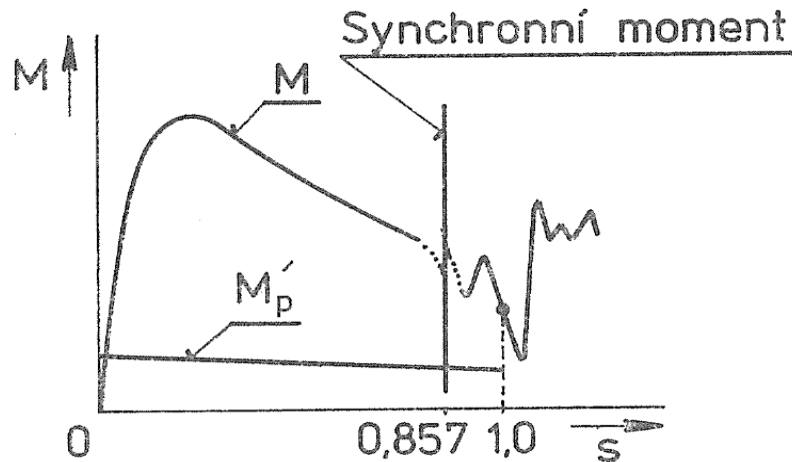
Abychom omezili škodlivé vlivy asynchronních parazitních momentů, musíme vyšší harmonické co nejvíce potlačit. Různé způsoby, jak toho dosáhnout jsou rozebrány na začátku této kapitoly.

2.5.2 Synchronní parazitní momenty a sedla

Jsou vytvářeny zejména zubovým polem. Zejména na ně mají tedy vliv prostorové drážkové vyšší harmonické, které jsou způsobeny proměnlivou velikostí vzduchové mezery a tím proměnlivého rozložení magnetické vodivosti a to kvůli existenci otevřených drážek. Při určitých otáčkách rotoru se jednotlivé vyšší harmonické statoru mohou otáčet stejně rychle - synchronně jako některé vyšší harmonické rotoru. Tím vznikne synchronní parazitní moment a sedlo. Pokud je zubové pole statoru před zubovým polem rotoru, tak synchronní moment motor pohání, pokud je tomu naopak, tak ho brzdí. Tyto děje nastávají při určité kombinaci počtu drážek ve vztahu k počtu pólů a projeví se tak jen pro některé vyšší harmonické. Například pro $Q_s = 24$ a $Q_r = 28$ a $2 \cdot p = 4$ se potká 13. drážková harmonická statoru a rotoru a vytvoří tak synchronní sedlo. Vzorce, kterými lze toto určit jsou v kapitole 2.5.3. [11]

Na obrázku 10 vidíme projev sedla na průběh momentu. Synchronní sedlo vytvoří velký zákmit a chvíli synchronizuje rotor na této rychlosti, což může způsobit problémy, například u elektrických ochranných, které jsou nastaveny, aby nezapůsobili jen určitou krátkou dobu. Kvůli synchronním momentům může rozběh a vyšší moment trvat delší dobu a to může zapříčinit zapůsobení ochranných a další problémy. U vysokých otáček by sedlo mohlo způsobit vibrace a hluk. [11]

Pokud ale zákmit protne křivku M'_p , která představuje zátěžný moment v součtu s mechanickými ztrátami stroje, pak se motor dostane do problému. Nejvíce se projevuje u motorů, které mají stejný počet drážek statoru a rotoru, případně rozdílné o počet pólů. Tato problematika spolu s dalšími možnostmi řešení synchronních sedel je rozebrána v následující kapitole. [11]



Obrázek 2-10 - Synchronní sedlo [11]

2.5.3 Poměr počtu drážek ve vztahu k omezení vlivu drážkových harmonických

Obecně se musí dbát na to, aby průběh magnetického napětí byl co nejvíce sinusový a dále aby počet drážek na pól a fázi nebyl zlomkový ani příliš malý.

Následující podmínky jsou uplatnitelné zejména pro rotor s rovnými drážkami, kde ještě vyšší harmonické nejsou omezeny. Pro vyhnutí se synchronním momentům, vytvořenými drážkovými harmonickými musí platit následující základní podmínky pro počet drážek statoru a rotoru. [11]

$$Q_s \neq Q_r \quad (4)$$

$$Q_s \neq 2 \cdot Q_r \quad (5)$$

$$Q_s \neq \frac{1}{2} \cdot Q_r \quad (6)$$

$$g_1 \cdot Q_s \neq g_2 \cdot Q_r \quad (7)$$

Kde g_1 a g_2 jsou libovolná různá kladná čísla.

Dále musí ve vztahu k počtu pólů platit

$$Q_r \neq 6 \cdot p \cdot g \pm 2 \cdot p \quad (8)$$

$$Q_r \neq Q_s \pm 2 \cdot p \quad (9)$$

$$Q_r \neq 2 \cdot Q_s \pm 2 \cdot p \quad (10)$$

$$Q_r \neq Q_s \pm p \quad (11)$$

$$Q_r \neq \frac{Q_s}{2} \pm p \quad (12)$$

Kde g je libovolné celé kladné číslo. Pokud je zapotřebí co nejvíce omezit mechanické vibrace a hluk způsobený harmonickými, mělo by platit

$$Q_r \neq 6 \cdot p \cdot g \pm 1 \quad (13)$$

$$Q_r \neq 6 \cdot p \cdot g \pm 2 \cdot p \pm 1 \quad (14)$$

$$Q_r \neq 6 \cdot p \cdot g \pm 2 \cdot p \mp 1 \quad (15)$$

Pro snížení parazitních asynchronních momentů od zubových polí musí být počet drážek rotoru malý a splňovat následující podmínku

$$Q_r < 1,25 \cdot Q_s \quad (16)$$

Pro snížení parazitních synchronních momentů při běžícím rotoru a konstantních otáčkách by mělo platit

$$Q_r \neq 6 \cdot p \cdot g \quad (17)$$

Pro zkosený rotor se může spočítat nejvhodnější počet drážek rotoru z následujícího vzorce

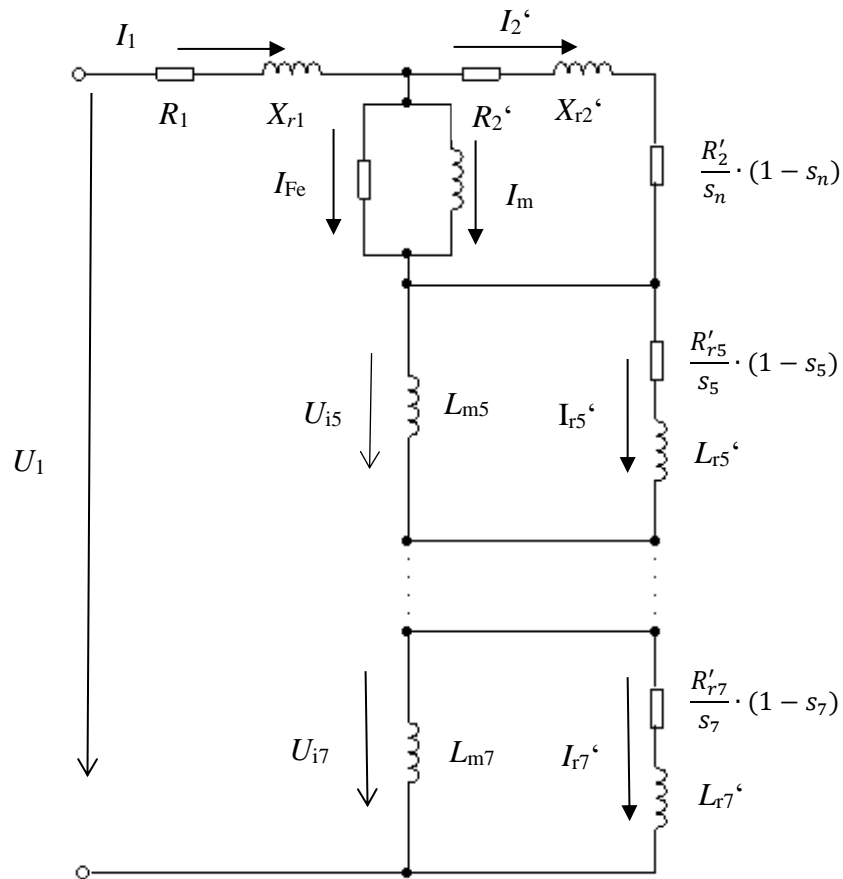
$$Q_r = (6 \cdot q_1 + 4) \cdot p = (6 \cdot 3 + 4) \cdot 2 = 44 \quad (18)$$

Kombinace použitá v motoru, který se bude řešit, tedy 36/28 je podle tab. 7.3 v [11], poměrně dobrá kombinace, nicméně vykazuje zejména v nižších otáčkách poměrně výrazné synchronní parazitní momenty a tím pádem sedla, což je i potvrzeno konzultantem ve firmě. [11]

2.5.4 Náhradní schéma stroje uvažující vliv vyšších harmonických

Aby se zahrnul do výpočtu i vliv prostorových vyšších harmonických, je nutné náhradní schéma rozšířit. Obecná podoba tohoto schématu je na obr. 2-11. Vzorce pro výpočet jednotlivých parametrů v paralelních větvích budou uvedené až v samotném výpočtu. Pro potřeby této práce se bude počítat pouze s pátou a sedmou prostorovou harmonickou, které mají největší vliv na chod stroje. Je důležité zmínit, že 98-99% napětí statoru je na větvi pro první harmonickou. Zbylé harmonické ovšem stále vytváří velké momenty a je třeba se jimi zabývat. [10]

Pro každou vyšší harmonickou je třeba znovu spočítat odpor rotoru přepočítaný na stator, magnetizační reaktanci, rozptylovou reaktanci rotoru a prvek představující mechanickou zátěž (bude tedy třeba přepočítat skluz, který se s řádem harmonické mění). [10]



Obrázek 2-11 - Náhradní schéma motoru zahrnující vliv vyšších harmonických [10]

3 ANALYTICKÝ VÝPOČET ASYNCHRONNÍHO MOTORU

Počáteční výpočty budou vycházet z literatury [2], pokud nebude uvedeno jinak. Zadané parametry se nachází v technické dokumentaci motoru. Vysvětlení jednotlivých zkratk a symbolů i s příslušnými jednotkami lze nalézt v seznamu symbolů a zkratk. V následující části bude tedy popisován pouze postup výpočtu. Nejprve bude probíhat výpočet parametrů pouze pro první harmonickou.

3.1 Zadané parametry

$$U_1 = 400 \text{ V}$$

$$n = 1425 \text{ min}^{-1}$$

$$P = 2200 \text{ W}$$

$$f_l = 50 \text{ Hz}$$

$$2p = 4$$

Z těchto parametrů bude výpočet vycházet. U_1 je fázové napětí. Motor je zapojen do trojúhelníka. P je jmenovitý výkon, n jsou jmenovité otáčky, f_l je frekvence napájecího napětí. Jde o čtyřpólový motor.

3.2 Výpočet magnetizačního proudu

Pro výpočet magnetizačního proudu se musí nejprve určit magnetická napětí v různých částech stroje. Ty se zjistí většinou z hodnoty magnetické indukce v dané části. Pro výpočet magnetické indukce ve vzduchové mezeře bude potřeba znát činitel vinutí.

3.2.1 Činitele vinutí

Tento činitel spočítáme ze vztahu:

$$k_v = k_y \cdot k_r \quad (19)$$

K jeho výpočtu musíme určit činitel zkrácení kroku k_y a činitel rozlohy k_r .

Z technické dokumentace jde vidět, že počet drážek statoru $Q_s = 36$. Mechanický úhel mezi dvěma sousedními drážkami je 10° . Pokud se tato hodnota vynásobí počtem pólových dvojic, vypočte se elektrický úhel, který je 20° . Podle přiloženého schématu vinutí vychází na jednu fázi 6 cívek, 4 se zkráceným krokem a 2 s plným krokem. Pro první půlperiodu magnetické indukce stačí tedy vzít 3 cívky. První cívka je navinuta přes 9 drážek, jedná se o 180° elektrických, tedy plný krok. Druhá a třetí cívka jsou vinuty přes 7 drážek, zde se jedná o 140° elektrických, tedy zkrácený krok.

Jelikož pro činitel rozlohy platí, že $k_r = 1$ (cívky jsou naproti sobě, nepřekrývají se a od osy 180° je vinutí odkloněno o 10° a 30°), tak stačí určit činitel zkrácení kroku. Předpokládá se sinusový průběh magnetické indukce. [4]

$$k_y = \frac{1 \cdot \int_0^{180} \sin \alpha \, d\alpha + 2 \cdot \int_{20}^{160} \sin \alpha \, d\alpha}{3 \cdot \int_0^{180} \sin \alpha \, d\alpha} = 0,9598 \quad (20)$$

Činitel vinutí bude tedy:

$$k_v = k_y \cdot k_r = 0,9598 \cdot 1 = 0,9598 \quad (21)$$

3.2.2 Činitelé vinutí pro vyšší harmonické

Pro pozdější výpočty budou potřeba i činitelé vinutí pro vyšší harmonické. Bude se počítat pouze pátá a sedmá harmonická, takže budou stačit dva činitelé. Ty se opět spočítají vynásobením činitele zkrácení kroku, činitele rozlohy a případně i činitele zešikmení drážek. Obecně se tyto činitelé mohou počítat takto:

$$k_{yv} = \sin \left(v \cdot \frac{y}{\tau_p} \cdot \frac{\pi}{2} \right) \quad (22)$$

$$k_{rv} = \frac{\sin \left(v \cdot \frac{\pi}{2 \cdot m_1} \right)}{q_1 \cdot \sin \left(v \cdot \frac{\pi}{2 \cdot m_1 \cdot q_1} \right)} \quad (23)$$

Kde v je řád harmonické, y je krok cívk, m_1 počet fází statoru a q_1 počet drážek na pól a fázi statoru. Pro přehlednost bude však použit stejný postup jako v předchozí kapitole. Rozdílně budou pouze meze integrálu. Pátá harmonická například stihne pět sinusových period během jedné periody první harmonické. Její projev je tedy takový, jakoby dvoupólový stroj byl desetipólový a tak podobně. Proto i meze budou vynásobené řádem harmonické. Celé otáčky můžeme odebrat. Činitel rozlohy bude i pro vyšší harmonické 1, stejně jako činitel natočení drážek.

$$k_{y5} = \frac{1 \cdot \int_0^{180} \sin \alpha \, d\alpha + 2 \cdot \int_{100}^{440} \sin \alpha \, d\alpha}{3 \cdot \int_0^{180} \sin \alpha \, d\alpha} = 0,2176 \quad (24)$$

$$k_{v5} = k_{y5} \cdot k_{r5} = 0,2176 \cdot 1 = 0,2176 \quad (25)$$

$$k_{y7} = \frac{1 \cdot \int_0^{180} \sin \alpha \, d\alpha + 2 \cdot \int_{140}^{400} \sin \alpha \, d\alpha}{3 \cdot \int_0^{180} \sin \alpha \, d\alpha} = 0,1774 \quad (26)$$

$$k_{v7} = k_{y7} \cdot k_{r7} = 0,1774 \cdot 1 = 0,1774 \quad (27)$$

3.2.3 Magnetické napětí ve vzduchové mezeře

Nejprve se určí amplituda 1. harmonické ideálního magnetického toku naprázdno podle:

$$\Phi_{00} = \frac{m_1 \cdot U_1 \cdot a_1}{\frac{\pi}{\sqrt{2}} \cdot f_1 \cdot Q_s \cdot k_v \cdot V_{d1}} = \frac{3 \cdot 400 \cdot 1}{\frac{\pi}{\sqrt{2}} \cdot 50 \cdot 36 \cdot 0,9598 \cdot 77} = 4,061 \text{ mWb} \quad (28)$$

Počet paralelních větví statoru a_1 je 1 a počet vodičů v drážce statoru V_{d1} je 77. Oba údaje byly získány z výkresové dokumentace. Další parametry pochází ze zadání. Q_s je počet drážek statoru. Pro pozdější použití se spočítá počet závitů jedné fáze v sérii a počet drážek na pól a fázi.

$$N_{s1} = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{d1} \cdot Q_s}{m_1 \cdot a_1} = \frac{1}{2} \cdot \frac{77 \cdot 36}{3 \cdot 1} = 462 \text{ závitů} \quad (29)$$

$$q_1 = \frac{Q_s}{2p \cdot m_1} = \frac{36}{4 \cdot 3} = 3 \quad (30)$$

Nyní z amplitudy 1. harmonické ideálního magnetického toku naprázdno Φ_{00} bude vypočítána střední hodnota 1. harmonické ideální magnetická indukce ve vzduchové mezeře \bar{B}_{00} .

K tomu je potřeba délka svazku l_{Fe} , která je k dispozici ve výkresové dokumentaci a pólová rozteč τ_p , která bude vypočtena na úrovni středu vzduchové mezery D_δ .

$$\tau_p = \frac{\pi \cdot D_\delta}{2p} = \frac{\pi \cdot 99,75}{4} = 78,34 \text{ mm} \quad (31)$$

$$\bar{B}_{00} = \frac{\phi_{00}}{\tau_p \cdot l_{Fe}} = \frac{4,061}{78,34 \cdot 80 \cdot 10^{-3}} = 0,648 \text{ T} \quad (32)$$

Je potřeba tuto střední hodnotu přepočítat na amplitudu B_{00}

$$B_{00} = \frac{\pi}{2} \cdot \bar{B}_{00} = \frac{\pi}{2} \cdot 0,648 = 1,018 \text{ T} \quad (33)$$

Skutečná hodnota magnetické indukce ve vzduchové mezeře B_δ , se počítá ze vztahu

$$B_\delta = B_{00} \cdot \kappa_1 \cdot \frac{1}{k_1} \quad (34)$$

Vyskytují se zde dva opravné činitele, které přibližují tento výpočet k realitě. Činitel primárního rozptylu κ_1 se odečte z tabulky na str. 57 v knize [2]. Hodnota je vybrána podle počtu pólů motoru a podle jeho velikosti. Tento motor je čtyřpólový, čemuž odpovídá rozsah hodnot 0,97 - 0,99. Pro motory do 10 kW se doporučuje vzít nižší hodnotu. Proto $\kappa_1 = 0,97$. Druhý činitel $\frac{1}{k_1}$, se nazývá činitel deformace pole a pomocí něho se respektuje reálný průběh magnetické indukce, který není ideálně sinusový, ale je zčásti zploštěný. Prvotní hodnota tohoto činitele bude odečtena z tab. 4.3 v [2]. Hodnota bude odečtena pro plný krok cívky. K odečtení je ale potřeba ještě zdánlivá hodnota indukce v zubu statoru B''_{zs} . Po dopočítání magnetických napětí ve vzduchové mezeře, v zubu statoru a v zubu rotoru, byl činitel iteračně přepočítán na správnou hodnotu v programu Microsoft Excel. Postup iterace je k dispozici ve výpočtovém souboru v příloze práce. V této práci bude ve vzorcích použita hodnota činitele deformace pole už po iteraci, tedy ta konečná.

$$B''_{zs} = B_{00} \cdot \frac{t_{ds}}{b_{zs} \cdot k_{pFe}} \quad (35)$$

$$\frac{1}{k_1} = 0,9 \quad (36)$$

Skutečná maximální hodnota magnetické indukce ve vzduchové mezeře bude tedy

$$B_{\delta} = B_{00} \cdot \kappa_1 \cdot \frac{1}{k_1} = 1,018 \cdot 0,97 \cdot 0,9 = 0,8887 T \quad (37)$$

Pro výpočet magnetického napětí ve vzduchové mezeře je dále potřeba znát Carterův činitel k_c . Ten se vypočítá vynásobením Carterova činitele statoru k_{c1} a rotoru k_{c2} . Tento činitel přepočítává vzduchovou mezeru δ na efektivní vzduchovou mezeru δ' a respektuje tak vliv drážkování statoru a rotoru, který má na dané magnetické napětí ve vzduchové mezeře účinek. V této rovnici b_{os} vyjadřuje otevření drážky statoru (případně rotoru b_{or}) a t_{dso} je drážková rozteč na úrovni otevření drážky statoru (případně rotoru t_{dro}). [3]

$$k_{c1} = \frac{t_{dso}}{t_{dso} - \frac{b_{os}^2}{b_{os} + 5 \cdot \delta}} = \frac{8,727}{8,727 - \frac{2,6^2}{2,6 + 5 \cdot 0,25}} = 1,252 \quad (38)$$

$$k_{c2} = \frac{t_{dro}}{t_{dro} - \frac{b_{or}^2}{b_{or} + 5 \cdot \delta}} = \frac{11,1}{11,1 - \frac{0^2}{0 + 5 \cdot 0,25}} = 1 \quad (39)$$

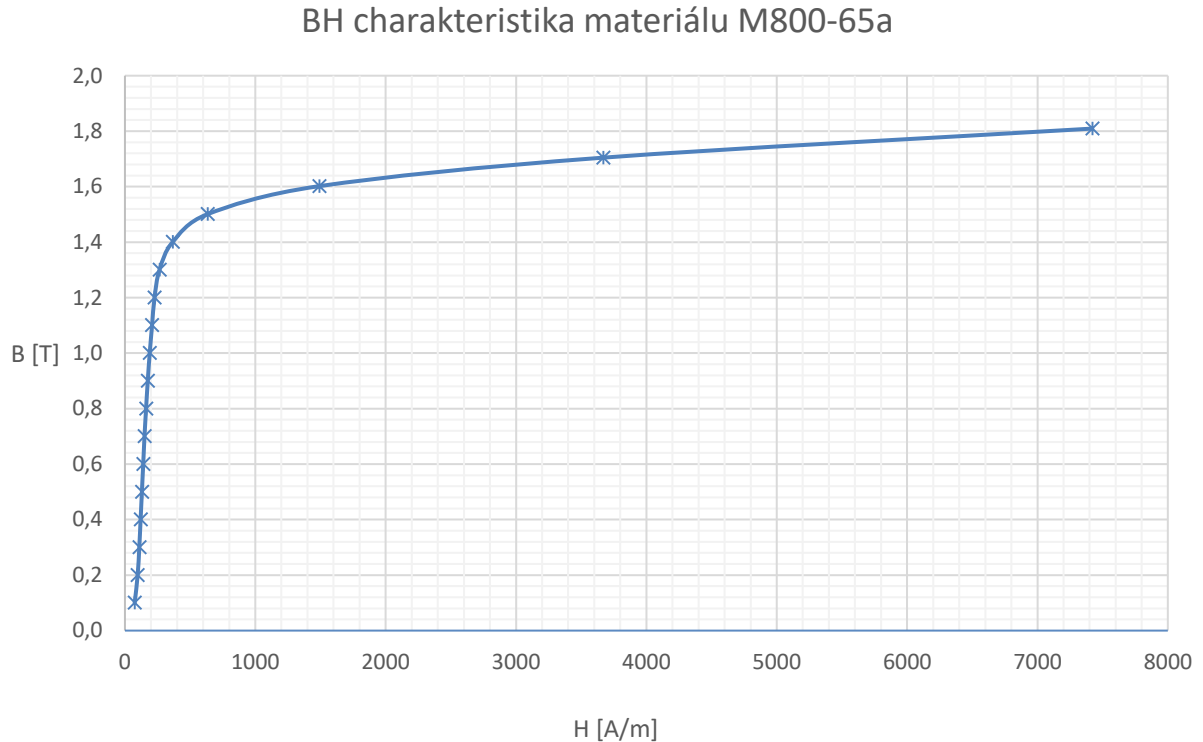
$$k_c = k_{c1} \cdot k_{c2} = 1,252 \cdot 1 = 1,252 \quad (40)$$

Jde vidět, že Carterův činitel rotoru vyjde 1, protože se na rotoru nachází uzavřené drážky. Nyní se může dopočítat magnetické napětí ve vzduchové mezeře.

$$U_{m\delta} = \frac{1}{\mu_0} \cdot B_{\delta} \cdot \delta \cdot k_c = \frac{1}{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}} \cdot 0,8887 \cdot 0,25 \cdot 10^{-3} \cdot 1,252 = 221,36 A \quad (41)$$

3.2.4 Magnetické napětí v zubu statoru

Pro určení tohoto napětí bude potřeba stanovit intenzitu magnetického pole a délku magnetické siločáry v zubu statoru. Pro stanovení intenzity se bude vycházet z BH křivky materiálu plechů statoru, konkrétně M800-65A. BH křivka je k dispozici na obr 3-1. Nejdříve se ale musí určit zdánlivá magnetická indukce v zubu statoru B''_{zs}



Obrázek 3-1 - BH charakteristika materiálu M800-65a

Pro výpočet zdánlivé magnetické indukce v zubu statoru bude potřeba spočítat drážkovou rozteč statoru t_{ds} na úrovni středu vzduchové mezeře a šířku zubu statoru b_{zs} . Ta byla spočítána jako průměr šířky zubů ve spodní a horní části. Všechny tyto hodnoty jsou snadno dopočitatelné z výkresové dokumentace a přesný postup výpočtu se nachází v příloze ve výpočtovém souboru. Činitel plnění železa k_{pFe} známe z výkresové dokumentace.

$$B''_{zs} = B_{00} \cdot \frac{t_{ds}}{b_{zs} \cdot k_{pFe}} = 1,018 \cdot \frac{8,705}{4,588 \cdot 0,96} = 2,012 \text{ T} \quad (42)$$

I pro tuto magnetickou indukci je potřeba respektovat vliv deformace magnetického pole ve vzduchové mezeře. Bude se předpokládat, že naprostá většina magnetického toku půjde cestou nejmenšího magnetického odporu, tedy zubem statoru. V této práci se neuvažuje paralelní cesta toku drážkou. Ze stejného důvodu není respektován ani činitel primárního rozptylu. Proto bude skutečná magnetická indukce v zubu statoru:

$$B_{zs} = B'_{zs} = B''_{zs} \cdot \frac{1}{k_1} = 2,012 \cdot 0,9 = 1,811 \text{ T} \quad (43)$$

Podle obr. 3-1 jde vidět, že odpovídající magnetická intenzita $H_{zs} = 7492 \text{ A/m}$. Délka magnetické siločáry bude při zjednodušení stejná jako výška statorového zubu. Vzhledem

k tomu, že drážka je téměř obdélníková bude případná nepřesnost naprosto zanedbatelná. Zvětšování a přepočítávání délky siločáry se provádí zejména u drážek půlkruhového nebo lichoběžníkového typu. Magnetické napětí zuby statoru bude tedy

$$U_{mzs} = H_{zs} \cdot l_{zs} = 7492 \cdot 12,5 \cdot 10^{-3} = 93,65 \text{ A} \quad (44)$$

3.2.5 Magnetické napětí v zubu rotoru

Postup výpočtu bude obdobný, nejdříve se určí zdánlivá magnetická indukce v zubu rotoru

$$B''_{zr} = B_{00} \cdot \frac{t_{dr}}{b_{zr} \cdot k_{pFe}} = 1,018 \cdot \frac{11,19}{6,088 \cdot 0,96} = 1,949 \text{ T} \quad (45)$$

Kde t_{dr} je drážková rozteč rotoru na úrovni vzduchové mezery a b_{zr} je šířka zuby rotoru, pro kterou byla zprůměrována horní a dolní šířka tohoto zuby. Tyto hodnoty jsou opět známe z technické dokumentace.

$$B_{zr} = B'_{zr} = B''_{zr} \cdot \frac{1}{k_1} \cdot \kappa_1 = 1,949 \cdot 0,9 \cdot 0,97 = 1,701 \text{ T} \quad (46)$$

V tomto případě se opět nerespektuje paralelní cesta toku drážkou, která je zanedbatelná. Musí se ale vzít v potaz vliv deformace magnetického pole ve vzduchové mezeře a na rozdíl od statoru je zde respektován i vliv primárního rozptylu. Tato skutečná hodnota magnetické indukce v zubu rotoru bude přepočítána podle BH charakteristiky materiálu M800-65A na magnetickou intenzitu.

Této hodnotě tedy odpovídá $H_{zr} = 3568 \text{ A/m}$.

Délka magnetické siločáry v rotoru l_{zr} bude stejná jako výška rotorového zuby, tedy 16,3 mm. U zaoblených drážek se většinou tato délka ještě prodlužuje, ale vzhledem k tomu, že zaoblení je podle výkresu opravdu malé, tak případný rozdíl by byl zanedbatelný, a proto se bude počítat s touto hodnotou.

Magnetické napětí v zubu rotoru bude tedy

$$U_{mzr} = H_{zr} \cdot l_{zr} = 3568 \cdot 16,3 \cdot 10^{-3} = 58,16 \text{ A} \quad (47)$$

V tomto případě by se znovu přepočítala hodnota činitele $\frac{1}{k_1}$ a k tomu bude potřeba činitel nasycení přechodové vrstvy k_z

$$k_z = \frac{U_{mzs} + U_{mzr} + U_\delta}{U_\delta} \quad (48)$$

Nový činitel deformace pole by pak byl

$$\frac{1}{k_1} = b_0 + b_1 \cdot k_z + b_2 \cdot k_z^2 + b_3 \cdot k_z^3 + b_4 \cdot k_z^4 \quad (49)$$

Maximální chyba způsobena touto náhradou je 1%. Koeficienty b_1 až b_4 jsou k dispozici pro jednotlivé typy vinutí v tab. 4-2 v [2]. Nyní by následoval iterační přepočítání všech veličin s novým $\frac{1}{k_1}$. Tento postup byl už proveden v podrobnějším výpočtu v Excelu, který je k nahlédnutí v příloze práce. Iterace se provádí do doby, dokud se hodnota původní a nová neliší o více než 0,1. $\frac{1}{k_1} = 0,9$ je tedy konečná hodnota, která se bude i dále používat.

3.2.6 Magnetické napětí jha statoru

Pro stanovení tohoto magnetického napětí bude nejdříve potřeba určit výška jha statoru h_{js}

$$h_{js} = \frac{D_{so} - D_{zs}}{2} = \frac{155 - 125}{2} = 15 \text{ mm} \quad (50)$$

V tomto vzorci vystupuje vnější průměr statoru D_{so} a průměr patní kružnice zubů statoru D_{zs} . Z toho se nyní může dopočítat amplituda magnetické indukce ve jhu statoru B_{js} .

$$B_{js} = B_{00} \cdot \frac{D_\delta}{h_{js} \cdot 2 \cdot p \cdot k_{pFe}} = 1,018 \cdot \frac{99,75}{15 \cdot 4 \cdot 0,96} = 1,763 \text{ T} \quad (51)$$

Zde bude trochu odbočeno od postupu výpočtu uvedeného v [2], protože v této publikaci se předpokládá, že amplituda magnetické indukce je na celé pólové rozteči na středním průměru jha. Reálně je tato hodnota pouze na malé části jha. V ostatních částech je tato indukce daleko nižší. Tato indukce by se později přepočítávala na intenzitu magnetického pole, která by byla velmi vysoká a výpočet by pak byl nepřesný. Tento postup vyplývá i z bakalářské práce, ve které se také počítal podobný motor tímto postupem [5].

Předpokládá se sinusový průběh magnetické indukce. Na jednu pólvlňu připadá jedna pólová rozteč. Magnetický tok proudí z rotoru do statoru a přes stator zpět do rotoru. Na krajích pólové rozteče je tedy nízká koncentrace indukčních čar (tedy daleko menší magnetická indukce) a jen v prostoru mezi póly se nachází amplituda magnetické indukce, která byla spočítána.

Proto se pólvlňu rozdělí na tři stejné části, pro které se spočítá střední magnetickou indukci a z BH charakteristiky pro každou část se odečte vlastní intenzita magnetického pole. Pro střední indukce v intervalu 0 až $\frac{\pi}{3}$ a $\frac{2\pi}{3}$ až π bude platit

$$B_{js\frac{1}{3}} = B_{js\frac{3}{3}} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^{\frac{\pi}{3}} B_{js} \cdot \sin \alpha \, d\alpha = \frac{1}{\frac{\pi}{3}} \cdot \int_0^{\frac{\pi}{3}} 1,763 \cdot \sin \alpha \, d\alpha = 0,841 \, T \quad (52)$$

A pro interval $\frac{\pi}{3}$ až $\frac{2\pi}{3}$ to bude

$$B_{js\frac{2}{3}} = \frac{1}{T} \cdot \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} B_{js} \cdot \sin \alpha \, d\alpha = \frac{1}{\frac{\pi}{3}} \cdot \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} 1,763 \cdot \sin \alpha \, d\alpha = 1,684 \, T \quad (53)$$

Jednotlivé intenzity magnetického pole jednotlivých částí budou označovány za náhradní, protože budou muset být v konečné fázi výpočtu upraveny pomocí opravných koeficientů tak, aby se respektovalo co nejvíce dějů, které ve jhu probíhají. Po odečtení tedy

$$H_{js\frac{1}{3}} = H_{js\frac{3}{3}} = 167 \, A/m; \quad H_{js\frac{2}{3}} = 3113 \, A/m$$

Pro další výpočet je třeba znát délku magnetické siločáry ve jhu statoru

$$l_{js} = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{D_{so} + D_{zs}}{2 \cdot p} = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{155 + 125}{4} = 54,98 \, mm \quad (54)$$

Ta bude rozdělena na třetiny a budou dopočítána magnetická napětí jednotlivých částí a jejich sečtením bude dosaženo náhradního magnetického napětí jha statoru (ještě bez přepočítaných intenzit magnetického pole)

$$U_{mjs\frac{1}{3}} = U_{mjs\frac{3}{3}} = H_{js\frac{1}{3}} \cdot l_{js\frac{1}{3}} = 167 \cdot 18,33 \cdot 10^{-3} = 3,061 \, A \quad (55)$$

$$U_{mjs\frac{2}{3}} = H_{js\frac{2}{3}} \cdot l_{js\frac{1}{3}} = 3113 \cdot 18,33 \cdot 10^{-3} = 57,06 \, A \quad (56)$$

$$U'_{mjs} = U_{mjs\frac{1}{3}} + U_{mjs\frac{2}{3}} + U_{mjs\frac{3}{3}} = 3,061 + 57,06 + 3,061 = 63,18 \, A \quad (57)$$

Nyní bude hodnota intenzity magnetického pole a tím i hodnota magnetického napětí přepočítána pomocí opravných koeficientů. Koeficient k_o zahrnuje vliv zploštění průběhu magnetické indukce, které je způsobeno zejména 3. harmonickou. Výsledná indukce a tím pádem i intenzita je poté menší.

$$k_o = \frac{8 + \frac{1}{k_1}}{12 - 3 \cdot \frac{1}{k_1}} = \frac{8 + 0,9}{12 - 3 \cdot 0,9} = 0,957 \quad (58)$$

Koeficient k_{ob} respektuje vliv změny permeability ve jhu. Dosazuje se do něj původní amplituda magnetické indukce ve jhu statoru.

$$k_{ob} = \frac{1}{0,094 \cdot B_{js} + 0,903} = \frac{1}{0,094 \cdot 1,763 + 0,903} = 0,9357 \quad (59)$$

Poslední koeficient c_k zahrnuje korekci na kruhový průběh indukčních čar. Je odečten z grafu 4-10 v [2] pro čtyřpólový stroj a pro činitel $a = \frac{D_{zs}}{D_{so}} = \frac{125}{155} = 0,81$, a tedy $c_k = 0,98$. Nyní se může dosadit a spočítat skutečné magnetické napětí ve jhu statoru.

$$U_{mjs} = U'_{mjs} \cdot k_o \cdot k_{ob} \cdot c_k = 63,18 \cdot 0,957 \cdot 0,9357 \cdot 0,98 = 55,4 \text{ A} \quad (60)$$

3.2.7 Magnetické napětí jha rotoru

Stejně jako při výpočtech u zubu rotoru, bude i zde respektován vliv primárního rozptylu pomocí činitele κ_1 . Jelikož toto magnetické napětí vyjde velmi malé, nebude se rozdělovat půlvlna magnetické indukce na tři části, protože v tomto případě jsou rozdíly zanedbatelné. Nejdříve bude opět určena výška rotorového jha.

$$h_{jr} = \frac{D_{zr} - d_i}{2} = \frac{66,9 - 17,5}{2} = 24,7 \text{ mm} \quad (61)$$

Kde D_{zr} je průměr patní kružnice rotoru a d_i je průměr hřídele, který je ale v tomto případě zmenšený o hodnotu, pomocí které se respektuje vedení toku i hřídelí, která je feromagnetická. Při nemagnetické hřídeli by se dosazoval plný průměr hřídele, při stejných magnetických vlastnostech hřídele a plechu rotoru a ideálním kontaktu mezi nimi by se dosazoval zase nulový průměr hřídele. Kvalifikovaným odhadem bylo stanoveno, že zmenšením vnitřního průměru rotoru, tedy hřídele na polovinu, se respektuje snížený počet indukčních čar, které do této magnetické hřídele vstupují. Všechny geometrické rozměry jsou k dispozici v technické dokumentaci v příloze. Dále je potřeba znát délku magnetické siločáry ve jhu rotoru

$$l_{jr} = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{d_i + h_{jr}}{2 \cdot p} = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{17,5 + 24,7}{4} = 16,57 \text{ mm} \quad (62)$$

Dále se stanoví magnetická indukce ve jhu rotoru

$$B_{jr} = B_{00} \cdot \frac{D_{\delta}}{h_{jr} \cdot 2 \cdot p \cdot k_{pFe}} = 1,018 \cdot \frac{99,75}{24,7 \cdot 4 \cdot 0,96} = 1,071 \text{ T} \quad (63)$$

Tomu odpovídá náhradní intenzita magnetického pole ve jhu rotoru $H_{jr} = 200 \text{ A/m}$. Opět se musí zahrnout tři opravné činitele. Činitel zploštění je stejný jako u jha statoru, tedy $k_o = 0,957$.

Činitel změny permeability ve jhu bude

$$k_{ob2} = \frac{1}{0,094 \cdot B_{jr} + 0,903} = \frac{1}{0,094 \cdot 1,071 + 0,903} = 0,996 \quad (64)$$

Činitel korekce na kruhový průběh indukčních čar bude určen opět z grafu 4.10 pro poměr

$a = \frac{D_{zr}}{d_i} = \frac{66,9}{17,5} = 3,82$ a pro čtyřpólový stroj. Hodnota činitele bude tedy $c_{k2} = 1,44$. S těmito hodnotami může být stanoveno magnetické napětí ve jhu rotoru

$$\begin{aligned} U_{mjr} &= H_{jr} \cdot l_{jr} \cdot k_o \cdot k_{ob2} \cdot c_{k2} \\ &= 200 \cdot 16,57 \cdot 10^{-3} \cdot 0,957 \cdot 0,996 \cdot 1,44 = 4,608 \text{ A} \end{aligned} \quad (65)$$

3.2.8 Celkové magnetické napětí na jeden pól

Celkové magnetické napětí na jeden pól bude

$$\begin{aligned} U_{mp1} &= U_{m\delta} + U_{mzs} + U_{mzr} + U_{mjs} + U_{mjr} \\ &= 221,36 + 93,65 + 58,16 + 55,4 + 4,608 = 433,2 \text{ A} \end{aligned} \quad (66)$$

3.2.9 Magnetizační proud

Magnetizační proud jedné fáze bude

$$I_m = \frac{2 \cdot p \cdot U_{mp1}}{0,45 \cdot \frac{V_{d1} \cdot Q_s}{a} \cdot k_v} = \frac{4 \cdot 433,2}{0,45 \cdot \frac{77 \cdot 36}{1} \cdot 0,9598} = 1,447 \text{ A} \quad (67)$$

3.3 Výpočet ztrát v železe

Budou se určovat pouze ztráty v železe statoru. Ztráty v rotoru jsou v bodě jmenovitého zatížení zanedbatelné. Nejprve se určí měrné ztráty v zubu a ve jhu statoru. K tomu jsou potřeba činitelé hysterezních, vířivých a přídavných ztrát. Jsou to materiálové konstanty, které byly získány výpočtem v programu ANSYS Maxwell, do kterého byla zadána závislost ztrát na magnetické indukci při frekvenci 50 Hz, která byla získána z dokumentace k materiálu M800-65A [9]. Pro

výpočet byla zadána tloušťka plechu $b_{pl} = 0,65$ mm, hustota materiálu $\rho_0 = 7800$ kg/m³ a měrná vodivost $G = 4$ MS/m. Výsledkem jsou tyto tři koeficienty:

$$k_h = 0,0141892 \text{ W/kg}$$

$$k_{cur} = 0,000356402 \text{ W/kg}$$

$$k_e = 0,00432702 \text{ W/kg}$$

3.3.1 Ztráty v zubu statoru

Bude se počítat podle vztahu

$$\begin{aligned} \Delta p_{Fe,zs} &= k_h \cdot f \cdot B_{zs}^2 + k_{cur} \cdot f^2 \cdot B_{zs}^2 + k_e \cdot f^{1,5} \cdot B_{zs}^{1,5} \\ &= 0,0141892 \cdot 50 \cdot 1,811^2 + 0,000356402 \cdot 50^2 \cdot 1,811^2 \\ &\quad + 0,00432702 \cdot 50^{1,5} \cdot 1,811^{1,5} = 8,977 \text{ W/kg} \end{aligned} \quad (68)$$

Do tohoto vzorce se dosazuje amplituda skutečné hodnoty magnetické indukce v zubu statoru. Dále se musí počítat s tím, že plechy jsou určitým způsobem opracované. Opravný činitel, který toto zahrnuje, se vyčte z tab. 6.3 z [2]. Pro náš případ bylo vybráno $k_{pz} = 1,75$. Zub je také do určité míry nasycen, toto zohledňuje činitel sycení zubu statoru k_{zss}

$$k_{zss} = \frac{1}{-0,658 \cdot B_{zs} + 1,8554} = \frac{1}{-0,658 \cdot 1,811 + 1,8554} = 1,507 \quad (69)$$

Pro přepočítání měrných ztrát na ztráty celkové je potřeba znát hmotnost statorových zubů. Ta bude zjištěna přes objem. Vystupující veličina h_{zs} značí výšku zubu statoru známou z výkresové dokumentace.

$$V_{zs} = Q_s \cdot b_{zs} \cdot h_{zs} \cdot l_{Fe} = 36 \cdot 4,588 \cdot 12,5 \cdot 80 \cdot 10^{-9} = 1,652 \cdot 10^{-4} \text{ m}^3 \quad (70)$$

$$G_{zs} = V_{zs} \cdot \rho = 1,652 \cdot 10^{-4} \cdot 7800 = 1,289 \text{ kg} \quad (71)$$

Ztráty v železe v zubech statoru tedy budou

$$\Delta P_{Fe,zs} = \Delta p_{Fe,zs} \cdot k_{pz} \cdot k_{zss} \cdot G_{zs} = 8,977 \cdot 1,75 \cdot 1,507 \cdot 1,289 = 30,52 \text{ W} \quad (72)$$

3.3.2 Ztráty ve jhu statoru

Výpočet bude probíhat obdobným způsobem. Nejprve se stanoví měrné ztráty.

$$\begin{aligned}\Delta p_{Fe,js} &= k_h \cdot f \cdot B_{js}^2 + k_{cur} \cdot f^2 \cdot B_{js}^2 + k_e \cdot f^{1,5} \cdot B_{js}^{1,5} \\ &= 0,0141892 \cdot 50 \cdot 1,763^2 + 0,000356402 \cdot 50^2 \cdot 1,763^2 \\ &\quad + 0,00432702 \cdot 50^{1,5} \cdot 1,763^{1,5} = 8,556 \text{ W/kg}\end{aligned}\quad (73)$$

V tomto případě byla použita původní hodnota amplitudy magnetické indukce ve jhu statoru. Pro tento výpočet budeme uvažovat činitel opracování $k_{pj} = 1,55$; opět zvoleno z rozsahu hodnot v tabulce 6.3 v pramenu [2]. Činitel nasycení bude

$$k_{zjs} = \frac{1}{-0,658 \cdot B_{js} + 1,8554} = \frac{1}{-0,658 \cdot 1,763 + 1,8554} = 1,438 \quad (74)$$

Znovu musí být vypočtena hmotnost, která bude určena přes objem jha

$$\begin{aligned}V_{js} &= \frac{(D_{so}^2 - D_{zs}^2) \cdot \pi}{4} \cdot l_{Fe} = \frac{(155^2 - 125^2) \cdot \pi}{4} \cdot 80 \cdot 10^{-9} \\ &= 5,278 \cdot 10^{-4} \text{ m}^3\end{aligned}\quad (75)$$

$$G_{js} = V_{js} \cdot \rho = 5,278 \cdot 10^{-4} \cdot 7800 = 4,117 \text{ kg} \quad (76)$$

Ztráty v železe v jhu statoru tedy budou

$$\begin{aligned}\Delta P_{Fe,js} &= \Delta p_{Fe,js} \cdot k_{pj} \cdot k_{zjs} \cdot G_{js} = 8,556 \cdot 1,55 \cdot 1,438 \cdot 1,289 \\ &= 78,51 \text{ W}\end{aligned}\quad (77)$$

3.3.3 Celkové ztráty v železe

Celkové ztráty v železe budou

$$\Delta P_{Fe} = \Delta P_{Fe,zs} + \Delta P_{Fe,js} = 30,52 + 78,51 = 109 \text{ W} \quad (78)$$

3.4 Výpočet odporu vinutí a klece

3.4.1 Odpor vinutí

Pro výpočty odporů se musí brát v potaz, že odpor vodičů se s rostoucí teplotou zvyšuje. Základní teplota se bude brát jako $\theta_0 = 20 \text{ °C}$, a pro tuto hodnotu je odečtena i rezistivita mědi ρ_{Cu} . Horní mez teploty bude 120 °C , při kterých už by mohlo dojít k poškození izolace. Rozdíl těchto teplot se nazývá oteplení $\Delta\theta$. Teplotní koeficient zvýšení odporu k_θ tedy bude

$$k_{\theta} = \frac{234,5 + \theta_0 + \Delta\theta}{234,5 + \theta_0} = \frac{234,5 + 20 + 100}{234,5 + 20} = 1,39 \quad (79)$$

Dále se určí průřez jednoho drátu S_{d1}

$$S_{d1} = \frac{\pi \cdot d_d^2}{4} = \frac{\pi \cdot 0,45^2}{4} = 15,9 \cdot 10^{-8} \text{ m}^2 \quad (80)$$

Kde d_d je průměr jednoho drátu viz. technické dokumentace. V jednom vodiči jsou dva dráty, tedy $a_{d1} = 2$. Průřez jednoho vodiče bude pak

$$S_{v1} = a_{d1} \cdot S_{d1} = 2 \cdot 15,9 \cdot 10^{-8} = 31,8 \cdot 10^{-8} \text{ m}^2 \quad (81)$$

Zbývá zjistit délku všech vodičů jedné fáze. Nejprve bude potřeba zjistit rozteč cívky statoru, tedy t_{y1} .

$$t_{y1} = \frac{\pi \cdot D_{ssd}}{Q_s} \cdot y = \frac{\pi \cdot 106,25}{36} \cdot 8 = 74,18 \text{ mm} \quad (82)$$

Kde D_{ssd} je průměr ve středu statorové drážky a y je průměrný krok cívky, tedy počet drážek cívkové rozteče. Ve stroji jsou dva různé typy cívek, jedna má krok 9, tedy plný a druhá má krok 7, tedy zkrácený. Dosazuje se průměrná hodnota, což je 8. Pro potřeby výpočtu se musí z tab. 5-2 odečíst hodnota činitele k_{lc} , který řeší, jakým způsobem jsou cívky navinuty. Tato tabulka je k dispozici v [2]. Pro čtyřpólový stroj s výkonem pod 100 kW a s jednovrstvým vinutím se vezme spodní hodnota z tabulky, tedy $k_{lc} = 1,4$. Teď se může určit délka čela statorového vinutí l_{c1}

$$l_{c1} = t_{y1} \cdot k_{lc} = 74,18 \cdot 1,4 = 103,9 \text{ mm} \quad (83)$$

Z toho délka jednoho vodiče l_{v1} bude

$$l_{v1} = l_{c1} + l_{Fe} = 103,9 + 80 = 183,9 \text{ mm} \quad (84)$$

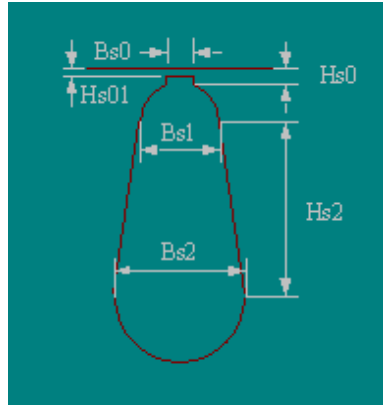
Délka všech vodičů jedné fáze l_{f1}

$$l_{f1} = \frac{V_{d1} \cdot Q_s}{m_1} \cdot l_{v1} = \frac{77 \cdot 36}{3} \cdot 183,9 \cdot 10^{-3} = 169,9 \text{ m} \quad (85)$$

A konečně odpor statorového vinutí bude

$$R_1 = k_{\theta} \cdot \rho_{Cu} \cdot \frac{l_{f1}}{S_{v1}} = 1,39 \cdot 0,0172 \cdot \frac{169,9}{31,8 \cdot 10^{-2}} = 12,77 \Omega \quad (86)$$

3.4.2 Odpor klece



Obrázek 3-2 - Drážka rotoru [7]

Odpor klece R_2 se skládá z odporu tyče R_{t2} a odporu zkratovacího kruhu R_{c2} . Pro určení odporu tyče budeme potřebovat její průřez a délku. Délka tyče l_{t2} bude stejná jako délka svazku l_{Fe} . Průřez tyče S_{t2} bude rovný průřezu rotorové drážky. Ta bude rozdělena na tři části.

$$\begin{aligned}
 S_{t2} = S_{dr} = S_1 + S_h + S_2 &= \frac{\pi}{8} \cdot b_1^2 + \frac{1}{2} \cdot (b_1 + b_2) \cdot h + \frac{\pi}{8} \cdot b_2^2 \\
 &= \frac{\pi}{8} \cdot 4,5^2 + \frac{1}{2} \cdot (4,5 + 1,6) \cdot 12,95 + \frac{\pi}{8} \cdot 1,6^2 = 48,457 \text{ mm}^2
 \end{aligned} \tag{87}$$

Kde S_1 je plocha horní části rotorové drážky, S_h je plocha střední části rotorové drážky a S_2 je plocha dolní části rotorové drážky. Pak b_1 je horní šířka drážky, b_2 je dolní šířka drážky a h je výška (vzdálenost mezi těmi šířkami). Všechny rozměry byly odečteny z technické dokumentace. Rotorovou drážku kapkovitého typu jde vidět na obr. 3-2. Použitý typ drážky je skutečnému tvaru drážky jen podobný. Například dle výkresové dokumentace jde poznat, že drážky počítaného motoru nemá žádný klín. Vlivy této odlišnosti na výpočet jsou diskutovány dále. Náčrt na obrázku pochází z programu RMXprt a i použité značení rozměrů je jiné než v této práci. Použitý vzorec platí pro drážky kapkovitého typu. Tyč je z hliníku o měrné vodivosti 30 MS/m. Její odpor bude

$$R_{t2} = \rho_{Al} \cdot \frac{l_{t2}}{S_{t2}} = 0,0303 \cdot \frac{80 \cdot 10^{-3}}{48,457} = 5,002 \cdot 10^{-5} \Omega \tag{88}$$

Pro určení odporu zkratovacího kruhu R_{c2} bude potřeba znát střední délku zkratovacího kruhu l_{c2} a jeho průřez S_{c2} . Délka (obvod) se určí jednoduše pomocí středního průměru zkratovacího kruhu D_{c2} z výkresové dokumentace.

$$l_{c2} = \pi \cdot D_{c2} = \pi \cdot 77,5 = 243,5 \text{ mm} \tag{89}$$

Průřez kruhu zjistíme opět z výkresové dokumentace

$$S_{c2} = h \cdot d = 10,5 \cdot 20,5 = 215,25 \text{ mm}^2 \quad (90)$$

Kde h a d jsou šířka a délka zkratovacího kruhu. Nyní se dopočítá výsledný odpor zkratovacího kruhu R_{c2}

$$R_{c2} = \rho_{Al} \cdot \frac{l_{c2}}{S_{c2}} = 0,0303 \cdot \frac{243,5 \cdot 10^{-3}}{215,25} = 3,428 \cdot 10^{-5} \Omega \quad (91)$$

Celkový odpor klece bude

$$\begin{aligned} R_2 &= R_{t2} + 2 \cdot R_{c2} \cdot \frac{Q_r}{(2 \cdot p \cdot \pi)^2} = 5,002 \cdot 10^{-5} + 2 \cdot 3,428 \cdot 10^{-5} \cdot \frac{28}{(4 \cdot \pi)^2} \\ &= 6,218 \cdot 10^{-5} \Omega \end{aligned} \quad (92)$$

Tento odpor se musí přepočítat na stator pomocí impedančního převodu p_z

$$p_z = \frac{(V_{d1} \cdot Q_s \cdot k_v)^2}{m_1 \cdot a^2 \cdot Q_r} = \frac{(77 \cdot 36 \cdot 0,9598)^2}{3 \cdot 1^2 \cdot 28} = 84269 \quad (2.593)$$

Celkový odpor klece přepočítaný na stator R'_2 se zahrnutím vlivu teploty

$$R'_2 = p_z \cdot k_\theta \cdot R_2 = 84269 \cdot 1,39 \cdot 6,218 \cdot 10^{-5} = 7,283 \Omega \quad (94)$$

3.5 Výpočet reaktancí

V této části budou dopočítány další prvky náhradního schématu, a to konkrétně magnetizační reaktance a rozptylová reaktance statoru i rotoru

3.5.1 Magnetizační reaktance

Pro výpočet této reaktance bude potřeba znovu přepočítat vzduchovou mezeru na ekvivalentní vzduchovou mezeru δ'' . Je totiž potřeba přepočítat magnetickou reaktanci ze vzduchové mezery na 1 pólovou dvojici. Musí se zahrnout i úbytky magnetického napětí na feromagnetických částech. Toto respektuje činitel k_f .

$$k_f = \frac{U_{mp1}}{U_\delta} = \frac{433,2}{221,36} = 1,957 \quad (95)$$

$$\delta'' = \delta \cdot k_c \cdot k_f = 0,25 \cdot 10^{-3} \cdot 1,252 \cdot 1,957 = 6,13 \cdot 10^{-4} \text{ m} \quad (96)$$

Magnetizační reaktance bude

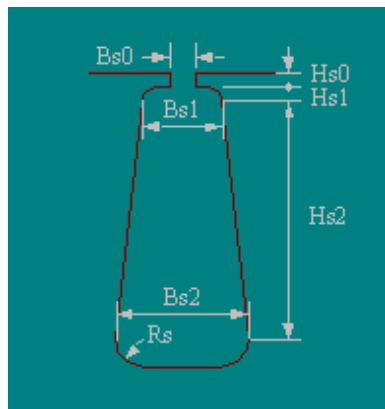
$$\begin{aligned}
 X_m &= 16 \cdot m_1 \cdot f_1 \cdot (N_{s1} \cdot k_v)^2 \cdot \frac{\tau_p}{\delta''} \cdot \frac{l_{Fe}}{p} \cdot 10^{-7} \\
 &= 16 \cdot 3 \cdot 50 \cdot (462 \cdot 0,9598)^2 \cdot \frac{78,34}{0,613} \cdot \frac{80 \cdot 10^{-3}}{2} \cdot 10^{-7} = 241,2 \Omega
 \end{aligned}
 \tag{97}$$

3.5.2 Rozptylová reaktance statoru

Rozptylová reaktance statoru X_{r1} je součtem několika dílčích reaktancí. Jedná se o – reaktanci čel vinutí X_{c1} , drážkovou reaktanci X_{d1} , diferenční reaktanci $X_{\delta s}$ a přírůstek diferenční reaktance vlivem zešíkmení drážek.

Reaktance čel vinutí vztahovaná na statorový počet závitů se spočítá podle vztahu

$$\begin{aligned}
 X_c &= 4 \cdot \pi \cdot f_1 \cdot \mu_0 \cdot \frac{N_{s1}^2 \cdot l_{c1}}{p} \cdot \lambda_c \\
 &= 4 \cdot \pi \cdot 50 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot \frac{462^2 \cdot 103,9 \cdot 10^{-3}}{2} \cdot 0,318 = 2,784 \Omega
 \end{aligned}
 \tag{98}$$



Obrázek 3-3 - Drážka statoru
[7]

Kde λ_c je jednotková vodivost prostoru čel vinutí. Tato vodivost je závislá na druhu vinutí. Pro jednovrstvé stejné cívky a klecový rotor platí hodnota 0,318. Všechny hodnoty se dají najít v tab. 5-3 v [2]. Výsledná reaktance se rozdělí na dvě stejné části pro stator i rotor, tedy $X_{c1} = X_{c2} = 1,392 \Omega$

Pro učení drážkové reaktance statoru bude potřeba jednotková vodivost drážky statoru λ_{d1} . Ta je součtem jednotkové vodivosti můstku drážky λ_{zos} , jednotkové vodivosti klínu drážky λ_z a jednotkové vodivosti prostoru pro vodiče λ_s . Použijeme výšku a šířku otevření drážky, tedy h_0 a b_0

(na náčrtu drážky na obr. 3-2 značeno jako H_{s0} a B_{s0}) Pro $h_o / b_o < 1$ se pro výpočet jednotkové vodivosti můstku použije

$$\lambda_{zos} = 1,3 \cdot \frac{h_o}{b_o} = 1,3 \cdot \frac{0,8}{2,6} = 0,4 \quad (99)$$

Statorová drážka tohoto motoru je typu L, ale nemá žádný klín. Toto jde vidět na obr. 3-2. Jedná se o náčrt drážky z programu RMxprt, která se skutečnému tvaru drážky pouze podobá. Také značení jednotlivých rozměrů je odlišné od značení v této práci. Výška klínu (na obrázku H_{s1}) je nulová. Proto $\lambda_z = 0$. Zbývá určit jednotkovou vodivost prostoru pro vodiče. Pro to budou potřeba poměry m , n a korekční činitel k_{tr} .

$$m = \frac{b_1}{b_2} - 1 = \frac{4,5}{6,1} - 1 = -0,2623 \quad (100)$$

$$n = \frac{b_1}{b_2} + 1 = \frac{4,5}{6,1} + 1 = 1,7377 \quad (101)$$

$$\begin{aligned} k_{tr} &= \frac{3}{n^2} \cdot \frac{b_1}{b_2} \cdot \left[\frac{m}{4} + 1 + \frac{0,5 \cdot m^2 - m + \ln(m+1)}{m^3} \right] \\ &= \frac{3}{1,7377^2} \cdot \frac{4,5}{6,1} \\ &\cdot \left[\frac{-0,2623}{4} + 1 + \frac{0,5 \cdot (-0,2623)^2 + 0,2623 + \ln(-0,2623 + 1)}{-0,2623^3} \right] \\ &= 0,9902 \end{aligned} \quad (102)$$

Kde b_1 je spodní šířka drážky a b_2 je horní šířka drážky (na obrázku značeno jako B_{s1} resp. B_{s2}). Jednotková vodivost prostoru pro vodiče bude

$$\lambda_s = \frac{h}{3 \cdot b_1} \cdot k_{tr} = \frac{11,7}{3 \cdot 4,5} \cdot 0,9902 = 0,8582 \quad (103)$$

Kde h je výška drážky bez výšky otevření (na obrázku tomu odpovídá H_{s2}). Sečtením těchto jednotkových vodivostí se získá celková jednotková vodivost drážky.

$$\lambda_{d1} = \lambda_{zos} + \lambda_z + \lambda_s = 0,4 + 0 + 0,8582 = 1,2582 \quad (104)$$

Pak celková drážková reaktance statoru bude

$$\begin{aligned}
 X_{d1} &= 4 \cdot \pi \cdot f_1 \cdot \mu_0 \cdot \frac{N_{s1}^2 \cdot l_{Fe}}{p \cdot q_1} \cdot \lambda_{d1} \\
 &= 4 \cdot \pi \cdot 50 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot \frac{462^2 \cdot 80 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 3} \cdot 1,2582 = 2,827 \Omega
 \end{aligned}
 \tag{105}$$

Pro stanovení reaktance diferenčního rozptylu $X_{\delta s}$ bude potřeba odečíst hodnotu činitele diferenčního rozptylu pro stator $T_{\delta s}$ z tab. 5.10 v literatuře [2] pro $Q_{1p} = \frac{Q_s}{2p} = \frac{36}{4} = 9$ drážek na pól, která je 0,01406.

Reaktance diferenčního rozptylu pro stator bude

$$X_{\delta s} = X_m \cdot k_f \cdot T_{\delta s} = 241,2 \cdot 1,957 \cdot 0,01406 = 6,637 \Omega \tag{106}$$

Zešikmením drážek se zmenší vzájemná indukčnost vinutí statoru oproti rotoru a projeví se jako zdánlivé zvýšení rozptylu. K tomuto výpočtu je potřeba činitel zešikmení β_1 . Pro tento případ je roven 1, protože drážky u tohoto motoru jsou zešikmené o jednu drážkovou rozteč a mezi cívkami je 10° mechanických. Dále je potřeba činitel diferenčního rozptylu vlivem zešikmení drážek, který se bude předpokládat stejný pro stator i rotor, tedy $T_{Q1\%} = T_{Q2\%}$.

$$T_{Q1\%} = \frac{41,25}{Q_{p1}^2} \cdot \beta_1^2 = \frac{41,25}{9^2} \cdot 1^2 = 0,5093 \% \tag{107}$$

Přídavná reaktance vlivem zešikmení drážek $X_{\delta p}$ bude tedy

$$X_{\delta p} = T_{Q1} \cdot X_m = 0,005093 \cdot 241,2 = 1,2 \Omega \tag{108}$$

Celková rozptylová reaktance statoru bude

$$X_{r1} = X_{c1} + X_{d1} + X_{\delta s} + X_{\delta p} = 1,392 + 2,827 + 6,637 + 1,2 = 12,06 \Omega \tag{109}$$

3.5.3 Rozptylová reaktance rotoru

Výpočet bude probíhat obdobným způsobem. Více rozdílná bude jen drážková reaktance, protože na rotoru je uzavřená drážka kapkovitého typu. Rotorová drážka jde vidět na obr. 3-2.

V předchozí kapitole byla stanovena reaktance prostoru čel, která byla rovnoměrně rozdělena mezi stator a rotor. Pro rotor tedy platí $X_{c2} = 1,392 \Omega$. Tato hodnota je už přepočítaná na počet závitů statoru. Pro výpočet drážkové reaktance rotoru X_{d2} budeme potřebovat jednotkovou vodivost drážky λ_{d2} . Ta se skládá ze tří částí – jednotková vodivost spodní části drážky λ_1 , střední části drážky λ_h a horní části drážky λ_2 .

Pro výpočet λ_1 bude potřeba jednotková vodivost spodní části drážky bez vodičů λ_{1n} , dále jednotková vodivost spodní části drážky s vodiči λ_{1p} a také jednotkovou vodivost vzájemnou λ_{12h} . Při výpočtu těchto hodnot se používají veličiny b_0 , což je otevření rotorové drážky, které je nulové, a dále b_1 , což je spodní šířka drážky.

$$\lambda_{1n} = \frac{1,152}{0,696 + \frac{b_0}{b_1}} - 0,338 = \frac{1,152}{0,696 + \frac{0}{4,5}} - 0,338 = 1,3172 \quad (110)$$

$$\lambda_{1p} = \frac{0,437}{0,359 + \frac{b_0}{b_1}} - 0,215 = \frac{0,437}{0,359 + \frac{0}{4,5}} - 0,215 = 1,0023 \quad (111)$$

$$\lambda_{12h} = \frac{0,496}{0,378 + \frac{b_0}{b_1}} - 0,186 = \frac{0,496}{0,378 + \frac{0}{4,5}} - 0,186 = 1,1262 \quad (112)$$

Ve vzorci pro jednotkovou vodivost spodní části drážky budou vystupovat plochy jednotlivých částí drážky, které byly vypočítány v rámci kapitoly 3.4.2 Odpor klece. ΣS značí veškerou plochu rotorové drážky.

$$\begin{aligned} \lambda_1 &= \frac{(S_2 + S_h)^2 \cdot \lambda_{1n} + 2 \cdot \lambda_{12h} \cdot (S_2 + S_h) \cdot S_1 + \lambda_{1p} \cdot S_1^2}{\Sigma S^2} \\ &= \frac{(39,5 + 1,005)^2 \cdot 1,3172 + 2 \cdot 1,1262 \cdot (39,5 + 1,005) \cdot 7,952 + 1,1262 \cdot 7,952^2}{48,46^2} \\ &= 1,2562 \end{aligned} \quad (113)$$

Pro určení jednotkové vodivosti horní části drážky λ_2 je zapotřebí jednotková vodivost tohoto prostoru zaplněného vodiči λ_{2p} , která je podle [2] rovna 0,178.

$$\lambda_2 = \frac{S_2^2}{\Sigma S^2} \cdot \lambda_{2p} = \frac{1,005^2}{48,46^2} \cdot 0,178 = 7,656 \cdot 10^{-5} \quad (114)$$

Zbývá určit jednotkovou vodivost střední části drážky λ_h . K tomu bude potřeba jednotková vodivost prázdné lichoběžníkové části drážky λ_{ln} , dále jednotková vodivost lichoběžníkové části drážky zaplněné vodiči λ_{lp} a také jednotkovou vodivost mezi půlkruhovou a lichoběžníkovou částí drážky λ_{2h} . Bude zde opět potřeba spočítat činitel k_{tr} a pomocné poměry m a n .

$$\lambda_{ln} = \frac{\ln\left(\frac{b_2}{b_1}\right)}{2 \cdot \arctg\left(\frac{b_2 - b_1}{2 \cdot h}\right)} = \frac{\ln\left(\frac{1,6}{4,5}\right)}{2 \cdot \arctg\left(\frac{1,6 - 4,5}{2 \cdot 12,95}\right)} = 4,6369 \quad (115)$$

$$m = \frac{b_1}{b_2} - 1 = \frac{4,5}{1,6} - 1 = 1,8125 \quad (116)$$

$$n = \frac{b_1}{b_2} + 1 = \frac{4,5}{1,6} + 1 = 3,8125 \quad (117)$$

$$k_{tr} = \frac{3}{n^2} \cdot \frac{b_1}{b_2} \cdot \left[\frac{m}{4} + 1 + \frac{0,5 \cdot m^2 - m + \ln(m+1)}{m^3} \right] = \frac{3}{3,8125^2} \cdot \frac{4,5}{1,6} \cdot \left[\frac{1,8125}{4} + 1 + \frac{0,5 \cdot 1,8125^2 - 1,8125 + \ln(1,8125+1)}{1,8125^3} \right] = 0,1173 \quad (118)$$

Jednotková vodivost lichoběžníkové části drážky zaplněné vodiči λ_{lp} bude

$$\lambda_{lp} = \frac{h}{3 \cdot b_1} \cdot k_{tr} = \frac{12,95}{3 \cdot 4,5} \cdot 0,1173 = 2,378 \quad (119)$$

Pro λ_{2h} je potřeba určit korekční činitel k_{vz}

$$k_{vz} = 2 \cdot \frac{m+1}{n} \cdot \left[\frac{1}{2} + \frac{m - \ln(m+1)}{m^2} \right] = 2 \cdot \frac{1,8125+1}{3,8125} \cdot \left[\frac{1}{2} + \frac{1,8125 - \ln(1,8125+1)}{1,8125^2} \right] = 1,0873 \quad (120)$$

Pak λ_{2h} bude

$$\lambda_{2h} = \frac{h}{2 \cdot b_1} \cdot k_{vz} = \frac{12,95}{2 \cdot 4,5} \cdot 1,0873 = 1,5645 \quad (121)$$

Jednotková vodivost střední části drážky bude

$$\lambda_h = \frac{s_2^2 \cdot \lambda_{ln} + 2 \cdot \lambda_{2h} \cdot s_2 \cdot s_h + \lambda_{lp} \cdot s_h^2}{\Sigma s^2} = \frac{1,005^2 \cdot 4,6369 + 2 \cdot 1,5645 \cdot 1,008 \cdot 39,5 + 2,378 \cdot 39,5^2}{48,46^2} = 0,1296 \quad (122)$$

Celková jednotková vodivost drážky rotoru bude

$$\lambda_{d2} = \lambda_1 + \lambda_h + \lambda_2 = 1,2562 + 0,1296 + 7,656 \cdot 10^{-5} = 1,3859 \quad (123)$$

Pro drážkovou reaktanci rotoru bude potřeba počet drážek na pól a fázi rotoru q_2 a počet závitů v sérii rotoru N_{s2} .

$$N_{s2} = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{d2} \cdot Q_r}{m_2 \cdot a_2} = \frac{1}{2} \cdot \frac{1 \cdot 28}{28 \cdot 1} = 0,5 \quad (124)$$

$$q_2 = \frac{Q_r}{m_2 \cdot 2 \cdot p} = \frac{28}{28 \cdot 4} = 0,25 \quad (125)$$

Drážková reaktance rotoru bude

$$X_{d2} = 4 \cdot \pi \cdot f_1 \cdot \mu_0 \cdot \frac{N_{s2}^2 \cdot l_{Fe}}{p \cdot q_2} \cdot \lambda_{d2} = 4 \cdot \pi \cdot 50 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot \frac{0,5^2 \cdot 80 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 0,25} \cdot 1,3859 = 4,38 \cdot 10^{-5} \Omega \quad (126)$$

Tuto reaktanci je třeba přepočítat na počet závitů statoru pomocí impedančního převodu p_z

$$X'_{d2} = p_z \cdot X_{d2} = 84269 \cdot 4,38 \cdot 10^{-5} = 3,69 \Omega \quad (127)$$

Pro reaktanci diferenčního rozptylu u rotoru musíme opět určit činitel diferenčního rozptylu z tab. 4.10 pro $Q_{p2} = \frac{Q_r}{2p} = \frac{28}{4} = 7$. Tedy $T_{\delta r} = 0,0169$

Reaktance diferenčního rozptylu bude

$$X_{\delta r} = X_m \cdot k_f \cdot T_{\delta r} = 241,2 \cdot 1,957 \cdot 0,0169 = 7,9773 \Omega \quad (128)$$

Přírůstek k této reaktanci bude stejný jako u statoru, takže $X_{\delta p} = 1,2 \Omega$. Tyto hodnoty už jsou díky magnetizační reaktanci přepočítané na počet závitů statoru. Celková rozptylová reaktance rotoru tedy bude

$$X'_{r2} = X_{c2} + X'_{d2} + X_{\delta r} + X_{\delta p} = 1,392 + 3,69 + 7,9773 + 1,2 = 14,26 \Omega \quad (129)$$

3.6 Výpočet jmenovitých parametrů stroje

V této poslední fázi budou dopočteny jmenovité parametry stroje. Bude ale nejdříve potřeba dopočítat poslední prvek náhradního schématu, kterým je odpor, reprezentující ztráty v železe R_{Fe} .

$$R_{Fe} = \frac{m_1 \cdot U_{1f}^2}{\Delta P_{Fe}} = \frac{3 \cdot 400^2}{109} = 4403 \Omega \quad (130)$$

Pro skluz budou potřeba otáčky točivého pole statoru n_1 . Dále se musí spočítat otáčky rotoru. Výpočet v RMxprtů bude probíhat s konstantním výkonem. Tato metoda je nejvhodnější, a proto je třeba i tento výpočet pro to upravit, abychom to mohli srovnávat. Iteračně bylo zjištěno, že moment motoru, pro který výkon vyjde 2215 W je 14,69 Nm. Teď se určí otáčky rotoru n a skluz.

$$n_1 = \frac{60 \cdot f_1}{p} = \frac{60 \cdot 50}{2} = 1500 \text{ min}^{-1} \quad (131)$$

$$n = \frac{60 \cdot P}{2 \cdot \pi \cdot M} = \frac{60 \cdot 2200}{2 \cdot \pi \cdot 14,69} = 1430 \text{ min}^{-1} \quad (132)$$

$$s_n = \frac{n_1 - n}{n_1} = \frac{1500 - 1430}{1500} = 0,047 = 4,7\% \quad (133)$$

Výpočet bude probíhat v komplexním tvaru. Pro určení celkové impedance jedné fáze se musí celý náhradní obvod zjednodušit. Impedance rotoru přepočítaná na počet závitů statoru \widehat{Z}'_2 bude

$$\widehat{Z}'_2 = \left(\frac{R'_2}{s_n} + jX'_{r2} \right) = \left(\frac{7,283}{0,047} + j14,26 \right) = (154,96 + j14,26) \Omega \quad (134)$$

Impedance příčné větve \widehat{Z}'_{10} bude paralelní kombinace prvků R_{Fe} a X_m

$$\widehat{Z}_{10} = \frac{R_{Fe} \cdot jX_m}{R_{Fe} + jX_m} = \frac{4403 \cdot j241,2}{4403 + j241,2} = (13,17 + j240,48) \Omega \quad (135)$$

Impedance statoru je sériovou kombinací odporu vinutí R_1 a rozptylové reaktance statoru X_{r1}

$$\widehat{Z}_1 = R_1 + jX_{r1} = (12,77 + j12,06) \Omega \quad (136)$$

Pro celkovou impedanci jedné fáze \widehat{Z}_f se musí paralelně zkombinovat impedance rotoru přepočítaná na počet závitů statoru a impedance příčné větve. Tato kombinace se poté musí sériově spojit s impedancí statoru.

$$\begin{aligned} \widehat{Z}_f &= \widehat{Z}_1 + \frac{\widehat{Z}'_2 \cdot \widehat{Z}_{10}}{\widehat{Z}'_2 + \widehat{Z}_{10}} \\ &= 12,77 + j12,06 + \frac{(154,96 + j14,26) \cdot (13,17 + j240,48)}{(154,96 + j14,26) + (13,17 + j240,48)} \\ &= (112,67 + j83,45) \Omega \end{aligned} \quad (137)$$

Z této impedance se může zjistit fázový proud statoru \widehat{I}_1

$$\widehat{I}_1 = \frac{\widehat{U}_{1f}}{\widehat{Z}_f} = \frac{400}{112,67 + j83,45} = (2,293 - j1,698) A \quad (138)$$

$$|\widehat{I}_1| = 2,853 A \quad (139)$$

Pro určení proudu rotorem je potřeba nejdříve stanovit indukované napětí \widehat{U}_l

$$\begin{aligned} \widehat{U}_l &= \widehat{U}_{1f} - \widehat{Z}_1 \cdot \widehat{I}_1 = 400 - (12,77 + j12,06) \cdot (2,293 - j1,698) \\ &= (350,24 - j5,97) V \end{aligned} \quad (140)$$

Proud rotoru přepočítaný na počet závitů statoru \widehat{I}'_2 bude

$$\widehat{I}'_2 = \frac{\widehat{U}_l}{\widehat{Z}'_2} = \frac{350,24 - j5,97}{154,96 + j14,26} = (2,238 - j0,245) A \quad (141)$$

$$|\widehat{I}'_2| = 2,251 A \quad (142)$$

Pomocí těchto dvou proudů a Kirchhoffova zákona můžeme dopočítat proud naprázdno

$$\widehat{I}_0 = \widehat{I}_1 - \widehat{I}'_2 = (2,293 - j1,698) - (2,238 - j0,245) = (0,055 - j1,454) A \quad (143)$$

Magnetizační proud bude

$$\widehat{I}_m = \frac{\widehat{U}_l}{jX_m} = \frac{350,24 - j5,97}{j241,2} = (-0,025 - j1,452) A \quad (144)$$

$$|\widehat{I}_m| = 1,452 A \quad (145)$$

Proud, který se spotřebuje na ztráty v železe bude

$$\widehat{I}_{Fe} = \widehat{I}_0 - \widehat{I}_m = (0,055 - j1,454) - (-0,025 - j1,452) = (0,08 - j0,001) A \quad (146)$$

$$|\widehat{I}_{Fe}| = 80 mA \quad (147)$$

Mechanický výkon se počítá podle následujícího vzorce. Jeho odvození a vysvětlení lze najít například v [1].

$$P_{mech} = m_1 \cdot |\widehat{I}_2'|^2 \cdot \frac{R_2'}{s} \cdot (1 - s) = 3 \cdot 2,251^2 \cdot \frac{7,283}{0,047} \cdot (1 - 0,047) = 2245 W \quad (148)$$

Výkon na hřídeli P_2 se získá odečtením mechanických ztrát z mechanického výkonu (tedy ztrát třecích a ventilačních).

$$P_2 = P_{mech} - \Delta P_v - \Delta P_t = 2245 - 15 - 15 = 2215 W \quad (149)$$

Z toho se určí moment na hřídeli stroje

$$M_2 = \frac{P_2}{\omega} = \frac{2215}{\frac{2 \cdot \pi \cdot 1430}{60}} = 14,79 Nm \quad (150)$$

Pro výpočet účinnosti bude ještě třeba stanovit velmi důležité ztráty ve vinutí statoru a rotoru

$$\Delta P_{j1} = m_1 \cdot R_1 \cdot |\widehat{I}_1|^2 = 3 \cdot 12,77 \cdot 2,853^2 = 311,8 W \quad (151)$$

$$\Delta P_{j2} = m_1 \cdot R_2' \cdot |\widehat{I}_2'|^2 = 3 \cdot 7,283 \cdot 2,251^2 = 110,7 W \quad (152)$$

Účinnost celého stroje pak bude

$$\begin{aligned} \eta &= \frac{P_2}{P_2 + \Delta P_{j1} + \Delta P_{j2} + \Delta P_{Fe} + \Delta P_v + \Delta P_t} \\ &= \frac{2215}{2215 + 311,8 + 110,7 + 109 + 15 + 15} = 79,78 \% \end{aligned} \quad (153)$$

Pro úplnost se ještě určí účinník

$$\cos \varphi = \frac{P_1}{m_1 \cdot U_{1f} \cdot I_1} = \frac{2777}{3 \cdot 400 \cdot 2,853} = 0,811 \quad (154)$$

Kde P_1 je příkon stroje, což je vlastně jmenovatel ze vztahu 3.127. Tímto je analytický výpočet stroje pro první harmonickou dokončen.

3.7 Výpočet parametrů náhradního schématu pro vyšší harmonické

V další části výpočtu se budou dopočítávat parametry ze schématu v kapitole 2.5.4, které má navíc další paralelní větve a uvažuje tedy i vliv prostorových vyšších harmonických. Výpočet bude proveden pouze pro pátou a sedmou harmonickou, které mají největší vliv. Celý výpočet vychází z [10]. Pro všechny další harmonické by výpočet probíhal podobně. Většinou je 98-99% statorového napětí na větvi pro první harmonickou, ostatní větve jsou ale i tak schopny vytvořit velké parazitní momenty.

Nejdříve se určí rotorový fázový úhel obou harmonických α_v , kde v je řád harmonické

$$\alpha_5 = v \cdot \frac{2 \cdot \pi \cdot p}{Q_r} = 5 \cdot \frac{2 \cdot \pi \cdot 2}{28} = 28^\circ \quad (155)$$

$$\alpha_7 = v \cdot \frac{2 \cdot \pi \cdot p}{Q_r} = 7 \cdot \frac{2 \cdot \pi \cdot 2}{28} = 180^\circ \quad (156)$$

Odpor klece pro pátou a sedmou harmonickou R_{r5} a R_{r7} se určí takto

$$R_{r5} = R_{t2} + \frac{R_{c2}}{2 \cdot (\sin \frac{\alpha_5}{2})^2} = 50,02 \cdot 10^{-6} + \frac{34,28 \cdot 10^{-6}}{2 \cdot (\sin \frac{28}{2})^2} = 71,06 \mu\Omega \quad (157)$$

$$R_{r7} = R_{t2} + \frac{R_{c2}}{2 \cdot (\sin \frac{\alpha_7}{2})^2} = 50,02 \cdot 10^{-6} + \frac{34,28 \cdot 10^{-6}}{2 \cdot (\sin \frac{180}{2})^2} = 67,16 \mu\Omega \quad (158)$$

Ve výpočtu se používá odpor tyče a kruhů spočítaný v rámci analytického výpočtu první harmonické. Tyto hodnoty se musí opět přepočítat na počet závitů statoru. Impedanční převod však bude pro každou harmonickou odlišný a musí se znovu pomocí již dříve použitého vzorce spočítat

$$p_{z5} = \frac{(V_{d1} \cdot Q_s \cdot k_{v5})^2}{m_1 \cdot a^2 \cdot Q_r} = \frac{(77 \cdot 36 \cdot 0,2176)^2}{3 \cdot 1^2 \cdot 28} = 4331 \quad (159)$$

$$p_{z7} = \frac{(V_{d1} \cdot Q_s \cdot k_{v7})^2}{m_1 \cdot a^2 \cdot Q_r} = \frac{(77 \cdot 36 \cdot 0,1774)^2}{3 \cdot 1^2 \cdot 28} = 2879 \quad (160)$$

Přepočítané veličiny tedy budou

$$R'_{r5} = R_{r5} \cdot p_{z5} = 71,24 \cdot 10^{-6} \cdot 4331 = 0,3078 \Omega \quad (161)$$

$$R'_{r7} = R_{r7} \cdot p_{z7} = 67,16 \cdot 10^{-6} \cdot 2879 = 0,1934 \Omega \quad (162)$$

Pro určení rozptylových indukčností vyšších harmonických se musí nejprve zjistit indukčnost rotorové tyče a kruhů u první harmonické. Indukčnost tyčí odpovídá drážkové reaktanci rotoru přepočítané na stator ze které se dá už snadno zjistit

$$L'_{t2} = \frac{X'_{d2}}{2 \cdot \pi \cdot f_1} = \frac{3,691}{2 \cdot \pi \cdot 50} = 11,75 \text{ mH} \quad (163)$$

Indukčnost kruhů zjistíme podobně z reaktance čel vinutí (pouze té části, která připadá na rotor). Tato hodnota již přepočítaná na stator je.

$$L'_{c2} = \frac{X'_{c2}}{2 \cdot \pi \cdot f_1} = \frac{1,392}{2 \cdot \pi \cdot 50} = 4,431 \text{ mH} \quad (164)$$

Rozptylové indukčnosti rotoru pro pátou a sedmou harmonickou pak budou

$$L'_{r5} = L'_{t2} + \frac{L'_{c2}}{2 \cdot \left(\sin \frac{\alpha_5}{2}\right)^2} = 11,75 \cdot 10^{-3} + \frac{4,431 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot \left(\sin \frac{128}{2}\right)^2} = 14,47 \text{ mH} \quad (165)$$

$$L'_{r7} = L'_{t2} + \frac{L'_{c2}}{2 \cdot \left(\sin \frac{\alpha_7}{2}\right)^2} = 11,75 \cdot 10^{-3} + \frac{4,431 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot \left(\sin \frac{180}{2}\right)^2} = 13,97 \text{ mH} \quad (166)$$

Magnetizační indukčnosti L_{m5} a L_{m7} se pak určí z magnetizační indukčnosti první harmonické L_m , kterou zjistíme ze spočítané magnetizační reaktance X_m . Ve vzorci 169 a 170 je činitel k_{vv} , který představuje činitel vinutí pro harmonickou řádu v .

$$L_m = \frac{X_m}{2 \cdot \pi \cdot f_1} = \frac{241,2}{2 \cdot \pi \cdot 50} = 0,7678 \text{ H} \quad (167)$$

$$L_{m5} = L_m \cdot \frac{1}{v^2} \cdot \left(\frac{k_{vv}}{k_v}\right)^2 = 0,7678 \cdot \frac{1}{5^2} \cdot \left(\frac{0,2176}{0,9598}\right)^2 = 1,579 \text{ mH} \quad (168)$$

$$L_{m7} = L_m \cdot \frac{1}{v^2} \cdot \left(\frac{k_{vv}}{k_v}\right)^2 = 0,7678 \cdot \frac{1}{7^2} \cdot \left(\frac{0,1774}{0,9598}\right)^2 = 0,534 \text{ mH} \quad (169)$$

Pro další výpočet budou třeba skluzy vyšších harmonických s_5 a s_7 . Řád harmonické se dosazuje i s jejím znaménkem. Jako skluz první harmonické se použije jmenovitý skluz s_n .

$$s_5 = 1 - v \cdot (1 - s_n) = 1 - (-5) \cdot (1 - 0,047) = 5,766 \quad (170)$$

$$s_7 = 1 - v \cdot (1 - s_n) = 1 - 7 \cdot (1 - 0,047) = -5,673 \quad (171)$$

Z toho se už může určit celková impedance rotoru jednotlivých harmonických Z'_{r5} a Z'_{r7}

$$\begin{aligned} \widehat{Z}'_{r5} &= \left(\frac{R'_{r5}}{s_5} + j2 \cdot \pi \cdot f_1 \cdot L'_{r5} \right) = \left(\frac{0,3078}{5,765} + j2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot 14,47 \cdot 10^{-3} \right) \\ &= (0,0534 + 4,546j) \Omega \end{aligned} \quad (172)$$

$$\begin{aligned} \widehat{Z}'_{r7} &= \left(\frac{R'_{r7}}{s_7} + j2 \cdot \pi \cdot f_1 \cdot L'_{r7} \right) = \left(\frac{0,1934}{-5,671} + j2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot 13,97 \cdot 10^{-3} \right) \\ &= (-0,0341 + 4,389j) \Omega \end{aligned} \quad (173)$$

Další zjednodušení se provede pomocí paralelní kombinace impedance rotoru a magnetizační reaktance. Takto zkombinované prvky budou Z_5 a Z_7 .

$$\begin{aligned} \hat{Z}_5 &= \frac{\widehat{Z}'_{r5} \cdot j2 \cdot \pi \cdot f_1 \cdot L_{m5}}{\widehat{Z}'_{r5} + j2 \cdot \pi \cdot f_1 \cdot L_{m5}} = \frac{(0,0534 + 4,546j) \cdot j2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot 1,579 \cdot 10^{-3}}{(0,0534 + 4,546j) + j2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot 1,579 \cdot 10^{-3}} \\ &= (0,00052 + 0,4473j) \Omega \end{aligned} \quad (174)$$

$$\begin{aligned} \hat{Z}_7 &= \frac{\widehat{Z}'_{r7} \cdot j2 \cdot \pi \cdot f_1 \cdot L_{m7}}{\widehat{Z}'_{r7} + j2 \cdot \pi \cdot f_1 \cdot L_{m7}} = \frac{(-0,0341 + 4,389j) \cdot j2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot 0,534 \cdot 10^{-3}}{(-0,0341 + 4,389j) + j2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot 0,534 \cdot 10^{-3}} \\ &= (-0,00005 + 0,1614j) \Omega \end{aligned} \quad (175)$$

Poté celková impedance náhradního schématu se započtením vlivu vyšších harmonických \hat{Z} bude

$$\begin{aligned} \hat{Z} &= \hat{Z}_f + \hat{Z}_5 + \hat{Z}_7 \\ &= (112,67 + 83,45j) + (0,00052 + 0,4473j) \\ &\quad + (-0,00005 + 0,1614j) = (113,0115 + 84,659j) \Omega \end{aligned} \quad (176)$$

Statorový proud se dopočítá takto

$$\hat{I}_1 = \frac{\widehat{U}_{1f}}{\hat{Z}} = \frac{400}{(113,0115 + 84,659j)} = (2,267 - 1,698j)A \quad (177)$$

Pomocí statorového proudu se může určit jaká část indukovaného napětí připadá na pátou a sedmou harmonickou

$$\widehat{U}_{l5} = \hat{Z}_5 \cdot \hat{I}_1 = (0,00052 + 0,4473j) \cdot (2,267 - 1,698j) = (0,7607 + 1,013j) V \quad (178)$$

$$\widehat{U}_{l7} = \hat{Z}_7 \cdot \hat{I}_1 = (-0,00005 + 0,1614j) \cdot (2,267 - 1,698j) = (0,2739 + 0,366j) V \quad (179)$$

Proud rotorem přepočítaný na stranu statoru pro jednotlivé harmonické bude

$$\widehat{I}_{r5} = \frac{\widehat{U}_{l5}}{\widehat{Z}'_{r5}} = \frac{(07607 + 1,013j)}{(0,0534 + 4,546j)} = (0,2248 - 0,1647j)A \quad (180)$$

$$\widehat{I}_{r7} = \frac{\widehat{U}_{l7}}{\widehat{Z}'_{r7}} = \frac{(0,2739 + 0,366j)}{(-0,0341 + 4,389j)} = (0,0829 - 0,063j)A \quad (181)$$

Absolutní hodnota vypočítaných proudů bude

$$|\widehat{I}_{r5}| = 0,279 A \quad (182)$$

$$|\widehat{I}_{r7}| = 0,104 A \quad (183)$$

Mechanický výkon jednotlivých harmonických se určí podobně jako u první harmonické

$$\begin{aligned} P_{mech,5} &= m_1 \cdot |\widehat{I}_{r5}|^2 \cdot \frac{R'_{r5}}{s_5} \cdot (1 - s_5) = 3 \cdot 0,279^2 \cdot \frac{0,3078}{5,767} \cdot (1 - 5,767) \\ &= -59,4 \text{ mW} \end{aligned} \quad (184)$$

$$\begin{aligned} P_{mech,7} &= m_1 \cdot |\widehat{I}_{r7}|^2 \cdot \frac{R'_{r7}}{s_7} \cdot (1 - s_7) = 3 \cdot 0,104^2 \cdot \frac{0,1934}{-5,673} \cdot (1 + 5,673) \\ &= -7,384 \text{ mW} \end{aligned} \quad (185)$$

A mechanický moment bude

$$M_{mech,5} = \frac{P_{mech,5}}{\omega} = \frac{-59,4 \cdot 10^{-3}}{\frac{2 \cdot \pi \cdot 1425}{60}} = -0,3981 \text{ mNm} \quad (186)$$

$$M_{mech,7} = \frac{P_{mech,7}}{\omega} = \frac{-7,384 \cdot 10^{-3}}{\frac{2 \cdot \pi \cdot 1425}{60}} = -0,0495 \text{ mNm} \quad (187)$$

Z výsledků jde vidět, že parazitní moment způsobený pátou a sedmou stupňovou harmonickou je v oblasti jmenovitých otáček stroje velmi malý. Jejich hlavní projev lze ale vypočítat v okolí otáček -300 min^{-1} a 214 min^{-1} viz. obr. 5.1. Také to lze vypočítat z výpočtových tabulek pro ostatní skluzu, která je v příloze.

Tímto je analytický výpočet vyšších harmonických dokončen. V programu se tento výpočet provede pro otáčky -500 min^{-1} až 1500 min^{-1} s krokem 10 min^{-1} . Pro každé otáčky bude doložen skluz i všechny parametry náhradního schématu. Toto bude provedeno pro základní, pátou a sedmou harmonickou. Výsledkem budou momentové charakteristiky, které se sečtou a na výsledné

momentové charakteristice bude vidět projev vyšších harmonických. Rozbor a zhodnocení těchto výsledných momentových charakteristik bude v následujících kapitolách.

4 SIMULACE A POROVNÁNÍ S VÝPOČTEM PRO PRVNÍ HARMONICKOU

4.1 ANSYS RMXprt

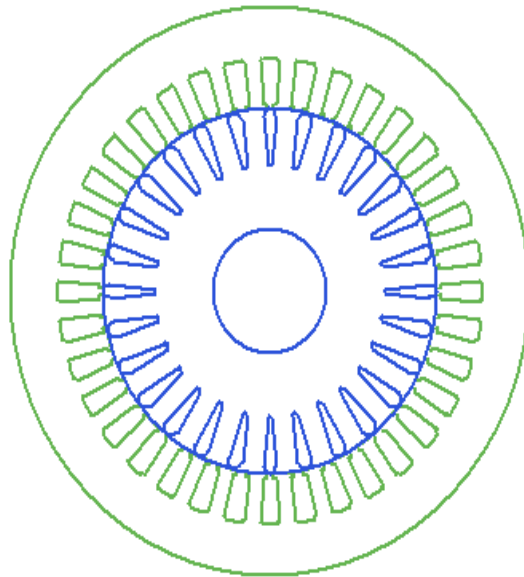
RMxprt je analytický program, který umí simulovat a počítat parametry točivých strojů. Klíčovou výhodou tohoto programu je jeho schopnost na základě různých parametrů exportovat model včetně materiálů, který pak využije program Ansys Maxwell. Celý proces analýzy to tak velmi zjednodušuje. V modelu z Rmxprtů budou zahrnuté i všechny symetrie, které zjednodušují model a urychlují čas výpočtu.

Program RMXprt pak slouží zejména vývojářům a návrhářům elektrických točivých strojů, kterým zjednodušuje práci, například pomáhá s prvotními odhady ohledně rozměrů stroje, nebo pomáhá vybrat nejlevnější a nejefektivnější řešení při zachování vysoké účinnosti stroje. [7]

V prvním kroku se vybere typ stroje – pro tento případ Three Phase Induction Motor. Zadá se počet pólů, mechanické ztráty a jmenovité otáčky. U záložky stator se přiřadí všechny potřebné rozměry, činitel plnění železa, druh materiálu – kterým je M800-65A, který byl v programu definován pomocí příslušné BH charakteristiky a činitelů ztrát v železe, viz. kapitola 3.2. Dále se zadá počet drážek, jejich tvar a rozměry a délka svazku železa. Pro vinutí se zadá typ vinutí, počet jeho vrstev, počet vodičů v drážce, průměr drátu i izolace a počet paralelních větví. Pro rotor se zadávají podobné parametry. Takže opět rozměry, dále jestli je rotor vinutý nebo litý, typ drážky a její rozměry a materiál rotoru i výplně drážek. V drážkách je aluminium s měrnou vodivostí 30 MS/m přepočítanou pro 20° C. Zadávají se i rozměry zkratovacího kruhu a jeho materiál. Nakonec se vybírá, jestli je hřídel feromagnetická – v tomto případě je.

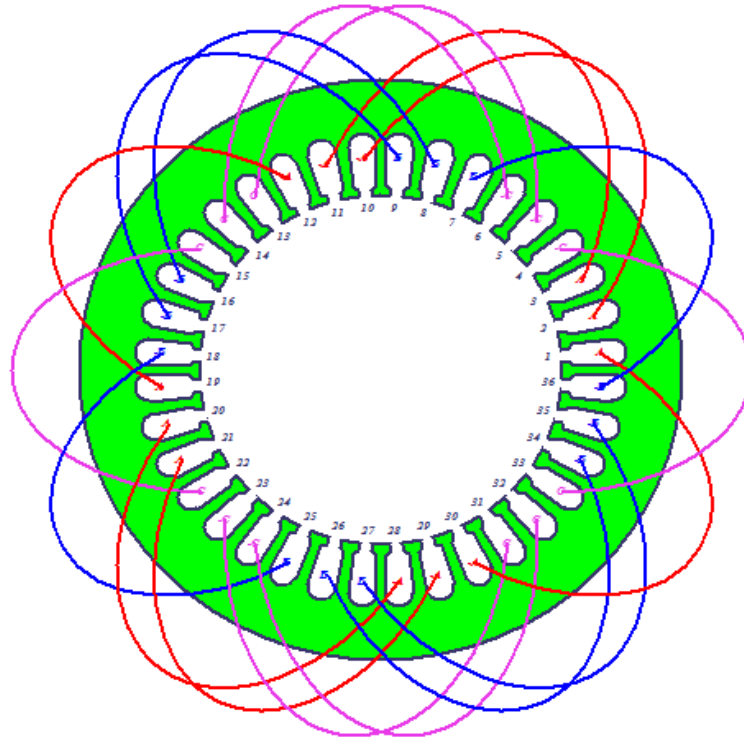
V nastavení analýzy se nastavuje jmenovitý výkon, jmenovité napětí, jmenovité otáčky, pracovní teplota, frekvence a typ zapojení vinutí (u tohoto motoru do trojúhelníka). Výsledky z analýzy jsou porovnány s výsledky výpočtu v další kapitole.

Na obr. 4-1 je vidět řez statorem a rotorem, který program vykreslil,



Obrázek 4-1 - Řez statorem a rotorem z programu RMxprt

Na obr. 4-2 je pak ukázáno, jak jsou cívky zapojeny. Program si zapojení vygeneruje automaticky, jde mu zapojení i zadat, ale rozdíly výsledku by stejně byly minimální. Proto jsme v programu nechali toto zapojení, i když se odlišuje od zadaného zapojení.

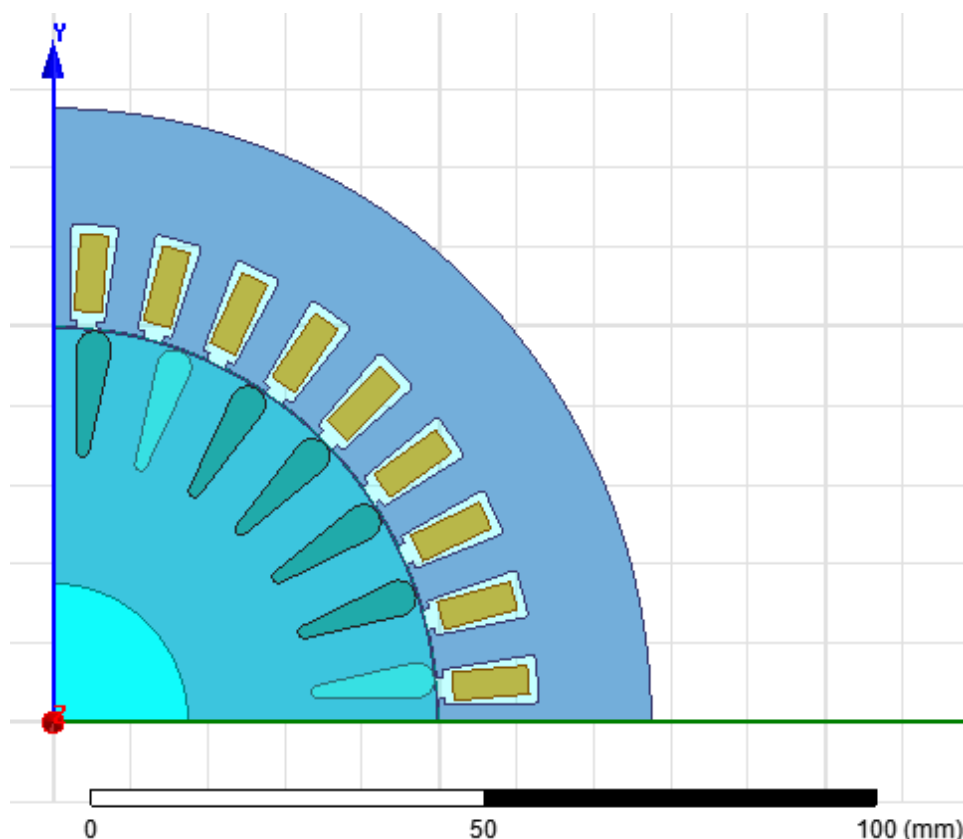


Obrázek 4-2 - Způsob zapojení statorových cívek

4.2 ANSYS Maxwell

Program ANSYS Maxwell simuluje nízkofrekvenční elektromagnetická pole. Umí pracovat ve 2D i 3D prostředí, hodí se tak výborně pro analýzu motorů, generátorů, transformátorů, senzorů, cívek a dalších prvků. K výpočtu používá metodu konečných prvků. Umí řešit statická i časově proměnná pole v různých souřadných systémech. [8]

Model byl převzat z programu RMXprt a s využitím symetrie zjednodušen na čtvrtinu kruhu. Okrajové podmínky jsou dané rovinami symetrie a vektorovým potenciálem na kruhové části stroje. Proudění, které budou téct vinutím a klecí si program dopočítá sám z toho, co se mu zadalo. Program si i vygeneroval vlastní diskretizační síť, která ovšem není dostatečná, a proto došlo k jejímu zahuštění tak, aby v prostoru drážky bylo alespoň 6 elementů a to na statoru i rotoru. Dále v úzké vzduchové mezeře byla změněna síť tak, aby v každém místě byly alespoň 4 elementy na šířku vzduchové mezery. Souřadný systém je nastavený jako XY a typ analýzy je časová. Byl zvolen časový krok a konečný čas analýzy tak, aby stihly odeznít přechodové děje v časovém průběhu proudů a momentu a aby byla vidět alespoň jedna celá perioda skutečného průběhu u těchto veličin. Bylo vybráno několik časových okamžiků, ve kterých budou vidět výsledky a průběhy polí. Na obr. 4-3 je ukázán importovaný model stroje do programu ANSYS Maxwell.



Obrázek 4-3 - Řez motorem v programu ANSYS Maxwell

4.3 Porovnání výsledků výpočtu pro první harmonickou se simulací

V tab. 5-1 jdou vidět výsledky výpočtu, které se můžou porovnat nejen s výpočty v RMxpřtu, ale také s hodnotami poskytnutými v technické dokumentaci. Všechny hodnoty jsou velmi podobné, rozdíl v odporu statorového vinutí R_1 mezi analytickým výpočtem a poskytnutými údaji je způsoben tím, že poskytnuté údaje odpovídají jiné provozní teplotě. Pro výpočet i simulaci byla použita stejná teplota, a proto jsou tyto hodnoty velmi podobné.

Tabulka 1 - Porovnání vypočítaných základních parametrů se simulací

Veličina	Jednotka	Analytický výpočet	RMxpřt	Technická dokumentace
U_{1f}	V	400	400	400
I_1	A	2,85	2,67	2,85
P_2	W	2215	2200,16	2200
$\cos \phi$	-	0,81	0,84	0,81
R_1	Ω	12,77	12,95	10,14
η	%	79,78	81,38	79,7

V tab. 5-2 jsou i podrobnější výsledky z analytického výpočtu, které jsou porovnány se simulacemi provedenými v RMxpřtu.

Tabulka 2 - Porovnání výsledků výpočtů se simulací

Veličina	Jednotka	Analytický výpočet	RMxprrt
B_{δ}	T	0,8887	0,8711
B_{zs}	T	1,811	1,708
B_{js}	T	1,684	1,677
B_{zr}	T	1,701	1,658
B_{jr}	T	1,071	0,731
$U_{m\delta}$	A	221,36	233,53
U_{mzs}	A	93,65	43,02
U_{mjs}	A	55,4	57,52
U_{mzr}	A	58,16	40,72
U_{mjr}	A	4,61	1,43
R_1	Ω	12,77	12,95
R_2'	Ω	7,28	6,63
R_{Fe}	Ω	4404	4544
X_m	Ω	241,2	274,2
X_{d1}	Ω	2,83	2,63
X_{c1}	Ω	1,39	2,12
$X_{\delta s}$	Ω	6,64	1,88
X_{r1}	Ω	12,06	6,63
X_{d2}	Ω	3,69	6,81
X_{c2}	Ω	1,39	0,368
$X_{\delta r}$	Ω	7,98	4,98
X_{r2}	Ω	14,26	12,51
ΔP_{j1}	W	311,8	276,1
ΔP_{j2}	W	110,7	88,46
ΔP_{Fe}	W	109	86,26
ΔP_{mech}	W	30	30,76
P_1	W	2777	2704
P_2	W	2215	2200
η	%	79,78	81,38
$\cos \phi$	-	0,811	0,8384
M	Nm	14,69	14,56
n	min ⁻¹	1430	1442,79
s_n	%	4,7	3,81
I_m	A	1,45	1,32

Při pohledu na tuto tabulku jde vidět, že některé parametry analytického výpočtu vyšly velmi přesně a jiné už se trochu liší. Na závěr tedy budou diskutovány příčiny jednotlivých odlišností. Například poměrně značný rozdíl je mezi hodnotami celkových ztrát v železe. Materiálové konstanty byly zadány i do vlastností materiálu v RMxprrtu, takže největší problém bude asi odlišný

postup stanovení vlivu opracování plechů nebo jejich nasycení. V tomto výpočtu se použili opravné koeficienty tak, jak bylo doporučeno v [2], program si tyto koeficienty počítá odlišným způsobem.

Další výrazná odlišnost je v drážkové reaktanci rotoru, kterou program spočítal jako téměř dvojnásobnou oproti tomuto výpočtu. Důvodem může být i to, že [2] ve výpočtu nepočítá s rotorovou drážkou, která by byla uzavřená, a proto velká část koeficientů odpadne a je k diskuzi, jestli je vhodné tento postup výpočtu na tuto drážku vůbec použít. Jedná se o empirické vzorce, které nejsou blíže vysvětleny, a proto není možné určit jejich přesnost nebo chybu. Na druhou stranu i program má vlastní a odlišný způsob stanovení drážkové reaktance. Stejný problém je i u reaktancí diferenčního rozptylu, které se také dost liší. Reaktance čel vinutí se rozdělila na dvě poloviny, jedna pro stator, druhá pro rotor, jak doporučuje [2]. Program, ale tyto reaktance počítá každou zvlášť, proto jsou výsledky jiné. To se pak promítne v celkových rozptylových reaktancích.

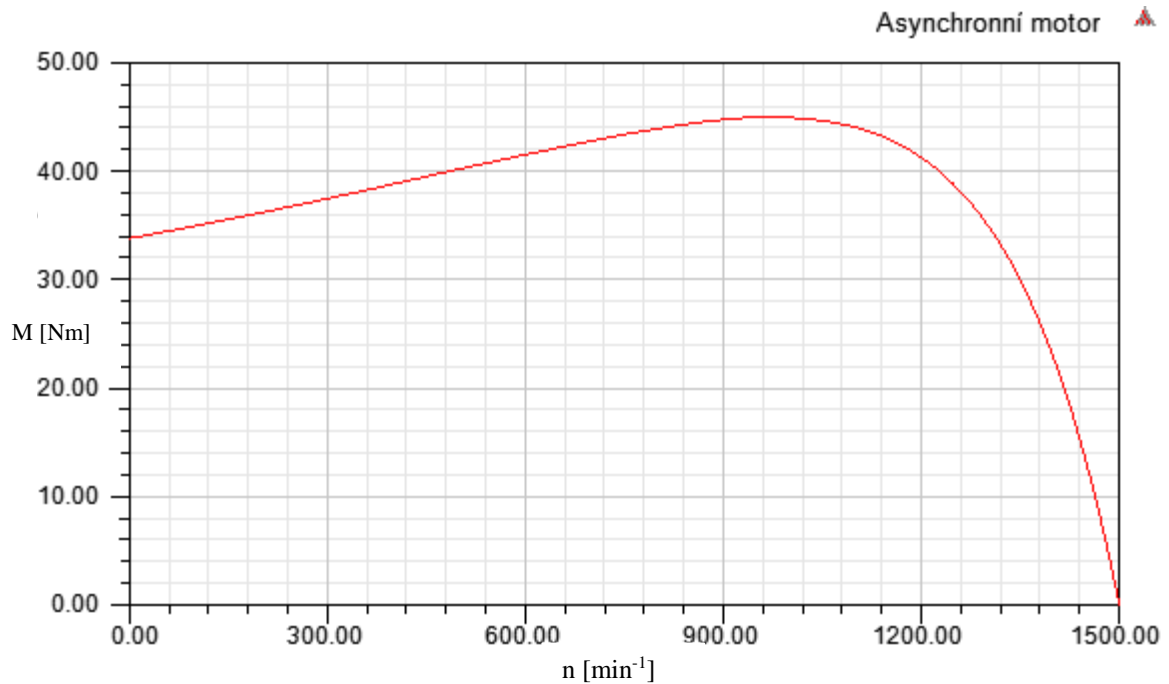
Vzhledem k tomu, že odpory vinutí i rotorové klece vyšly velmi podobně, může se konstatovat, že odlišnost ve ztrátách ve vinutí a kleci jsou způsobeny mírnou odlišností protékajících proudů v obou způsobech výpočtu.

Rozdíl v magnetickém napětí jha rotoru už byl nastíněn dříve. U tohoto výpočtu jsme neopravovali velikost magnetické indukce ve jhu rotoru, která by měla být stejně jako u jha statoru vypočítána na několik částí a přes integrál viz. kapitola 3.2.6. Magnetické napětí jha statoru. V rámci jednotek ampérů je rozdíl opravdu zanedbatelný.

V tabulce jde také vidět určitý rozdíl mezi magnetickými napětími zubu statoru. Přitom hodnoty magnetických indukcí, ze kterých magnetická napětí vycházejí je malý. Tvarem BH charakteristiky se ovšem může lehce stát, že i malý rozdíl v magnetických indukcích může znamenat velký rozdíl v magnetických intenzitách. V následující kapitole budou ještě stručně shrnuty výsledky simulací.

4.4 Výsledky simulací pro první harmonickou

Na obr. 4-4 jde vidět výsledná momentová charakteristika počítaného stroje vytvořená v RMxpřtu. Záběrný moment je přibližně 34 Nm a moment zvratu asi 45 Nm. Jmenovité otáčky jsou 1425 min^{-1} , tomu odpovídá jmenovitý moment 14,56 Nm z tabulky. Na grafu to jde i dobře vyčíst. Synchronní otáčky jsou 1500 min^{-1} (čtyřpólový motor). Toto je momentová charakteristika pro základní harmonickou magnetické indukce. V diplomové práci bude vytvořena charakteristika s vlivem vyšších harmonických, budou se v ní vyskytovat tzv. momentová sedla.

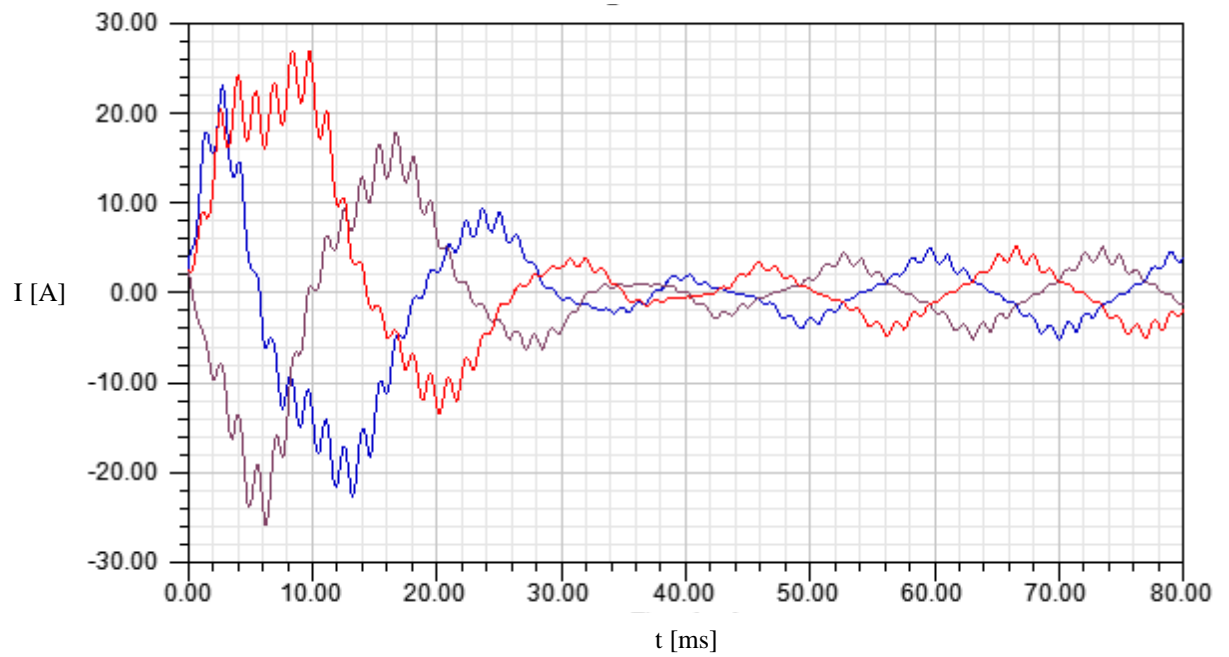


Obrázek 4-4 - Momentová charakteristika stroje

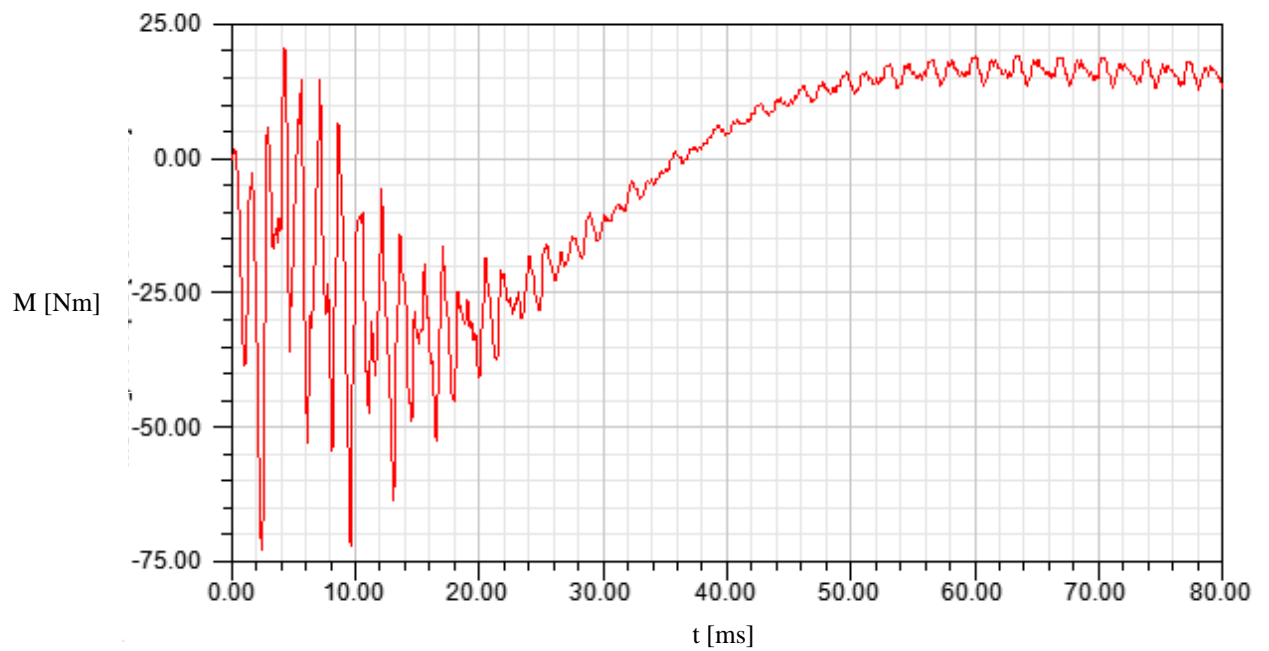
Na obr. 4-5 jde vidět průběh proudu v čase a na obr. 4-6 průběh momentu v čase. Z obou průběhů je zřejmé, že elektromagnetický přechodový děj po zapnutí motoru trvá přibližně 30 ms.

Na těchto obrázcích se nejedná o klasické rozbíhání motoru z nulových otáček. Je nastaveno, že počáteční otáčky jsou 1442 min^{-1} . Přechodový děj, který je vidět na grafech souvisí s nabuzením a vznikem elektromagnetického pole. Počáteční proud ve všech fázích dosahuje až 26 A. Na tento proud je třeba si dát pozor. I když působí krátkodobě, jistící přístroje v této chvíli nesmí zapůsobit a odpojit motor. Proud se poté zmenší a po přechodovém ději začne kmitat kolem nuly. Jeho efektivní hodnota, tedy 2,85 A, odpovídá i výsledkům v tomto grafu.

Počáteční moment kmitá s maximální výchylkou až do 72 Nm. Po odeznění přechodového děje už moment stabilně narůstá s klesajícím tempem a konečně se ustálí kolem hodnoty 17 Nm.



Obrázek 4-5 - Průběh proudu v čase



Obrázek 4-6 - Průběh momentu v čase

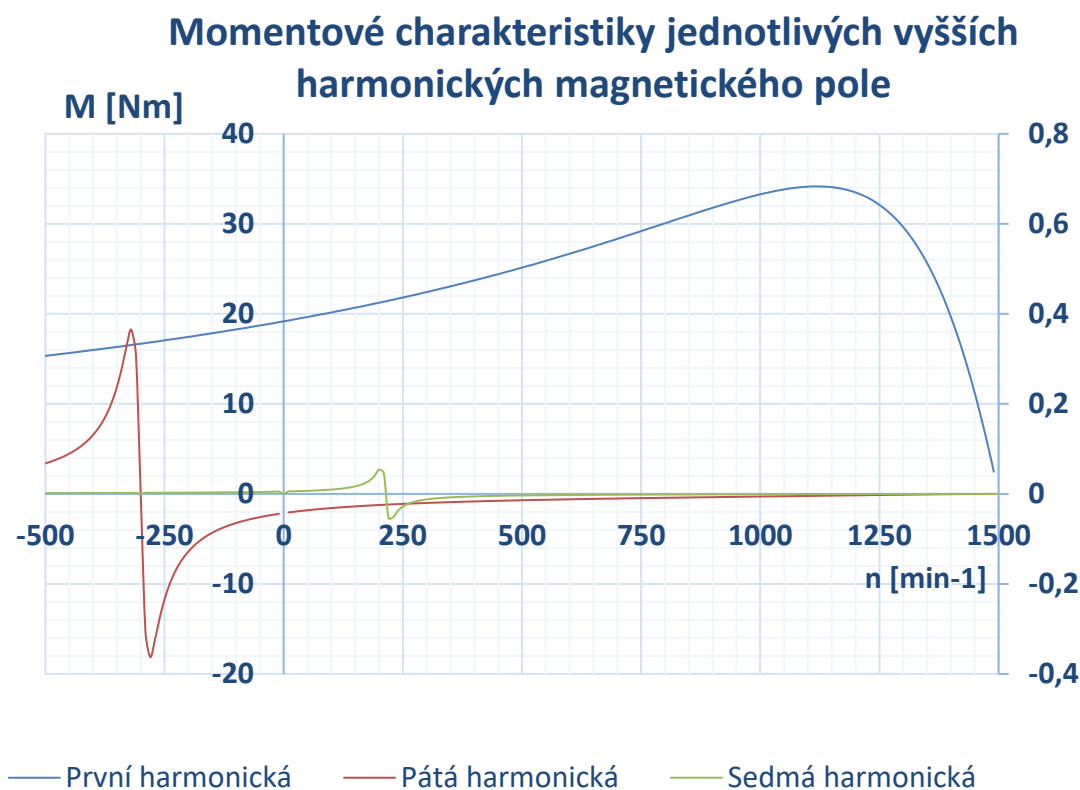
5 SIMULACE, MĚŘENÍ A POROVNÁNÍ S VÝPOČTEM PRO VYŠŠÍ HARMONICKÉ

5.1 Výsledky analytického výpočtu pro vyšší harmonické

Postup výpočtu parametrů náhradního schématu se započítáním vlivu vyšších harmonických je k dispozici v kapitole 3.7. Podrobnější výsledky pro všechny hodnoty skluzu pro krok otáček motoru 10 min^{-1} se nachází v přílohách v tabulce.

Celý výpočet probíhal pouze pro nejvýraznější pátou a sedmou harmonickou. Na obrázku 5.1 je vidět výsledná momentová charakteristika pro první, pátou a sedmou harmonickou. Jsou zobrazeny odděleně, aby byl dobře vidět jejich průběh. Při součtu hodnot momentu pro každou harmonickou se jejich vliv na celkovém grafu momentové charakteristiky bohužel neprojeví, protože tyto harmonické momenty jsou v řádech mNm oproti první harmonické, která je v řádu desítek Nm, takže na celkové charakteristice se sedla neobjeví.

Na obrázku vidíme tzv. asynchronní parazitní momenty, které jsou zde způsobeny prostorovými stupňovými harmonickými magnetického pole. Jejich nulová hodnota momentu nastává při synchronní rychlosti dané harmonické, podle vzorce 2. Pátá harmonická se nachází v brzdě části momentové charakteristiky a otáčí se opačným směrem než první harmonická. Sedmá harmonická se nachází v motorové části charakteristiky a její maximální hodnota se pohybuje okolo 50 mNm. Vyšší harmonické jiného typu výpočet nezobrazuje. Pro podrobnější analýzu je dobré zhodnotit výsledky simulace v ANSYSu, které obsahují jak stupňové, tak drážkové harmonické. Podle výpočtů to vypadá, že vliv sedmé harmonické na chod motoru je zanedbatelný.



Obrázek 5-1 - Momentové charakteristiky jednotlivých harmonických

5.2 Měření momentové charakteristiky motoru

Pro další porovnání je dobré počítaný motor ještě skutečně změřit. Pro uskutečnění měření je potřeba navrhnout měřicí pracoviště, zejména různé podložky a příruby, aby všechny součásti měření byly na stejné osové výšce hřídele.

Jako zátěž bude použit dynamometr bez napájení, jehož rotor má dostatečně velký moment setrvačnosti, aby rozběh motoru trval dostatečně dlouhou dobu. Potřebný moment setrvačnosti pro požadovanou dobu rozběhu Δt se pro první odhad přibližně určí

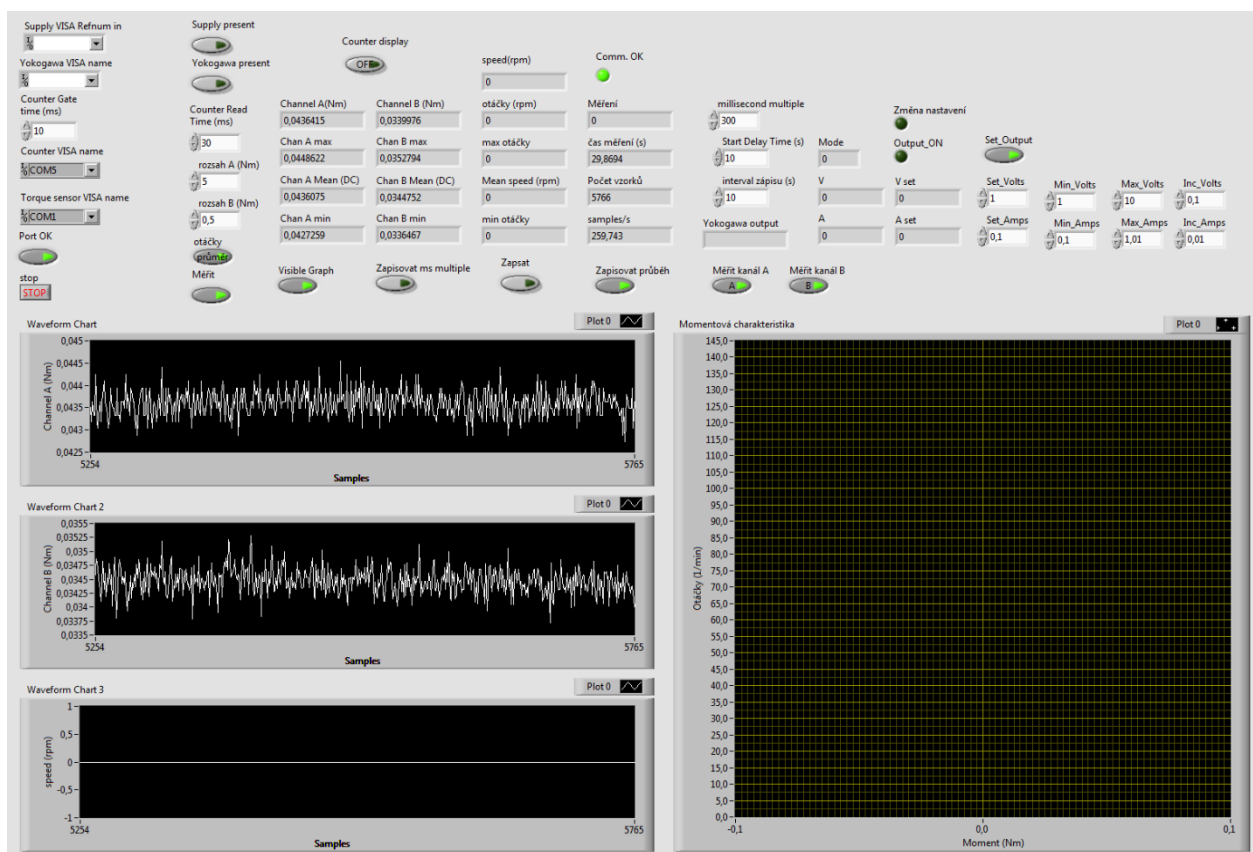
$$J_m = M_n \cdot \frac{\Delta t}{\Delta \omega} = 14,69 \cdot \frac{0,5 \cdot 60}{2 \cdot \pi \cdot 1500} = 46,76 \cdot 10^{-3} \text{ kg} \cdot \text{m}^2 \quad (188)$$

Z různých zátěží se vybírají ty, které mají větší moment setrvačnosti než motor, aby se motor rozbíhal alespoň 0,5s. Čím větší moment setrvačnosti, tím lepší. Tato zátěž má moment setrvačnosti mnohonásobně vyšší.

Pro dynamometr bez napájení musela být navržena a vyrobena nová příruba s upraveným průměrem hřídele. Po zátěži bude následovat spojka, za ní bude sestava pokračovat tenzometrickou hřídelí DR2831 pro 50 Nm, kterou budeme měřit moment motoru. Abychom její hřídel dostali na

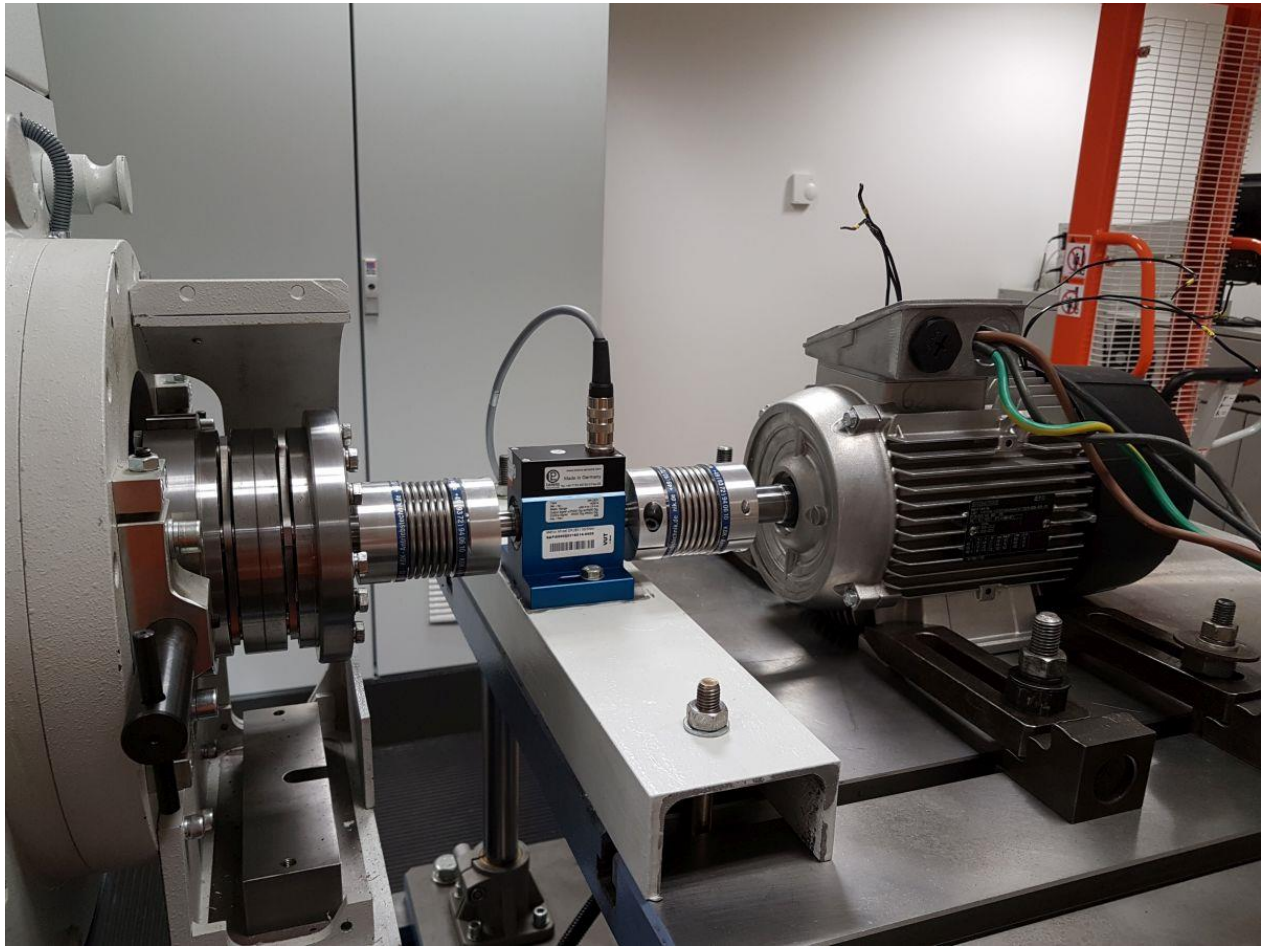
stejnou výšku jako hřídel od zátěže, museli jsme ji podložit přípravkem, který se upevnil na podložku. Po další spojce a změně průměru hřídele už bude následovat motor. Technické nákresy součástí, které se musely dodělat jsou k dispozici v příloze.

Jedná se přímo o motor, který se v této práci počítal. Bude tedy zapojen do trojúhelníku a přes Árónovo zapojení bude připojen k síti přes vypínač a případně i přes regulační transformátor. Měření elektrických veličin bude zajišťovat digitální wattmetr Hioki 3188, který umí měřit proudy, napětí i výkon. Tento přístroj bude ovšem sloužit jen pro nastavení napětí na svorkách motoru a pro kontrolu dalších veličin. Na tenzometrickou hřídel bude napojen měřící PC s čítačem, který bude v časových okamžicích snímat hodnotu otáček a momentu motoru. V PC je měřící systém realizován pomocí programu LabView. Prostředí LabView je vidět na obrázku 5.2 a fotky zkompletovaného měřícího pracoviště pak na obrázcích 5.3 a 5.4.



Obrázek 5-2 - Měřící prostředí LabView

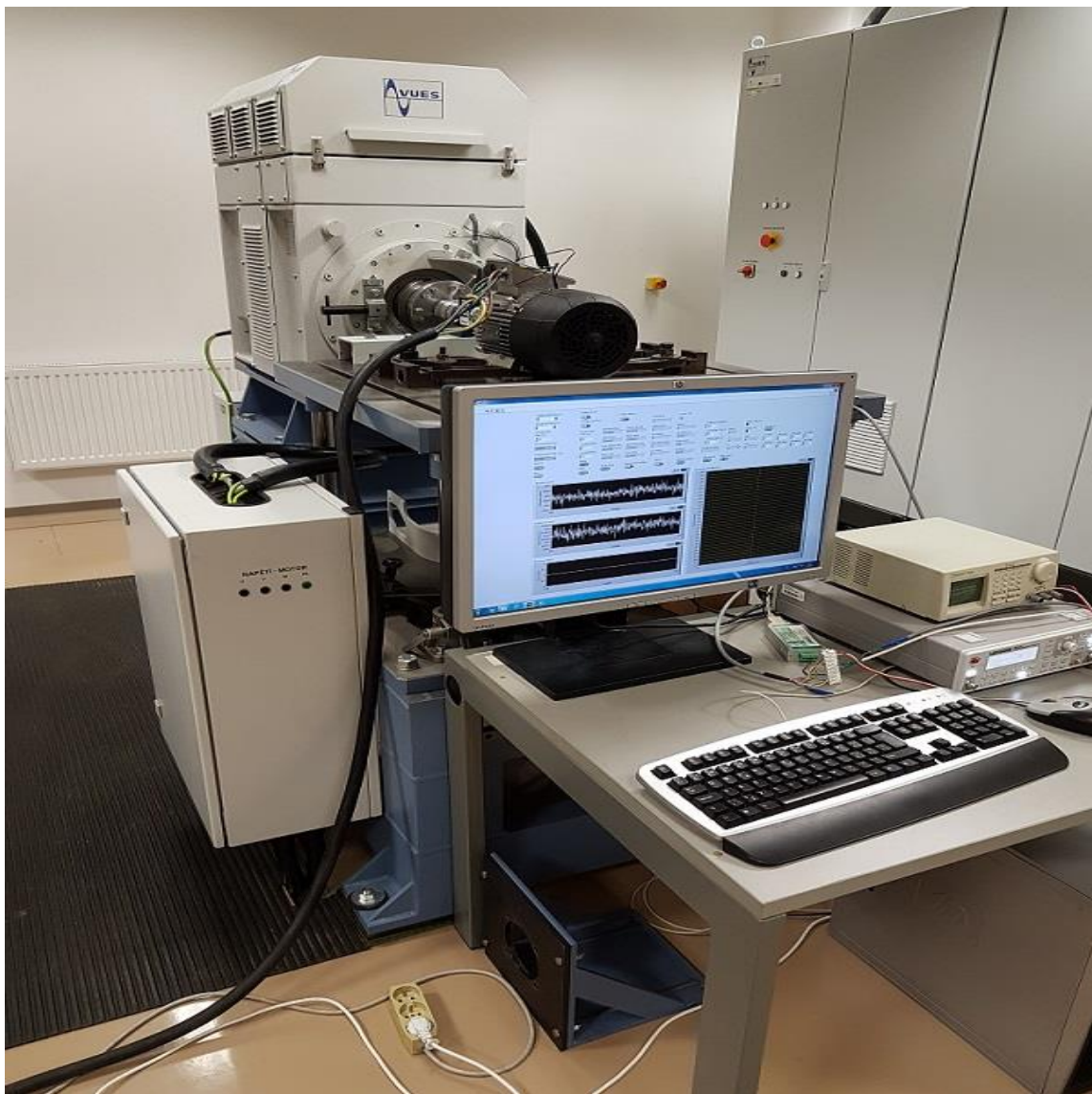
Měření je dynamické a mělo by dobře posloužit pro vynesení momentové charakteristiky reálného motoru, na kterém by měl být vidět projev momentových sedel. Podle toho by se pak dalo posoudit, jestli tato sedla představují pro motor závažný problém. Také je zajímavé zjistit, jestli se naměří stejné momentové pulzace v celém rozsahu otáček, jako se ukazují z výsledků různých simulací. Je možné, že tyto pulzace budou vyfiltrovány momentem setrvačnosti motoru.



Obrázek 5-3 - Měřící pracoviště

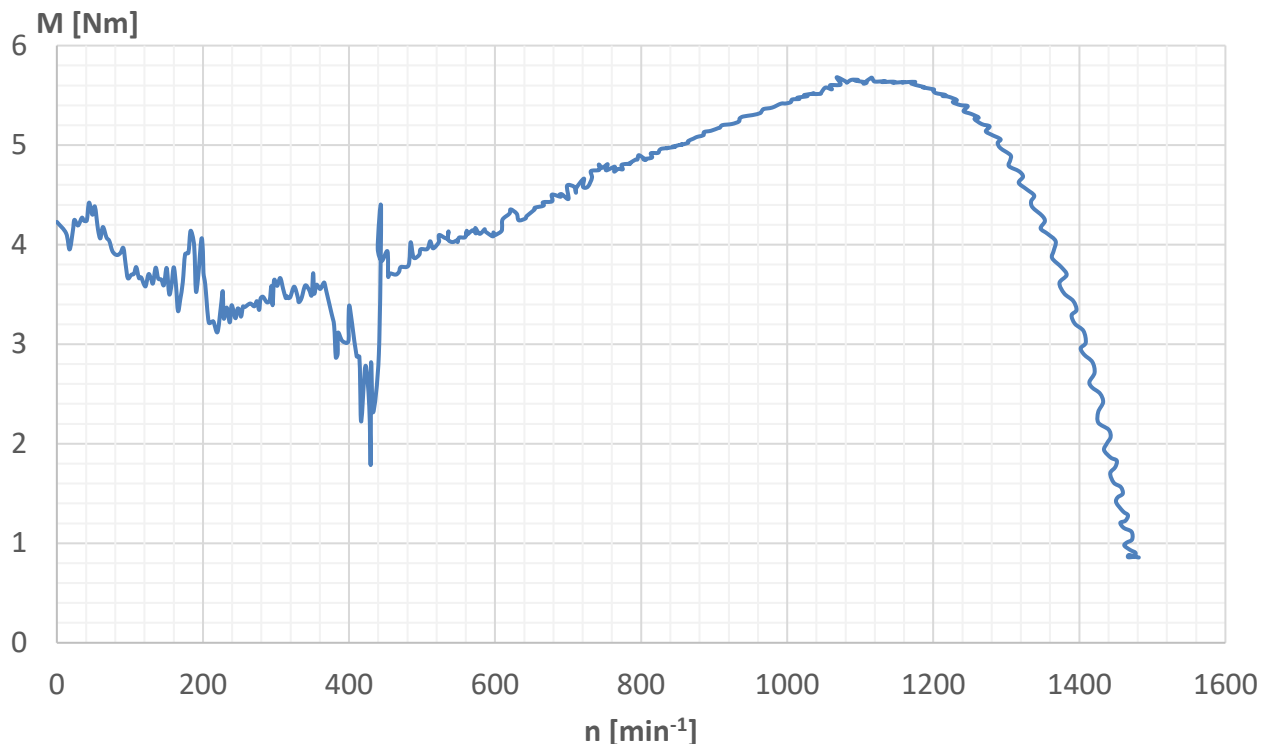
První měření proběhlo pro snížené napětí 200 V. Další dvě měření už proběhly pro plné napětí 400 V. Dále se zaměnil sled fází a motor byl znovu změřen pro 400 V a opačný směr otáčení. Poslední měření bylo s častějším čítáním hodnot momentu a opět pro 400 V.

Pro vynesení hodnot se musely hodnoty ještě upravit, protože pro jedny otáčky bylo změřeno několik desítek hodnot momentu. Proto byly tyto momenty pro každé otáčky zprůměrovány a pak vyneseny. Jelikož odpojení motoru nikdy neproběhlo přesně v čase dosažení synchronních otáček, byly všechny další údaje po dosažení 1500 min^{-1} smazány, aby nekomplikovaly zpracování. Pro 200 V byly hodnoty zprůměrovány ještě jednou, aby se zmenšil rozkmit hodnot zejména v nižších otáčkách. Na obr. 5.5 je vidět změřená momentová charakteristika motoru pro snížené napětí 200 V.



Obrázek 5-4 - Měřící pracoviště z jiného úhlu

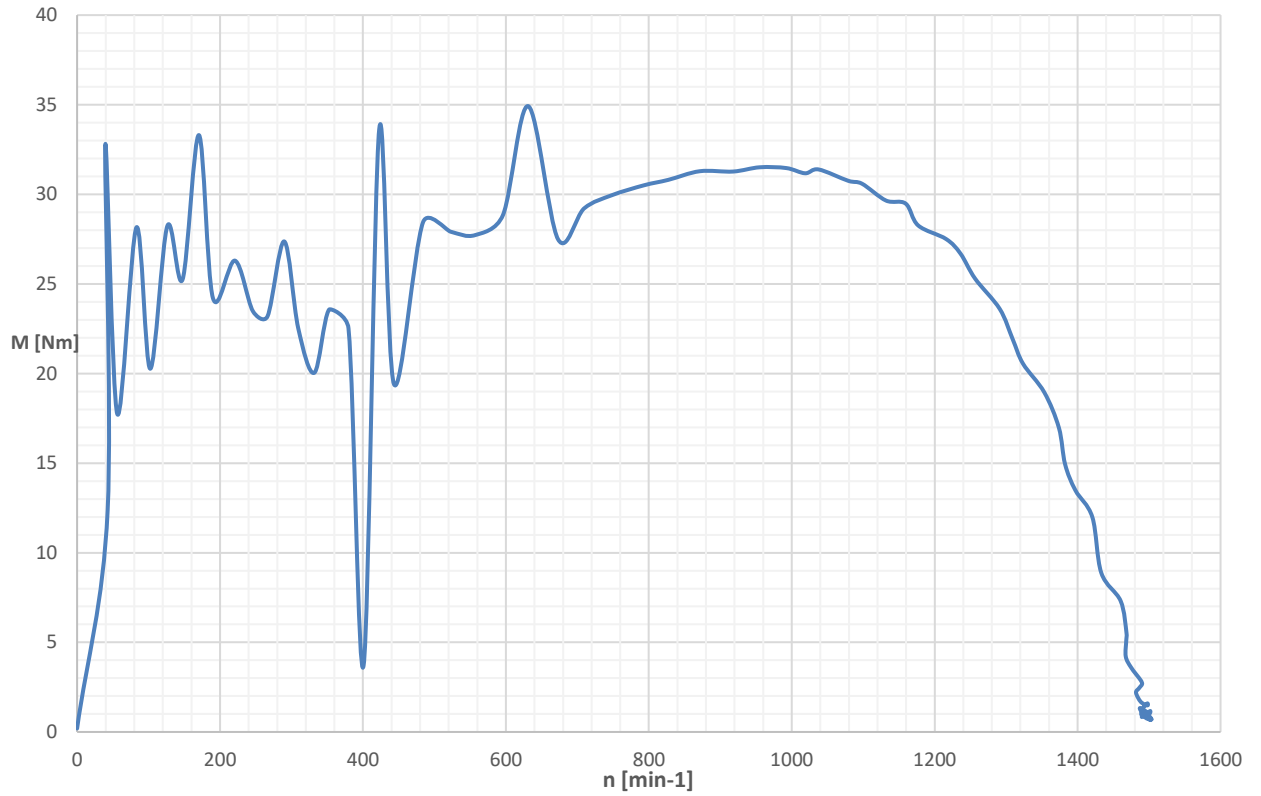
Z grafu jde poznat, že určité momentové pulzace naměřeny byly a to zejména v nestabilní části charakteristiky. Dosahované hodnoty momentu jsou vzhledem k tomu, že se jedná pouze o 200 V, tedy polovinu jmenovitého stavu, více než čtyřikrát menší. Motor je čtyřpólový, synchronní otáčky odpovídají 1500 min^{-1} . V průběhu jsou dva znatelné propady, které se opakují i v dalších měřeních. Jedním je momentové sedlo okolo 200 min^{-1} , které by mohlo odpovídat asynchronnímu sedlu, které vzniklo vlivem sedmé stupňové harmonické, která by se měla objevovat okolo 214 min^{-1} . Druhý daleko výraznější propad se objevuje v okolí 400 min^{-1} . Pokud se bude předpokládat, že se nejedná o chybu měření (propad byl změřen ve všech pokusech a navíc je viditelný i ze simulací), tak by se mohlo jednat o synchronní sedlo, způsobené drážkovou harmonickou tj. poměrem drážek, který pro tento motor podle [11] není ideální, jak už bylo řečeno dříve.



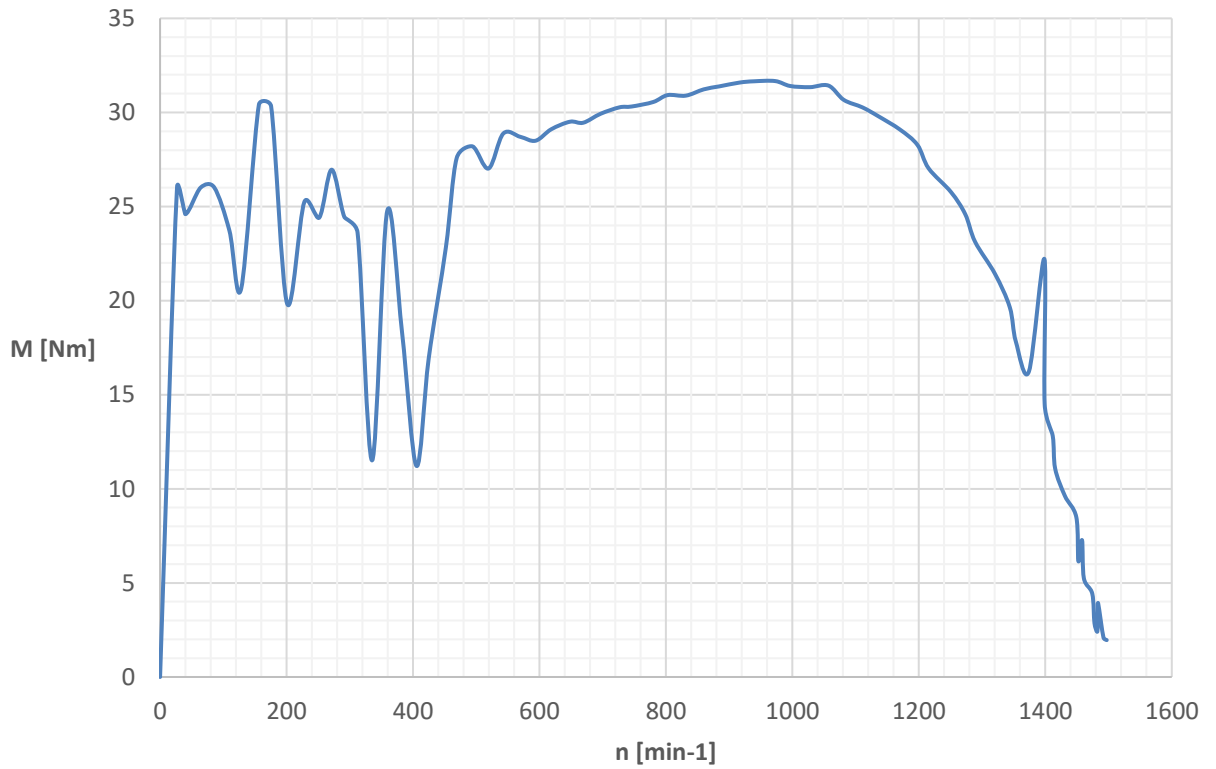
Obrázek 5-5 - Momentová charakteristika pro snížené napětí 200 V

Na obrázku 5.6 je momentová charakteristika pro 400 V s opačným sledem fází. Opět je zde projev sedmé stupňové harmonické okolo 200 min^{-1} a velký propad v okolí 400 min^{-1} . Pulzace při samotném rozběhu blízko nulových otáček přibližně do 100 min^{-1} nepředstavují relevantní informace. Při plném napětí dosahují některé momentové pulzy hodnoty až 35 Nm. Na grafu jde také dobře vidět jmenovitý moment 14,69 Nm, kterého stroj dosahuje při otáčkách 1425 min^{-1} . Moment zvratu je přibližně 31,5 Nm.

Momentová charakteristika na obrázku 5.7 je také pro 400 V, pro stejný směr otáčení jako v případě sníženého napětí. Rozdílný je ovšem počet vzorků, který je v tomto případě vyšší. Výsledky by tak měly být přesnější. Asynchronní sedlo v okolí 200 min^{-1} zde vypadá výrazněji. Opět se objevuje propad okolo 400 min^{-1} . Jmenovitý stav a bod zvratu vychází podobně jako u předchozího případu. V tabulce 3 je přehled použitých přístrojů pro měření.



Obrázek 5-6 - Momentová charakteristika pro 400 V a opačný směr otáčení



Obrázek 5-7 - Momentová charakteristika pro 400 V, častější čítání momentu

Tabulka 3 - Měřené a měřící objekty

Přístroj	Upřesnění	Výrobce	Identifikace
Wattmetr	Hioki 3188	Hioki	v.č. 1032227
Tenzometrická hřídel	DR2831 50/5Nm	Lorenz Messtechnik	SAP: 000000319514-0000
Čítač	HM8123	Ronde&Schwarz	1058975
Motor	UD 1702	Siemens	1AV1104B

Měření potvrdilo vliv sedmé harmonické na momentovou charakteristiku při otáčkách 214 min^{-1} . Také se ale objevil propad momentu okolo 400 min^{-1} , který simulace nezachycují. Momentové pulzace byly naměřeny s menší četností a dochází k jejich úplnému odeznění ještě před momentem zvratu. Simulace mají daleko četnější a silnější pulzace a to až cca do jmenovitého bodu, kde už dochází k ustálení. Mohlo by to být způsobeno tím, že pulzace byly při měření do jisté míry vyfiltrovány momentem setrvačnosti motoru. Také je třeba vzít v potaz, že tuhost soustavy měření momentu je konečná.

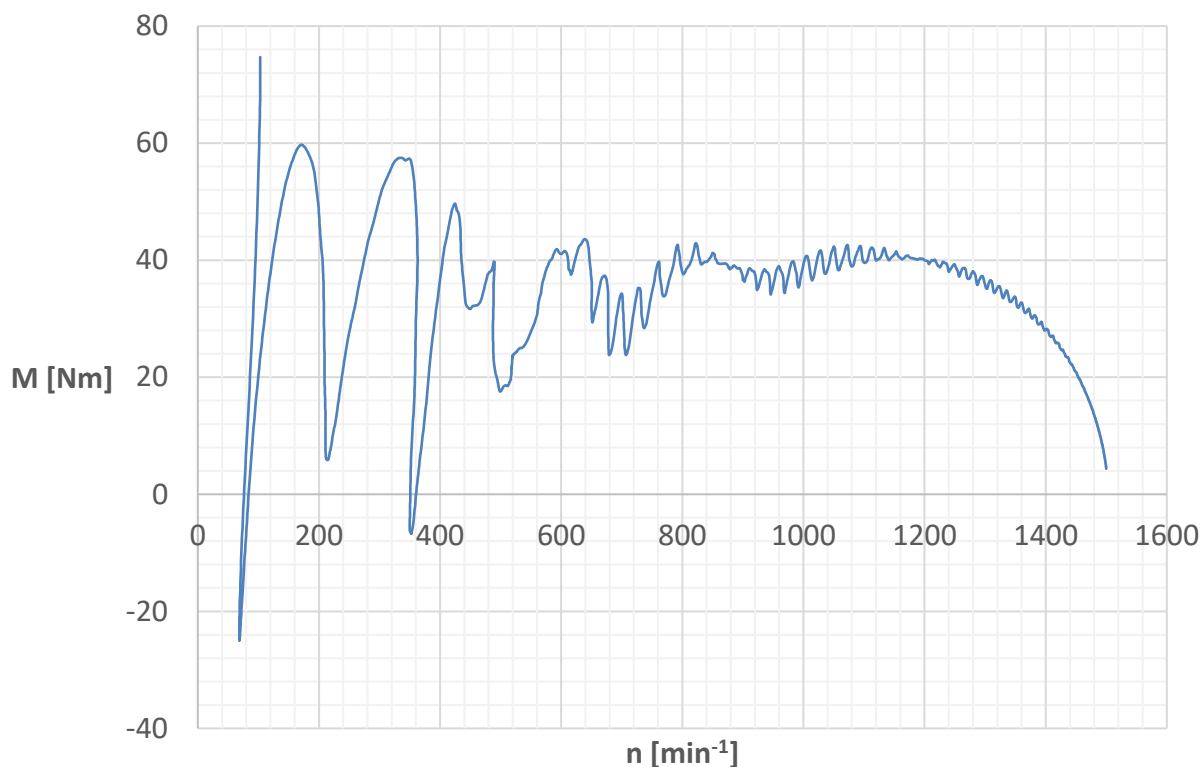
5.3 Simulace vyšších harmonických magnetického pole

Pro základní simulaci magnetického pole s vlivem vyšších harmonických bude použit připravený model v ANSYS Maxwell 2D s přiřazenými materiály (viz. dřívější kapitoly). V „motion setup“ zadáme odpovídající moment setrvačnosti motoru $46,76 \cdot 10^{-3} \text{kg} \cdot \text{m}^2$ ze vzorce 188. Konečný čas analýzy potom bude 0,5 s a krok volíme 0,1 ms, abychom za jednu periodu měli alespoň 200 vzorků. Graf je vidět na obrázku 5.8.

Kvůli velkému počtu hodnot na grafu a velkým momentovým pulzacím byl graf velmi hustý a málo přehledný. Proto se hodnoty v Microsoft Excelu zprůměrovali pomocí klouzavého průměru. Graf je velmi podobný charakteristikám, které byly změřeny. Opět je zde výrazné asynchronní sedlo pro otáčky 214 min^{-1} . Pulzace dosahují hodnot i 60 N, což je více než dvojnásobek oproti pulzacím změřeným. Tato simulace proběhla bez zahrnutí vlivu natočení rotorových drážek.

Více relevantní výsledky pak odpovídají simulaci s nastaveným natočením drážek rotoru o 10°, které omezuje velikost vyšších harmonických. Na obr. 5-9 vidíme graf přímo z programu bez úprav. Je velmi hustý a málo přehledný. Stejný graf proložený křivkou klouzavého průměru je pak na obr. 5-10. Míra vyhlazení grafů záleží na zvoleném řádu klouzavého průměru. Je zde vidět výrazné sedlo v okolí otáček 214 min^{-1} . Potvrzují se tak naměřené výsledky. Na druhou stranu nelze rozpoznat výraznější pulzaci v okolí 400 min^{-1} . Výskyt sedla v této oblasti se tedy nepotvrdil.

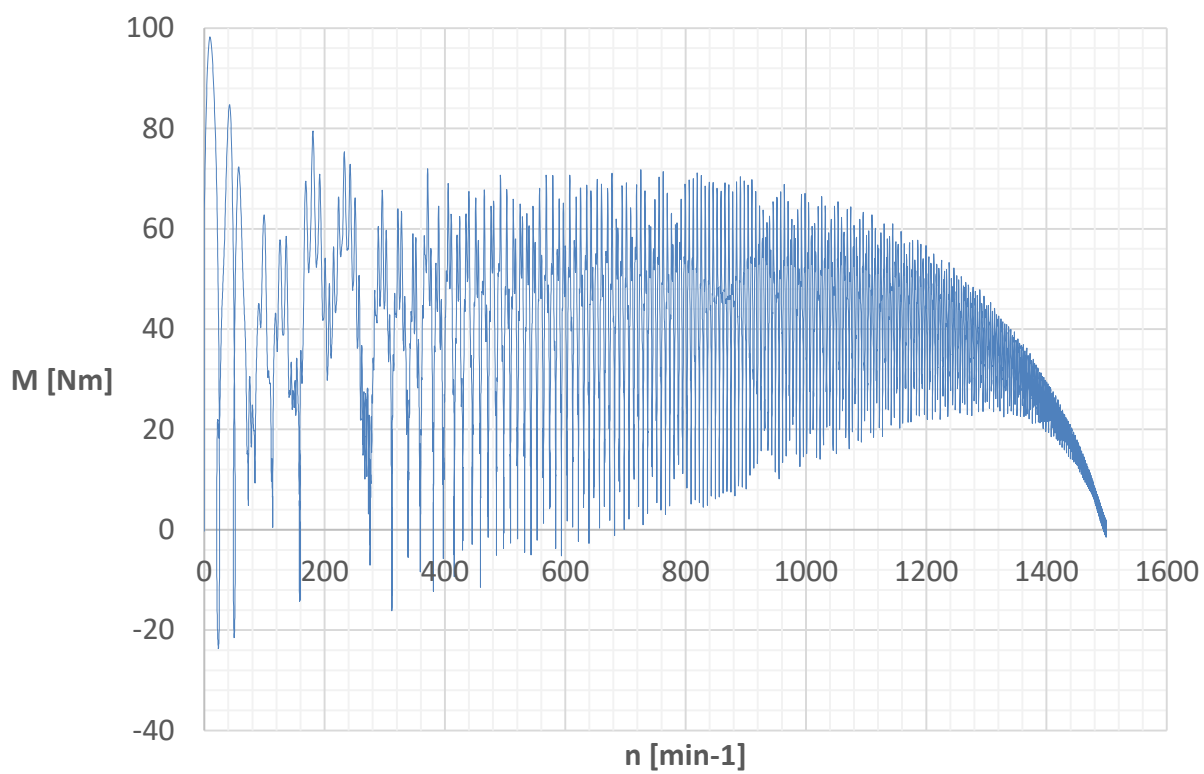
Je vidět, že pulzace se výrazně zmenšují s přechodem do stabilního stavu (tedy za momentem zvratu).



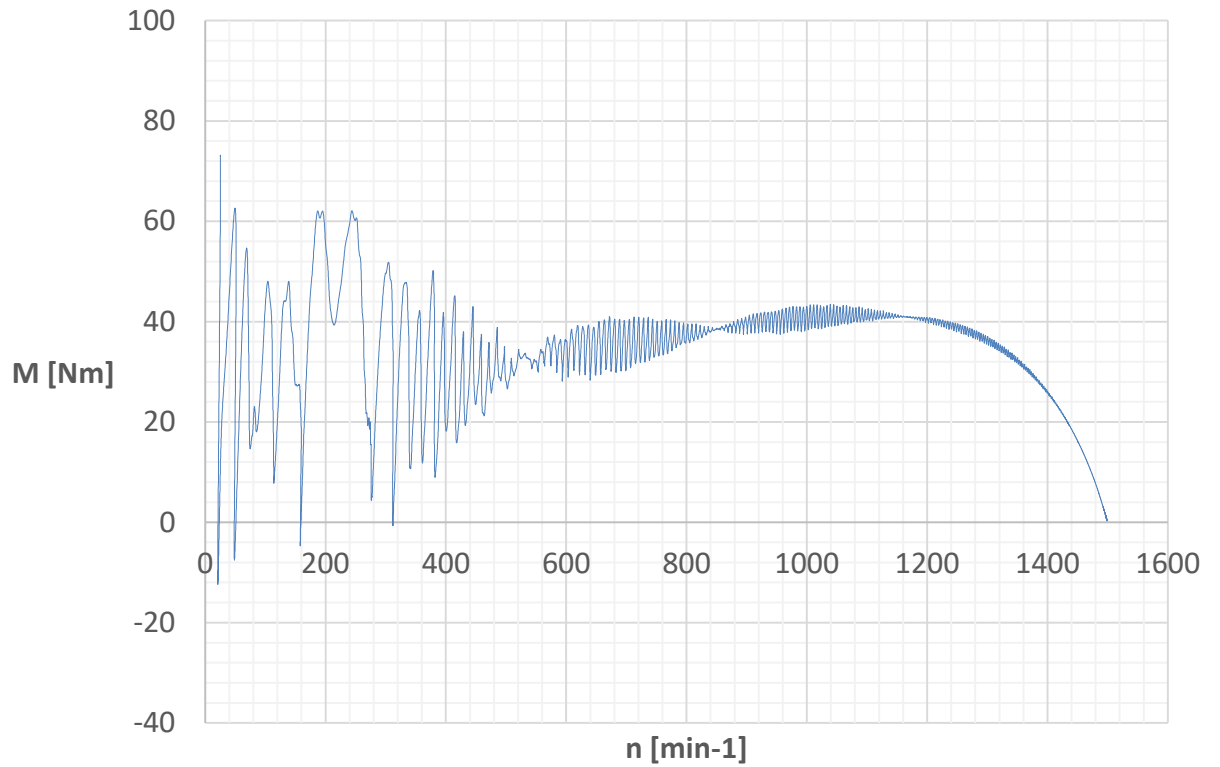
Obrázek 5-8 - Momentová charakteristika, simulace bez vlivu natočení drážek, klouzavý průměr

Momentové sedlo v otáčkách 214 min^{-1} způsobuje, že moment zátěže může být určitou chvíli větší než moment motoru. U motoru pak dochází k zastavení a pokud nedojde k překonání momentu zátěže včas, tak k vybavení nadproudové ochrany motoru.

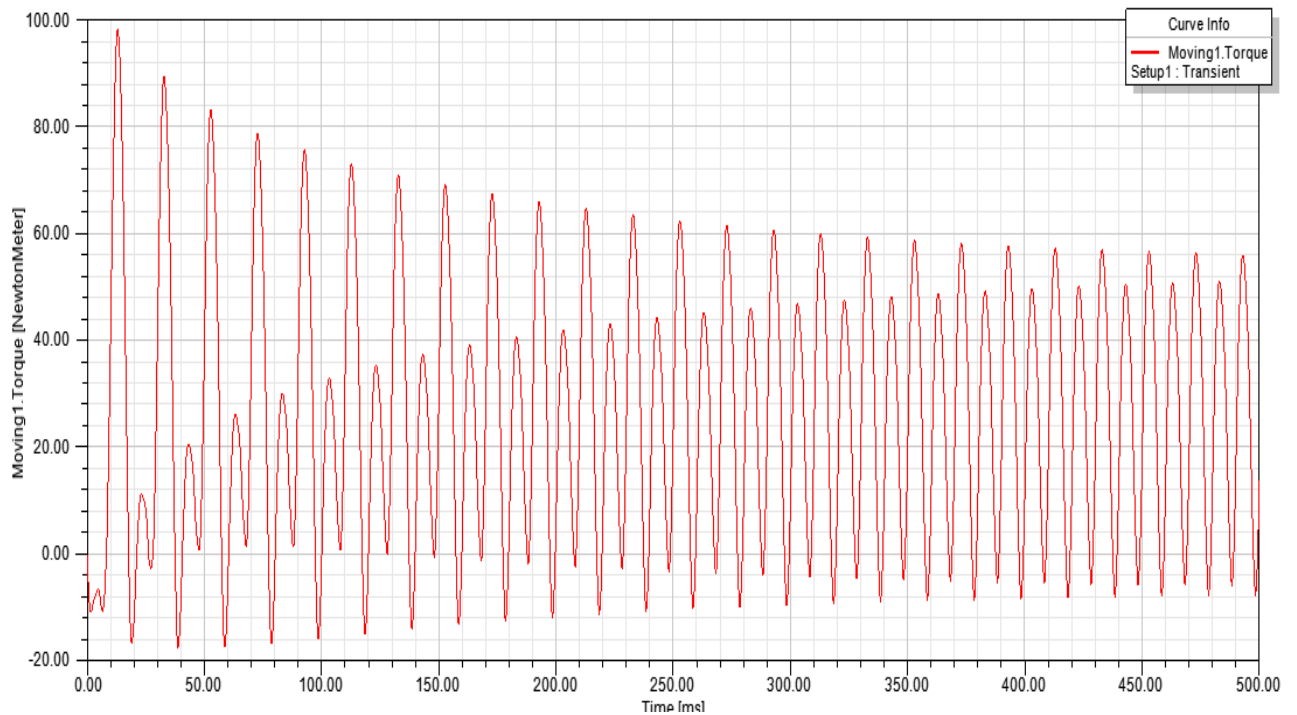
Na obr 5-11 je pak vidět průběh momentu v čase pro simulaci motoru, při kterém je celou dobu zadržen na nulových otáčkách. Tato simulace byla provedena zejména z důvodu zjištění délky elektromagnetického přechodného děje, který může být jedním z důvodů velkého rozkmitu momentu ve všech ostatních simulacích. Tato teorie se ovšem neprokázala, zejména na průběhu proudu jde poznat, že přechodný děj trvá přibližně 40 ms. Rozkmitání momentu trvá daleko déle. Průběh proudu je na obr. 5-12.



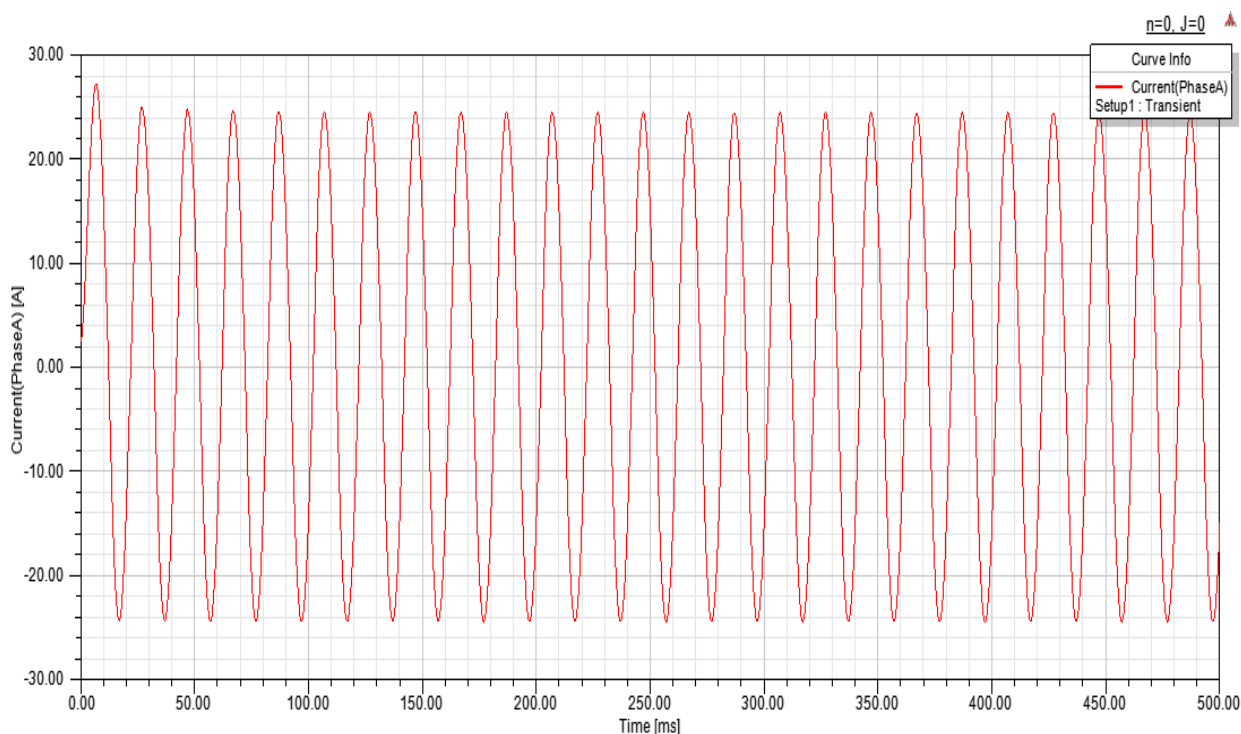
Obrázek 5-9 - Momentová charakteristika s vlivem vyšších harmonických, neupravený průběh



Obrázek 5-10 - Momentová charakteristika s vlivem vyšších harmonických, upravený průběh

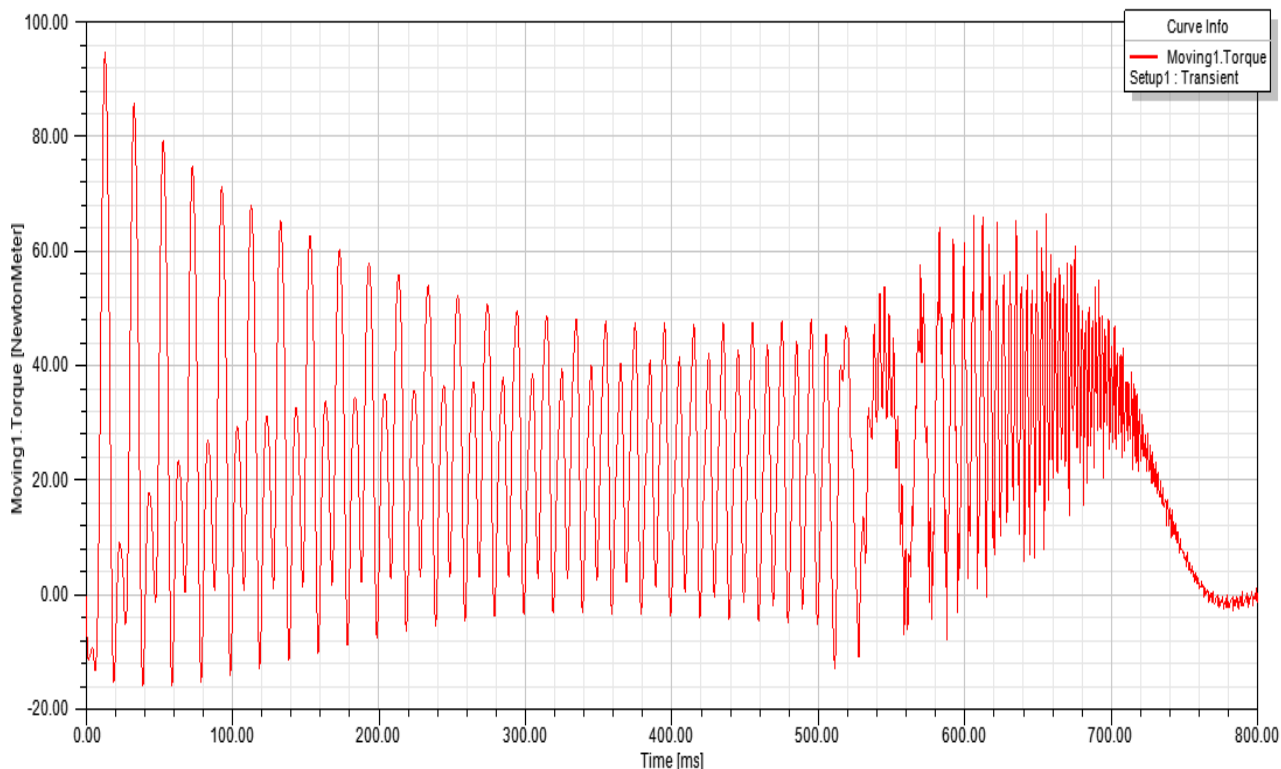


Obrázek 5-11 - Průběh momentu v čase, na motoru se drží nulové otáčky



Obrázek 5-12 - Průběh proudu ve fázi, na motoru se drží nulové otáčky

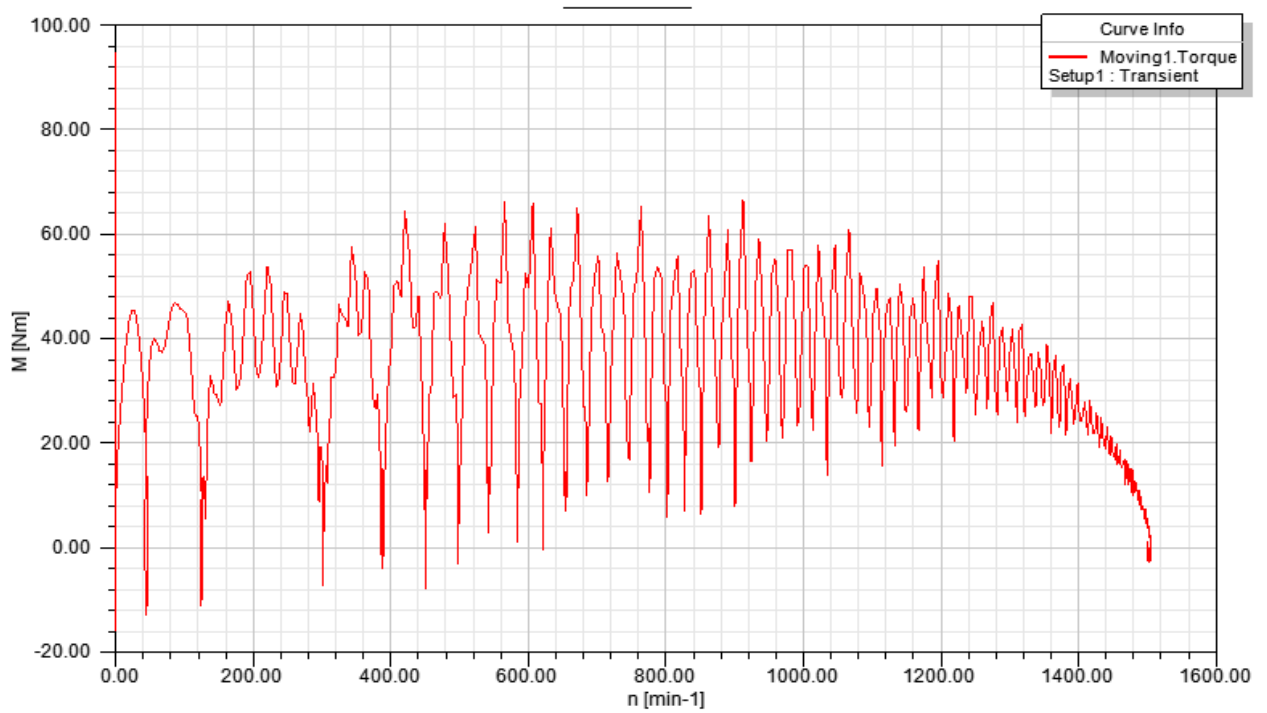
V další simulaci se budou držet nulové otáčky motoru po dobu 500 ms tedy tak, aby odezněl přechodový jev a pak se motor nechá normálně rozběhnout. Celkový čas simulace byl 800 ms. Na obr. 5-13 jde vidět průběh momentu motoru v čase. Na první pohled je vidět, že se jedná o kombinaci předchozích simulací, tedy do 500 ms se jedná o tu, ve které byly otáčky celou dobu nulové a poté už následuje normální rozběh. Touto simulací se vliv elektromagnetického přechodného děje vylučuje. Na obr. 5-14 je pak momentová charakteristika při opožděném rozběhu. Ta je pro prvních 500 ms nulová, poté ve zbylých 300 ms se motor rozběhne.



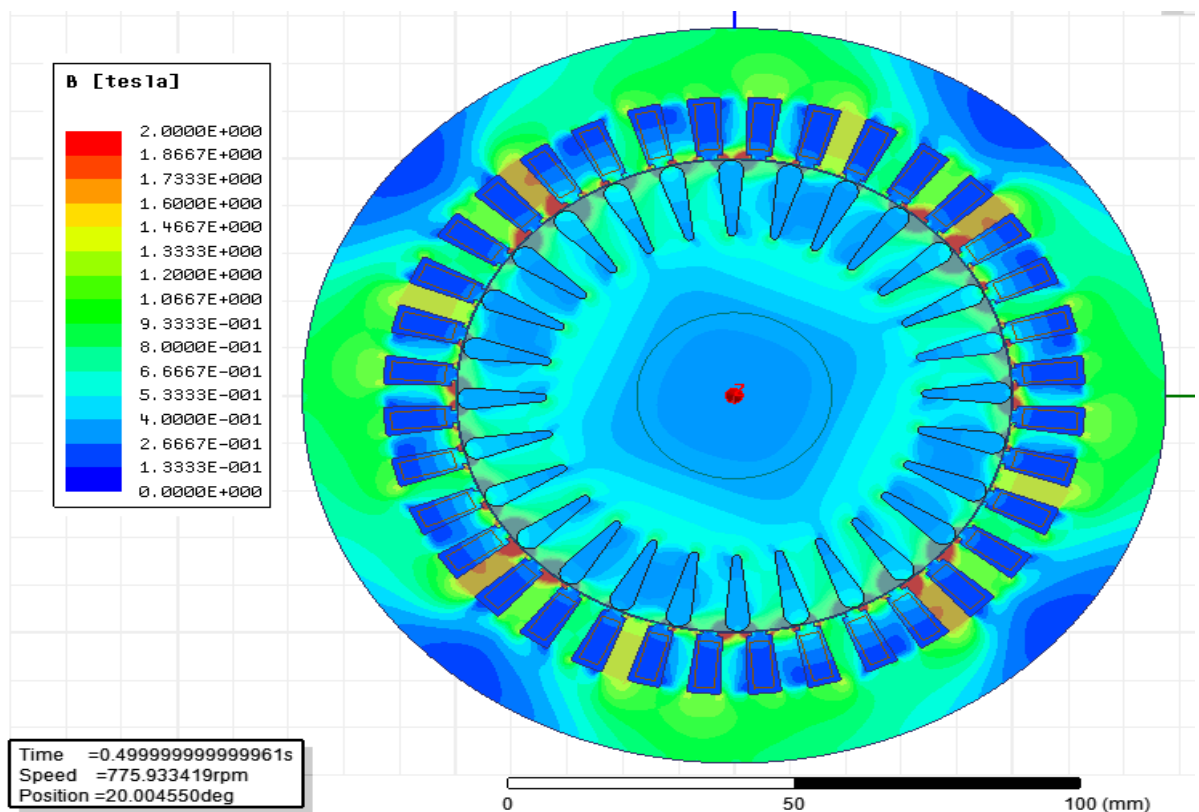
Obrázek 5-13 - Průběh momentu v čase, rozběh opožděn

Na posledním obrázku 5-15 je zobrazeno rozložení magnetické indukce ve stroji pro simulaci se započítáním vlivu natočení rotorových drážek pro náhodně zvolený čas. Na první pohled jde poznat, že stroj je čtyřpólový. Nejvyšších hodnot dosahuje magnetická indukce v zubech, konkrétně kolem 2 T, což odpovídá i výsledkům analytického výpočtu.

Z výsledků a i z praktických zkušeností firmy vyplývá, že největší problém motoru způsobuje momentové sedlo na otáčkách 214 min^{-1} . Podle průběhu sedla a jeho charakteristickému výskytu okolo těchto otáček bylo v práci popsáno jako sedlo asynchronní. Je nutné ale vzít v potaz možnost, že se jedná o sedlo synchronní. Tento motor byl změřen i ve firmě, kde podle časových průběhů sedlo odpovídalo synchronnímu. Dále ve výpočtové části této práce bylo zjištěno, že asynchronní sedla od stupňových vyšších harmonických by neměly momentovou charakteristiku výrazněji ovlivnit. Není tedy vyloučeno, že určitou kombinací prostorových harmonických se na těchto otáčkách může objevit i sedlo synchronní.



Obrázek 5-14 – Momentová charakteristika, rozběh opožděn



Obrázek 5-15 - Rozložení magnetické indukce v motoru

6 ZÁVĚR

Tato diplomová práce se zabývala výpočtem a analýzou malého asynchronního motoru, firmy Siemens Mohelnice s.r.o. V první části byla zopakována základní teorie těchto motorů, zejména tedy konstrukce, princip činnosti, náhradní schéma, tok výkonů, momentová charakteristika a teorie vyšších harmonických magnetického pole. Dále se postupně z rozměrů motoru počítaly hodnoty magnetické indukce v jednotlivých částech stroje a z nich pak magnetická napětí ve všech částech stroje. Z toho byl potom stanoven magnetizační proud.

V další části byly dopočítány ztráty v železe pomocí materiálových konstant, poté odpory vinutí a klece a nakonec rozptylové reaktance statoru i rotoru. Po dopočítání celého náhradního schématu následoval výpočet parametrů stroje a to v komplexních tvaru. Získaly se tak všechny proudy, jmenovitý moment, jmenovitý skluz, účinnost i účiník. Pokračovalo se výpočtem parametrů náhradního schématu zahrnujícím vyšší harmonické a vytvoření výsledného grafu se zobrazením vlivu těchto harmonických. Ukázalo se, že stupňové harmonické jsou u tohoto motoru zanedbatelně malé a že by na chod motoru neměly mít vliv.

Poté byl vytvořen model motoru v programu RMXprt, ve kterém se zadaly rozměry stroje a jeho štítkové parametry. Také se zadávaly například tvary drážek, materiály, počty vodičů, jejich průměr a tak podobně. Program potom celý motor simuloval a spočítal. Jeho výsledky byly porovnány s výsledky analytického výpočtu a s dalšími dostupnými údaji. Výstupy z programu byly srovnatelné s výsledky analytického výpočtu. Také se v tomto programu vytvořila základní momentová charakteristika stroje.

Model byl poté importován do programu Ansys Maxwell 2D, kde po úpravě okrajových podmínek, diskretizační sítě a některých parametrů výpočtu byl stroj analyzován. Výsledkem této analýzy byly časové průběhy momentu i proudů a i další hodnoty pro porovnání s výpočtem v této práci.

V poslední části byl na řadě návrh měřícího pracoviště, na kterém se motor a jeho momentová charakteristika změřili pro několik různých situací. Bylo změřené momentové sedlo v oblasti otáček 214 min^{-1} , které se viditelně objevilo i ve výsledcích simulace v programu ANSYS Maxwell, který vypočítal a zobrazil i vliv vyšších harmonických. Dále byl ve všech měřících případech změřen momentový propad kolem otáček 400 min^{-1} . Tento propad však simulace neukázaly. Podrobnější rozbor výsledků a jejich porovnání bylo provedeno v práci.

POUŽITÁ LITERATURA

- [1] ONDRŮŠEK, Čestmír. *Elektrické stroje* [online]. Vysoké učení technické v Brně [cit. 2016- 12-12]. Skriptum. 111s.
- [2] BRÁZDA, Miroslav a Rudolf STAŇA. *Výpočet asynchronního motoru*. Brno: Výzkumný a vývojový ústav elektrických strojů točivých, 1973. 222s.
- [3] HELLER, Bedřich a Václav HAMATA. *Přídavná pole, síly a ztráty v asynchronním stroji*. Praha: Nakladatelství Československé akademie věd, 1961. 193s.
- [4] KOPYLOV, Igor Petrovič. *Stavba elektrických strojů*. Praha: SNTL, 1988. 688s.
- [5] VOJČE, Z. Výpočet parametrů asynchronního motoru malého výkonu. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2016. 54 s. Vedoucí bakalářské práce Ing. Ondřej Vítek, Ph.D..
- [6] Trojfázový indukční motor. *ELUC Elektronická učebnice* [online]. [cit. 2016-12-12]. Dostupné z: <https://eluc.kr-olomoucky.cz/verejne/lekce/776>
- [7] ANSYS RMxprt. *Ansys* [online]. [cit. 2016-12-12]. Dostupné z: <http://www.ansys.com/products/electronics/ANSYS-RMxprt>
- [8] ANSYS Maxwell. *Ansys* [online]. [cit. 2016-12-12]. Dostupné z: <http://www.ansys.com/products/electronics/ansys-maxwell>
- [9] Typical data for M800-65a. *Cogent power* [online]. [cit. 2016-12-12]. Dostupné z: <http://cogent-power.com/cms-data/downloads/m800-65a.pdf>
- [10] PYRHONEN, Juha, Tapani JOKINEN a Valéria HRABOVCOVÁ. *Design of rotating electrical machines*. Druhé vydání. Chichester: Wiley, 2014. ISBN 978-1-118-58157-5.
- [11] PETROV, G.N. *Elektrické stroje 2*. Druhé vydání. Moskva, 1963. ISBN 509-21-857.